

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna 2
Faculté de Technologie
Département d'Électrotechnique



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT 3^{ème} cycle LMD en Électrotechnique

OPTION

Commande des Systèmes Industriels et Energies Renouvelables

Par

SAHRAOUI Hamza

Thème

**Modélisation Et Commande Des Convertisseurs DC-DC
Utilisés Dans Les Systèmes Photovoltaïques
(Théorie et Expérimentation)**

Soutenue le **06/12/2016** devant le jury composé de :

Dr. AZOUI Boubekour	Prof.	Université de Batna 2.	Président
Dr. DRID Saïd	Prof.	Université de Batna 2.	Rapporteur
Dr. CHRIFI-ALAOUI Larbi	M.C.A	Université de Picardie Jules Verne, France	Co-Rapporteur
Dr. MAKOUF Abdessalam	Prof.	Université de Batna 2.	Examineur
Dr. OURIAGLI Mohammed	M.C.A	Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Fès, Maroc	Examineur
Dr. RAHEM Djamel	Prof.	Université El Arbi Ben Mhidi , Oum El Bouaghi	Examineur

REMERCIEMENTS

Ce travail a été préparé au sein du Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques **LSP-IE**, sous la direction du Pr. N. **Naït-Saïd**, de l'université de Batna2 avec la collaboration du Laboratoire des Technologies Innovantes **L.T.I**, sous la direction du Prof. **H. Beji**, l'université de Picardie, Jules verne à Cuffies, France.

Ainsi, je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à mes deux encadreurs :

Monsieur **Said Drid**, Professeur à l'Université de Batna 2, de m'avoir proposé le sujet de cette thèse et en me faisant profiter de ses conseils judicieux, son savoir faire et ses grandes compétences dans le domaine des énergies renouvelables et de leurs commande, et de m'avoir aidé et guidé avec une grande efficacité. Je le félicite de la patience dont il a su faire preuve à mon égard et qu'il soit assuré de ma plus profonde reconnaissance.

Monsieur Dr. **Larbi Chrifi-Alaoui**, Maître de conférence à l'université de Picardie, Jules verne à l'IUT de l'Aisne, Cuffies-Soissons, France, de m'avoir fait profité de ses grandes qualités d'Automaticien et pour ses qualités humaines pleines de respect et de gentillesse qui ont été pour moi une source de motivation et d'exemplarité. Qu'il soit remercié aussi pour sa grande disponibilité et pour les moyens matériels qu'il a mis à ma disposition afin que je puisse accomplir mon travail dans de bonnes conditions.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **B.Azoui** , Professeur à l'université de Batna 2 pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Dr. AZOUI Boubekour	Professeur Université de Batna 2.
Dr. MAKOUF Abdessalam	Professeur Université de Batna 2.
Dr. OURIAGLI Mohammed	Maître de conférences Université Sidi Mohammed Ben Abdallah, Fès, Maroc
Dr. RAHEM Djamel	Professeur Université El Arbi Ben Mhidi , Oum El Bouaghi

je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **M. Ouriagli**, Maître de Conférences à l'Université Sidi Mohamed Ben-Abdellah (USMBA), Taza, Maroc, de m'avoir fait profiter de ses grandes qualités d'Automaticien durant la corrections de mes travaux.

A moi est agréable de remercier spécialement **Dr. A. Bensaleh, Dr. S. Bendib, Dr. D. Khamari, Dr. D. Benoudjit , Dr. Fezzani et Dr I. BENLALLOUI** pour leurs disponibilités sans faille, pour leurs encouragements et leurs soutiens moral durant l'élaboration de ce travail,

Que Messieurs **M.S Nait-Said, N. Nait-Said**, Professeurs à l'Université de Batna 2, soit aussi bien remercié pour leurs encouragements.

Que **R. Abdessamed, A. Benoudjit, F. Naceri et B. Abdelhadi, C. Fetha** Professeurs à l'Université de Batna 2, trouvent dans ce travail mes plus sincères remerciements pour leurs encouragements.

Je tiens aussi à remercier **A. Menacer, Moustapha abdessemed, Mouhamed Toufik Nasri, M. Benaggoune, N. Lakhdari, A. Bezziane**, pour leurs encouragements.

Je tiens aussi à remercier mes professeurs qui ont contribué de près ou de loin à ma formation.

Sans oublier de remercier T. Boutabba, S. Bouslimani, Z. Ainhoud, T. Elenjili, S. Ouchen, H. Hichem, A. Belbech, M. Bouakoura, A. Meddour , K. Moured, S, Makhloufi pour leurs amitiés et leurs encouragements.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement tous les enseignants du département d'électrotechnique l'Université de Batna 2 pour le respect et l'ambiance dans le travail digne d'un grand département, et particulièrement Monsieur le doyen de la faculté de Technologie **Khaled Chikhi**.

Hamza SAHRAOUI

Laboratoire LSP-IE'2000 Batna.

Avant propos

Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications, nationales et internationales dont :

PUBLICATIONS : (Revues)

1. International Journal of Renewable Energy Research IJRER

H. Sahraoui, L.CHRIFI-ALAOUI, S.DRID and P.BUSSY , " Second Order Sliding Mode Control of DC-DC converter used in the Photovoltaic System according an Adaptive MPPT", *International Journal of Renewable Energy Research* 6(2),pp. 375-383, 2016 .

COMMUNICATIONS : (Conférences)

1. **H.Sahraoui** , S.Drid, L.Chrifi-Alaoui, M.Ouriagli, and P.Bussy. "Robust Control of the Boost Converter Applied in Photovoltaic Systems Using Second Order Sliding Mode ", 15th International IEEE Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA) , Hammamet ,Tunisia, pp.719 - 724 . 21-23 Dec. 2014. 978-1-4799-5907-5/14/\$31.00 ©2014 **IEEE**.
2. **H.Sahraoui** , S.Drid, L.Chrifi-Alaoui, and M.Hamzaoui. "Voltage Control of DC-DC Buck Converter Using Second Order Sliding Mode Control" , 3rd International IEEE Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT) , tlemcen, Alegria ,pp.1-5, 2015. 10.1109/CEIT.2015.7233082,**IEEE**.
3. **H.Sahraoui** , S.Drid, L.Chrifi-Alaoui, I.Benlaloui " Modeling and control of the DC-DC converters" , ICIEM'14, International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing, Batna University, Algeria, pp. 120-125 May, 11-13, 2014.

Résumé

Pour répondre aux besoins croissants des sources de tension variables, le travail dans cette thèse a été orienté vers la commande robuste et non linéaire des convertisseurs DC-DC. L'étude a été initiée par un aperçu sur les applications photovoltaïques et convertisseurs DC-DC. Puis, un chapitre a été consacré à la modélisation et la présentation des différentes topologies de convertisseurs DC-DC. Une application des stratégies de contrôle non linéaire avec MPPT sur une source photovoltaïque était effectuée. Ces stratégies assurent un bon compromis entre la rapidité de réponse, stabilité et le rejet de perturbation.

Mots clés: Convertisseurs DC-DC, MPPT, 2-GMC.

Abstract

Responding to the growing needs of variable DC voltage supplies, the work in this thesis was oriented towards the robust non linear control of DC-DC converters. The study was initiated by an overview of the photovoltaic applications and DC-DC converters. Then, a chapter was dedicated to the modeling and presentation of different topologies of DC-DC converters. An application of the nonlinear control strategies with MPPT on a photovoltaic power supply was carried out. These strategies assure keep a good compromise between fast response, stability, and perturbation rejection.

Keywords : DC-DC converters , MPPT , 2-GMC

ملخص

الاستجابة للاحتياجات المتزايدة لإمدادات الطاقة المتفاوتة على نطاق واسع على مستوى الجهد، مع الأداء الديناميكي جيد للمحولات المستمرة، وقد تم توجيه الأعمال التي عرضت في هذه الأطروحة نحو تطبيق لإستراتيجية التحكم القوي عن طريق تحكم في الطاقة بواسطة المحولات تخضع التحكم القوي للمحولات المستمرة، التي يمثلها النمذجة نتيجة المحولات المستمرة، تطبيق نظام الطاقة الشمسية، و تطبيق نظام السيطرة غير الخطية 2-GMC، لضمان الاستقرار والأداء من قانون الرقابة الأمامي للاضطرابات الخارجية المؤثرة على النظام.

الكلمات المفتاحية: المحولات المستمرة، MPPT، 2-GMC

SOMMAIRE

NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE

1.1	Introduction	05
1.2	Les énergies renouvelables	06
1.3	l'énergie solaire	08
1.4	L'énergie solaire dans le monde	09
1.5	L'énergie solaire dans l'Algérie	13
1.6	Conclusion	20

CHAPITRE 2

MODELISATION LA CHAINE DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE

2.1	Introduction	22
2.2	La chaine de conversion d'un système photovoltaïque	22
2.3	Convertisseur Continu-Continu	33
2.4	Conclusion	47

CHAPITRE 3

LES COMMANDES ROBUSTE APLIQUEE SUR LES CONVERTISSEURS DC-DC

3.1	Introduction	51
3.2	La Commande PI	51
3.3	La commande par l'approche de Lyapunov	53

3.4	La commande mode glissant par l'approche de Lyapunov	57
3.5	La commande par mode glissant d'ordre 1	58
3.6	La commande par mode de glissement d'ordre 2	68
3.7	Validation expérimentale	72
3.8	Résultats Expérimentaux	76
3.9	Conclusion	91

CHAPITRE 4

VALIDATION EXPERIMENTALE LA COMMANDE 2-CMG UTILISANT L'ALGORITHME P&O

4.1	Introduction	93
4.2	Description De La Système Photovoltaïque	93
4.3	Validation expérimentale	102
4.3.1	Application de la commande MPPT (P&O) modifié	107
4.3.2	Application l'algorithme P&O modifié utilisée 2-CMG	109
4.4	Conclusion	115

CONCLUSION GENERALE

Bibliographie	118
---------------	-----

Nomenclature

tep	Tonne équivalent pétrole
U (V)	Tension.
I	Courant
P	Puissance
R	Résistance de charge.
L	Inductance.
C	Capacité
D	rapport cyclique.
T	Période de la tension source (secteur).
Ton	Durée du train d'onde (salve).
Tc	Période de modulation.
DC-DC	Convertisseur continu/continu
AC-AC	Convertisseur alternatif / alternatif.
DC-AC	Convertisseur continu/alternatif.
AC-DC	Convertisseur alternatif / continu.
K	Interrupteur
T	La période
< >	La valeur moyenne
MLI (PWM)	Modélation de Largeur d'Implusion.
PI	Régulateur proportionnel intégrateur
X	Etat considère
Y	Sortie désirée
*	Référence
S	Surface
U	Commande
u_{eq}	Commande équivalente
2-CMG	Commande mode glissant d'ordre deux
e	Erreur

Introduction générale

aujourd'hui, l'augmentation de la température globale à moins de 2°C nécessite une diminution radicale de la consommation des énergies fossiles. Or, il est illusoire de penser que le charbon va disparaître rapidement du mix énergétique mondial dans les prochaines décennies, encore moins pour le pétrole, d'autant plus que la chute de prix du pétrole ne facilite pas la mission. L'objectif de l'accord de Paris serait encore atteignable avec un mécanisme de prix international du carbone, qui permettrait aussi de crédibiliser la promesse de transférer une valeur plancher de 100 milliards de dollars par an vers les pays moins avancés. Or, cela n'a pas été abordé suffisamment. [1-2].

L'accord de Paris 2015 ,ouvre un agenda officiel et universel pour le climat et l'environnement. Il contribue à légitimer très largement les mobilisations pour la lutte contre changement climatique. Il ne repose que sur la bonne volonté des pays certes, il faudrait donc créer des incitations pour promouvoir cette bonne volonté. Autrement, dans 10 ans, nous serons toujours en train d'attendre un autre Accord « historique » qui permettrait de régler tous les problèmes[12]

Lorsqu'on ne tient pas compte du potentiel de réduction des émissions de gaz à effet de serre des modes actuels de production et d'utilisation de l'énergie, les énergies propres et renouvelables sont parfois présentées comme une solution au problème du réchauffement climatique. En réalité, il faut considérer deux aspects complémentaires des politiques de la maîtrise de l'énergie : les économies d'énergie d'une part et les énergies renouvelables d'autre part ; ceci de façon à diminuer la consommation d'énergies fossiles.

Selon le scénario énergétique sur les potentiels respectifs, en économies d'énergie et en énergies renouvelables, des experts de Greenpeace pour 2030, l'éolien et le solaire représenteraient à eux deux environ 3 % de la production d'énergie mondiale .

Les énergies renouvelable propres contre la pollution, L'objectif primordial est de réduire la pollution des mégalopoles. La mauvaise qualité de l'air est devenue depuis plusieurs années un problème sanitaire majeur pour le pays.

Aujourd'hui, l'énergie solaire est en plein essor dans les pays industrialisés. Les développements récents ont permis d'améliorer considérablement le rendement. L'adaptation des niveaux de tension et de courant des éléments de l'énergie électrique (panneaux solaires, charge, batterie et réseaux) par rapport à un bus continu nécessite un convertisseur statique DC-DC[3]. Dans un système photovoltaïque, les convertisseurs DC-DC employés sont de types Buck, Boost ou Buck-Boost. Le comportement dynamique de ce convertisseur est décrit par un modèle non linéaire. Il nécessite donc d'utilisé une commande robuste et rapide en régime transitoire. Cette commande doit être adaptée aux systèmes à structure variable. Par ailleurs, elle doit être insensible et stable à la variation de courant de charge. Les caractéristiques attendues de la commande peuvent être réalisées par une synthèse fondée sur la technique du mode de glissement[4].

Notre travail de doctorat s'inscrit dans la thématique des énergies renouvelables. pour essayé de développer une approche susceptible d'apporter une solution aux problèmes des commandes robustes des convertisseurs DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques ainsi que la validation des ces commandes en utilisant les systèmes dSPACE1104 et dSPACE1103.

STRUCTURE DE LA THESE

Notre thèse est constituée de quatre chapitres,

Dans le premier chapitre, on présente des généralités sur les systèmes photovoltaïques dans l'Algérie, on présente le principe de la production électrique aujourd'hui. L'avenir n'est donc pas prometteur sur les ressources en énergies fossiles dont les réserves ne cessent de diminuer

et dont les prix fluctuent énormément en fonction de la conjoncture, la préparation de l'avenir dans les domaines de production énergétique doit se prévoir dès aujourd'hui, pour pouvoir faire face progressivement aux changements énergétiques inévitables[5].

Les énergies renouvelables offrent aujourd'hui quelques pistes potentielles qui pourraient répondre aux nouvelles normes en terme de pollution sans présenter à terme des coûts de production trop élevés, cependant, il reste encore pas mal de problèmes à résoudre pour que ces sources arrivent progressivement à prendre des parts importantes en terme de production. Le plus important d'entre eux est que, souvent, ces sources sont très fluctuantes et aléatoires[6]. Il faut donc, dès le départ, tenir compte de cet aspect et prévoir leur insertion dans les réseaux électriques existant

En deuxième chapitre, modélisation les convertisseurs DC-DC Buck ,Boost , Buck-Boost . Le convertisseur est un appareil servant à transformer la tension continue fournie par les panneaux ou les batteries pour l'adapter à des récepteurs fonctionnent soit à une tension continue différente, donc à partir de cette définition on englobe deux types différents d'appareils électroniques placés entre générateur photovoltaïque et charges.

En troisième chapitre, Nous avons vu précédemment la modélisation des convertisseurs DC-DC , dans des systèmes non linéaire ayant des paramètres variables n'était pas fiable lors le changement des ces paramètres, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences.

Ces dernières années, les théories de commande appliquée dans les systèmes électriques a visé l'amélioration des performances dynamiques de ces systèmes. Dans le domaine des convertisseurs statiques, les travaux de recherche visent à améliorer la stabilité, réduire la sensibilité aux perturbations et améliorer les performances dynamiques et statiques.

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, à étudier la loi de commande (mode glissant, PI ...etc.) pour les trois convertisseurs (Buck , Boost , Buck-

Boost) étant donné qu'il a un système non linéaire , Nous rappellerons tout d'abord les principes de la commande par mode glissant. Ensuite, nous décrivons d'abord une validation par expérimentation.

Dans le dernier chapitre est présentée une étude expérimentale sur un émulateur de panneaux solaires réalisé dans laboratoire LSPIE en Algérie et sur des panneaux solaires réels installé au laboratoire LTI de Cuffies-Soissons en France. Des résultats et des interprétations sont également présentés.

Le mémoire de thèse est clôturé par une conclusion générale, dont laquelle une synthèse des travaux réalisés et des perspectives sont données.

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE

- 1.1. INTRODUCTION
- 1.2. LES ENERGIES RENOUVELABLES
- 1.3. L'ENERGIE SOLAIRE
- 1.4. L'ENERGIE SOLAIRE DANS LE MONDE
- 1.5. L'ENERGIE SOLAIRE DANS L'ALGERIE
- 1.6. CONCLUSION

1.1 Introduction

La production d'énergie électrique utilise principalement des combustibles fossiles et fissiles . Un recours systématique aux carburants fossiles, tels que le pétrole, le charbon ou le gaz naturel, permet d'avoir de faibles coûts de production mais conduit à un dégagement massif de gaz polluant et de gaz à effet de serre. Selon, la production électrique à partir de combustibles fossiles est à l'origine de 40% des émissions mondiales de CO₂.

L'énergie d'origine nucléaire qui ne rejette pas directement de gaz carbonique, souffre généralement d'une mauvaise image médiatique à cause des risques importants encourus. Certes, les risques d'accident liés à leur exploitation sont très faibles mais les conséquences d'un accident seraient désastreuses. Par ailleurs, le traitement des déchets issus de ce mode de production est très coûteux : la radioactivité des produits traités reste élevée durant de nombreuses années. Enfin, les réserves d'uranium sont comme celles du pétrole limitées (moins de 100 ans au rythme actuel de consommation)[7].

Les énergies renouvelables sont parfois présentées comme une solution au problème du réchauffement climatique. En réalité, il faut considérer deux aspects complémentaires des politiques de la maîtrise de l'énergie : les économies d'énergie d'une part et les énergies renouvelables d'autre part ; ceci de façon à diminuer la consommation d'énergies fossiles. [8],

1.2 Les énergies renouvelables

Les sources d'énergies renouvelables si le fait d'en consommer ne limite pas son utilisation future. C'est le cas de l'énergie du soleil, du vent, des cours d'eau, de la terre et de la biomasse, à l'échelle de la durée de vie de l'humanité. Ce n'est pas le cas pour les combustibles fossiles et nucléaires.

Les chocs pétroliers successifs depuis les années 70 ont démontré les risques économiques et géopolitiques de la production d'énergie reposant sur l'exploitation des ressources fossiles, dont les réserves sont mal réparties et épuisables.

De plus, une grande partie du monde ne sera sans doute jamais raccordée aux réseaux électriques dont l'extension s'avère trop coûteuse pour les territoires isolés, peu peuplés ou difficiles d'accès. Actuellement deux milliards et demi d'habitants, principalement dans les zones rurales des pays en développement, ne consomment que 1 % de l'électricité produite dans le monde [9].

La consommation mondiale d'énergie ne cesse de croître (Figure 1.1) posant des questions cruciales sur l'effet de serre et la augmentation de la production d'énergie renouvelables .

Dans le rapport annuel de l'Agence Internationale de l'Energie (AIE) 2015, pétrole, charbon et gaz naturel constituent plus de 80 % de nos consommations énergétiques actuelles. L'AIE construit aussi différents scénarios du bilan énergétique mondial dans les 20, 30 ou 50 prochaines années. Dans le scénario de référence, qui correspond à une situation dans laquelle aucun changement fondamental ne sera effectué à partir de 2015, nos consommations énergétiques augmenteraient de 45 % en 2040 et les combustibles fossiles constitueraient toujours près de 80 % de notre consommation. Cette évolution serait tout simplement insoutenable si l'on prend en compte l'impact sur le changement climatique, dû à des gaz à effet de serre émis par des combustibles fossiles. [10-11].

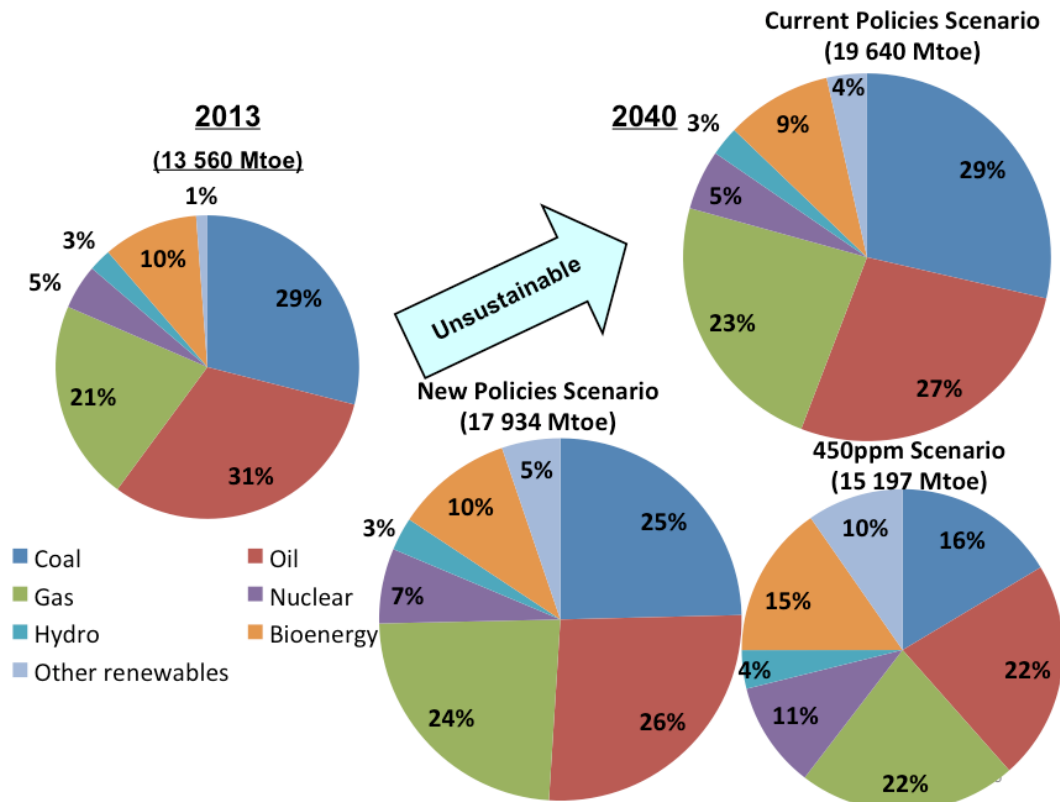


Figure 1.1 Consommation d'énergie primaire dans le monde et prévisions[11]

le protocole de Kyoto ne limitait les engagements de réduction d'émission qu'aux pays industrialisés, l'accord de Paris a réussi à lier l'ensemble des pays dans le système d'engagements sous l'égide des Nations Unies. La vision surannée de « l'époque Kyoto » n'est plus crédible dans une nouvelle donne où l'émission de CO₂ par tête en Chine est aussi importante que celle de l'Europe et des Etats-Unis et où le changement climatique ignore les frontières.

Les formes de production d'énergie non renouvelables engendrent une forte pollution environnementale par rejet des gaz à effet de serre qui provoque un changement climatique irréversible ou dans le cas du nucléaire une pollution par radiations de longue durée qui pose le problème, aujourd'hui non résolu, du stockage des déchets radio actifs.

1.3 l'énergie solaire

Le soleil est une source quasiment inépuisable d'énergie qui envoie à la surface de la terre un rayonnement qui représente chaque année environ 8400 fois la consommation énergétique de l'humanité. Cela correspond à une puissance instantanée reçue de 1 kilowatt crête par mètre carré (kW/m²) répartie sur tout le spectre, de l'ultraviolet à l'infrarouge. Les déserts de notre planète reçoivent en 6 heures plus d'énergie du soleil que n'en consomme l'humanité en une année [12].

L'énergie solaire est produite et utilisée selon plusieurs procédés:

- **L'énergie solaire thermique:** qui consiste tout simplement à produire de la chaleur grâce à des panneaux sombres. On peut aussi produire avec de la vapeur à partir de la chaleur du soleil puis convertir la vapeur en électricité ;
- **L'énergie solaire photovoltaïque:** qui consiste à produire directement de l'électricité à partir de la lumière à l'aide de modules solaires. Cette forme d'énergie est déjà exploitée dans de nombreux pays, surtout dans les pays ou les régions ne disposant pas de ressources énergétiques conventionnelles tels que les hydrocarbures ou le charbon.
- **L'énergie solaire passive:** est une autre forme d'utilisation de l'énergie solaire qui consiste à utiliser directement la lumière pour le chauffage.

Les Avantages de l'énergie solaire

- Une bonne source d'énergies renouvelables
- Une énergie non-polluante
- La lumière ne coûte rien
- Peut de soutenir et durent longtemps

Les Inconvénients de L'énergie solaire

- Il n'y a pas de lumière la nuit

- A besoin de beaucoup d'espace
- Le placement peut modifier l'énergie pris dans les panneaux
- Panneau fragile

1.4 L'énergie solaire dans le monde

L'énergie solaire est l'énergie du Soleil par son rayonnement diffuse à travers l'atmosphère. Dans l'espace, l'énergie des photons peut être utilisée, par exemple pour propulser une voile solaire. Sur Terre, l'énergie solaire est à l'origine du cycle de l'eau, du vent et de la photosynthèse créée par le règne végétal, dont dépend le règne animal via les chaînes alimentaires. L'énergie solaire est donc à l'origine de toutes les énergies sur Terre à l'exception de l'énergie nucléaire, de la géothermie et de l'énergie marémotrice.

L'Homme utilise l'énergie solaire pour la transformer en d'autres formes d'énergie : énergie alimentaire, énergie cinétique, énergie thermique, électricité ou biomasse. Par extension, l'expression « énergie solaire » est souvent employée pour désigner l'électricité ou l'énergie thermique obtenue à partir de cette dernière.

1.4.1 La nature de l'énergie solaire

L'énergie solaire provient de la fusion nucléaire d'atomes (ou plutôt de noyaux d'atomes) d'hydrogène qui se produit au cœur du Soleil. Elle se propage dans le système solaire et dans l'Univers sous la forme d'un rayonnement électromagnétique , de photons , selon la théorie corpusculaire.

La terre est illuminée par le Soleil en permanence. L'une des deux faces du globe terrestre se trouve privé d'énergie solaire , pendant la nuit, en raison de la rotation de la Terre. La puissance solaire reçue en un point du globe varie en fonction de l'heure de la journée, de la saison et de la latitude du lieu considéré[13].

1.4.2 Géographie terrestre

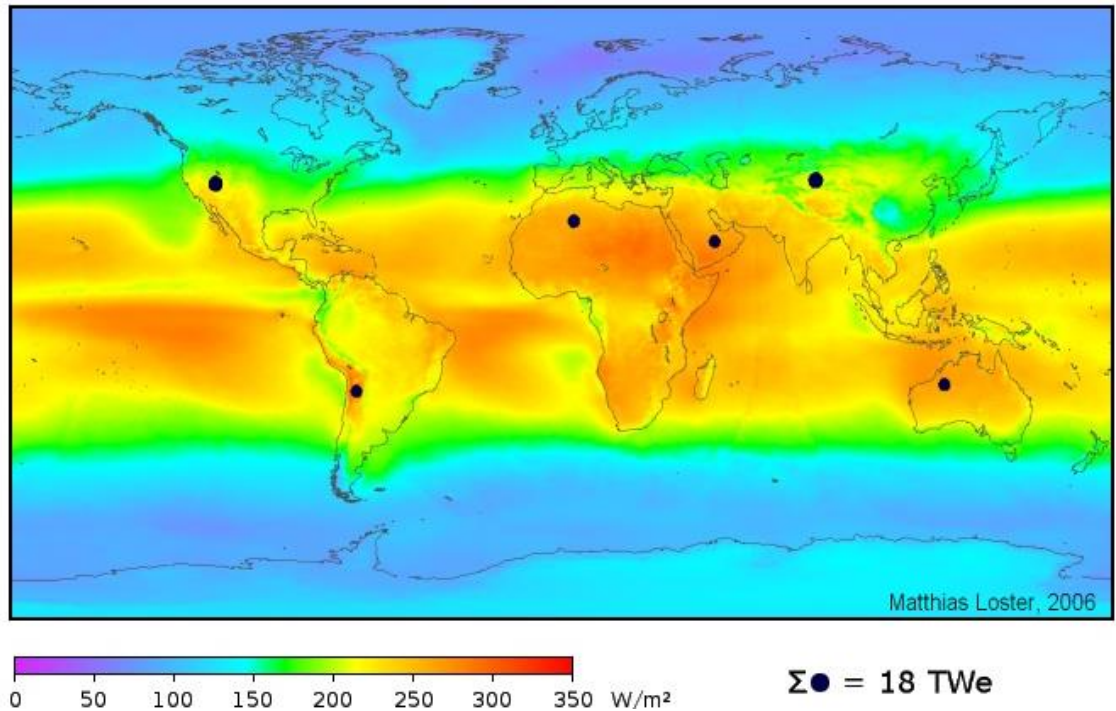


Figure 1.2 Répartition de l'énergie solaire reçue au sol [9]

L'énergie solaire reçue en un point du globe dépend de [14] :

- la latitude, vers l'équateur l'angle d'incidence est proche de 90° donc la surface éclairée est plus petite et l'énergie est plus concentrée.
- la nébulosité (nuages), qui est importante à l'équateur et plus faible en milieu intertropical.
- l'énergie solaire envoyée par le Soleil (fluctuations décennales, saisonnières, et ponctuelles).

Le désert des Mojaves dans le sud-ouest des États-Unis est l'une des régions du monde les plus ensoleillées, elle possède une centrale solaire d'une puissance totale de 354 MW [14] .

1.4.3 Les systèmes de production d'énergie solaire

Les systèmes de production d'énergie solaire ont un coût proportionnel quasiment nul : une fois l'installation de l'appareil effectuée, l'énergie est produite par le Soleil, ce qui ne coûte rien. Il faut cependant tenir compte des coûts d'investissement et de l'entretien de l'appareil.

L'usage de panneaux solaires thermiques se justifie pour produire de l'eau chaude sanitaire à moindre coût. Une fois l'installation réalisée, l'entretien est très peu coûteux et permet de faire des économies substantielles de combustible fossile ou d'électricité. En revanche, pour le solaire photovoltaïque, le coût de l'installation est assez élevé, bien que la recherche progresse dans ce domaine. Plusieurs pays (comme la France et l'Allemagne) ont donc mis en place des systèmes d'incitation financière (notamment fiscale : crédit d'impôt) à l'installation de panneaux solaires [15].

L'usage de système de production d'énergie solaire se justifie aussi dans les situations où il est très coûteux d'importer des combustibles fossiles ou de transporter de l'électricité, comme dans des zones isolées ou peu peuplées.

1.4.4 Énergie solaire dans le présent et le futur

Il y a une vingtaine d'années apparaissait la calculatrice de poche solaire. Quelques cellules photovoltaïques y remplaçaient avantageusement les piles électriques, toxiques pour l'environnement. Aujourd'hui, des magasins dédiés à l'écologie, mais aussi des enseignes plus grand public, proposent de nombreux objets fonctionnant à l'énergie solaire : torches, lampes de jardin, radioréveils, mobiles animés, montres... Preuve que l'énergie solaire séduit les consommateurs par l'image "verte" qu'elle véhicule. Son autre atout est son côté nomade : des chargeurs solaires permettent désormais d'alimenter en électricité, où que l'on se trouve, un téléphone mobile, un GPS ou un ordinateur portable. Pour les voyageurs au long cours, il existe même des sacs

à dos équipés de capteurs solaires. Certains imaginent des vêtements également dotés de cellules photovoltaïques, pour y brancher directement son baladeur MP3[16].

1.4.5 Le solaire est-il l'énergie de demain

Chargeurs de batteries, ventilateurs, lampes de jardin, pompes hydrauliques... Aujourd'hui, tout ou presque peut fonctionner à l'énergie solaire. On peut désormais emporter dans son sac un GPS équipé d'un chargeur solaire, et des panneaux photovoltaïques apparaissent sur tous les toits. Indispensable à la vie sur Terre, le Soleil peut nous rendre de nombreux autres services : chauffer nos habitations, alimenter en énergie les lieux les plus reculés.

Des projets de centrales électriques voient le jour dans de nombreuses régions du monde. Le potentiel est immense : « 5 % de la surface des déserts permettrait de produire toute l'électricité de la planète », affirment Patrick Jourde et Jean-Claude Muller, chercheurs au Commissariat de l'énergie atomique (CEA) et au CNRS[9]. « Théoriquement, il suffirait en France de réaliser le seul côté sud des toits en modules photovoltaïques pour produire toute l'énergie électrique nationale (550 térawattheures, c'est-à-dire 550 000 milliards de wattheures, par an ».

Longtemps restée à la traîne, la France veut aujourd'hui combler son retard. Ainsi un Institut national de l'énergie solaire a été créé en août 2006 en Rhône-Alpes, dont l'objectif est d'améliorer les technologies solaires afin de les rendre plus compétitives.

1.4.6 l'énergie photovoltaïque à grande échelle

Si l'on tient compte de cette évolution technologique et de la baisse attendue du coût de l'électricité photovoltaïque, il n'est pas impossible d'envisager que le seul solaire photovoltaïque puisse, dès 2030, fournir au moins 20 % de la

production totale de l'électricité mondiale, soit environ 6 400 Twh par an (la production électrique mondiale prévue pour 2030 étant de 32 000 TWh ou 32 000 milliards de kWh par an, contre 23 000 TWh en 2013).

Compte tenu du doublement attendu du rendement moyen des panneaux photovoltaïques d'ici 15 ans, la production solaire de ces 6 400 Twh annuels (environ 12 fois la production électrique annuelle de la France), ne nécessiterait que 48 000 km² de panneaux solaires, soit une superficie comparable à celle de la Slovaquie. En admettant à présent que la planète veuille produire la moitié de toute l'électricité dont elle aura besoin en 2050 (36 000 Twh) à l'aide du solaire photovoltaïque à haut rendement, il ne faudrait que 135 000 km² de panneaux solaires répartis sur la surface de la Terre pour assurer cette production, ce qui ne représente même pas 1 % de la superficie totale des déserts sur notre planète, ou encore la superficie d'un pays comme la Grèce [16].

1.4.7 Le projet de parc solaire en France

En France, malgré un retard persistant sur nos voisins allemands, italiens ou espagnols, l'énergie solaire connaît également un nouveau souffle. La société française Neoen a par exemple annoncé début novembre le démarrage de la construction du parc solaire de Cestas, près de Bordeaux. Avec une puissance installée de 300 mégawatts (MW), répartis en 25 centrales sur 300 hectares, cette centrale solaire, d'un coût de 360 millions d'euros, doit entrer en service en octobre 2015, elle sera à la fois la plus grande d'Europe et la plus productive par rapport à la surface occupée [17].

1.5 L'énergie solaire dans l'Algérie

En Algérie cela fait longtemps que l'on entend parler des bienfaits de l'énergie solaire mais l'exploitation de cette énergie reste assez marginale car il n'y a pas assez de moyens débloqués pour aider cette industrie récente à

émerger dans un des plus gros pays producteur de gaz et de pétrole. Les politiciens se sentant préoccupés par le réchauffement climatique sont rares ou sont marginalisés. Un premier chantier a tout de même été démarré il y a peu de temps. Il s'agit d'une centrale photovoltaïque hybride d'une capacité de 15 mégawatts (35% de cette capacité est assurée par des panneaux solaires) implantée dans la petite ville de **HASSI R'MEL**.

L'OPEP (Organisation des Pays Exportateurs de Pétrole) en 2008 , « A très long terme, à l'horizon 2025, je dirai que 15% de l'électricité sera produite à partir du solaire. Le développement de ces énergies nous permettra d'épargner le gaz pour l'exporter ou l'utiliser dans la pétrochimie. A très long terme, on pourra même exporter l'énergie solaire et éolienne si elle est compétitive vers d'autres pays ». L'Algérie réalise donc enfin qu'elle pourrait s'enrichir de cette source d'énergie propre et inépuisable qu'est le soleil... [18].

1.5.1 Potentiel solaire en Algérie

Potentiel solaire De part sa situation géographique, l'Algérie dispose d'un des gisements solaires les plus importants du monde. La durée d'ensoleillement sur la quasi-totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et atteint les 3900 heures (hauts plateaux et Sahara). L'énergie reçue quotidiennement sur une surface horizontale de 1 m² est de l'ordre de 5 kWh sur la majeure partie du territoire national, soit près de 1700 kWh /m² /an au Nord et 2263 kWh /m² /an au sud du pays. La répartition du potentiel solaire par région climatique au niveau du territoire algérien est présentée dans le tableau 1.1, selon l'ensoleillement reçu annuellement.

Régions	Région côtière	Hauts plateaux	Sahara
Superficie (%)	4	10	86
Durée moyenne d'ensoleillement (Heures/an)	2650	3000	3500
Irradiation moyenne reçue (KWh/m ² /an)	1700	1900	2263

Tableau 1.1 Répartition du potentiel solaire en Algérie [19]

La figure 1.3 montrent l'irradiation globale journalière sur les plans horizontal et normal . Comme le potentiel en énergies renouvelables est très important en Algérie, le gouvernement Algérien veut promouvoir ce type d'énergie et ce, en lançant un programme ambitieux qui sera bien décrit dans la section suivante.

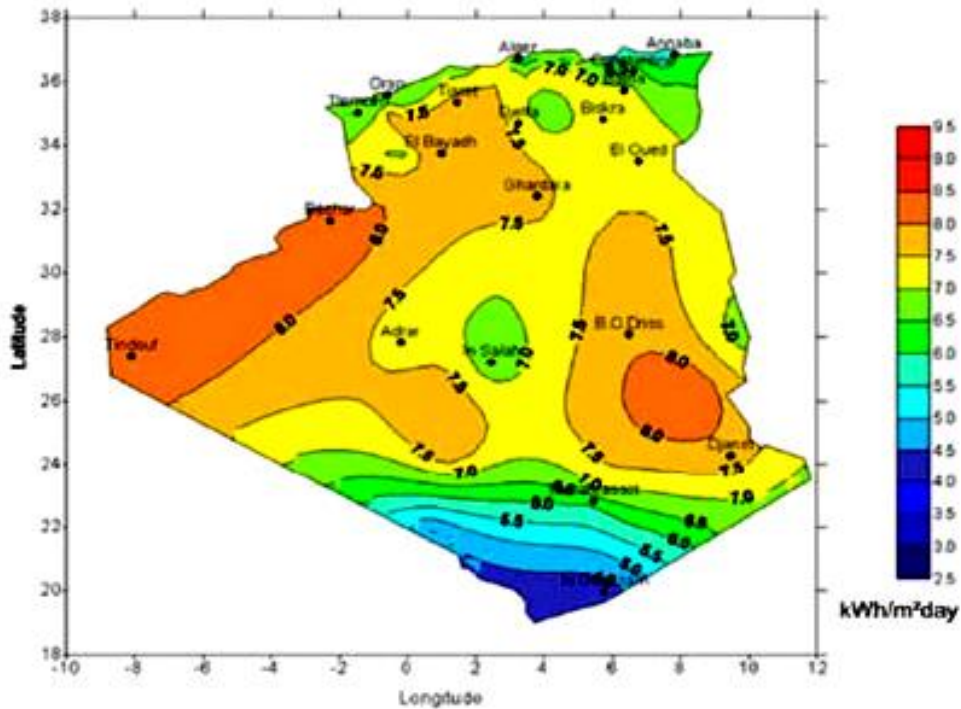


Figure1.3 Soleil quotidien moyen de l'irradiation directe

En effet, l'Algérie est en train de réaliser quels bénéfices elle pourrait tirer d'un fort développement de l'énergie solaire dans son pays. C'est un des pays d'Afrique subsaharienne possédant le plus fort taux d'ensoleillement, et si ce pays décidait de s'équiper, cela en ferait le principal producteur d'énergie solaire du bassin méditerranéen [19].

1.5.2 La capacité de l'énergie solaire en Algérie

L'Algérie possède le potentiel solaire le plus important de tout le bassin méditerranéen. La preuve en a été apportée par l'Agence spatiale allemande (ASA), qui a procédé à une évaluation par satellites. Les résultats semblent sans équivoque. Le potentiel est ainsi estimé à 169, 440 téra-watts heure/an (TWH/an) pour le solaire thermique, et de 13,9 TWH/an pour le solaire photovoltaïque. Fort de cette étude, l'Algérie lance un projet de création d'un technopôle solaire située à Hassi R'mel, d'une capacité de 150 MW/an, et opérationnel à la fin de l'année. L'objectif étant d'être en capacité de produire 6000 MW d'électricité issue du solaire d'ici 2015, soit 5% de la production globale d'électricité d'ici 2010.

L'UDTS (Unité de développement de la technologie du silicium) et Sonnergy, société de droit allemand active dans le domaine de l'énergie solaire et le développement durable ont annoncé conjointement qu'elles allaient mettre sur pied une usine de production de 5000 tonnes de silicium grade solaire (SOG). Les deux organismes ont signé , un mémorandum d'entente pour la création d'une joint-venture en Algérie. Présents déjà en Algérie avec environ 150 entreprises, les Allemands s'intéressent grandement à l'énergie renouvelable en Algérie avec, à la carte, une dizaine d'entreprises allemandes qui investissent actuellement dans le solaire et l'éolien.[20]

A partir de 2025 en Algérie, Energie solaire : l'alternative

Pour préserver les réserves énergétiques actuelles de l'Algérie (pétrole et gaz), les pouvoirs publics ont opté pour le développement et l'exploitation des énergies alternatives, notamment solaire, éolienne et nucléaire.

L'exploitation de l'énergie solaire a été entamée par la réalisation d'une centrale à Hassi R'mel d'une capacité de 15 mégawats. D'autres projets sont envisagés, « A très long terme, à l'horizon 2025, je dirai que 15% de l'électricité sera produite à partir du solaire[20].

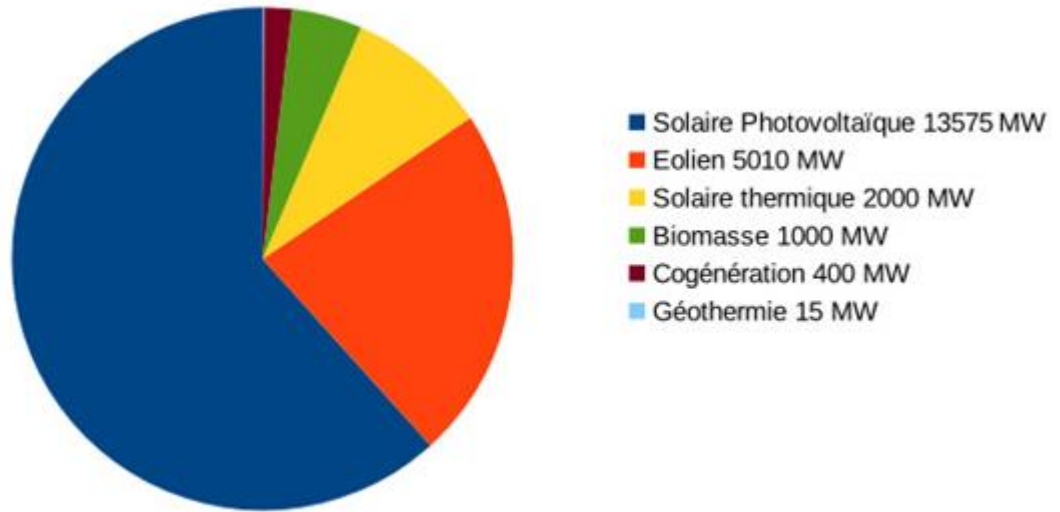


Figure 1.4 programme algérien des énergies renouvelables 22 GW à l'horizon 2030[20].

Le potentiel solaire de l'Algérie est considéré comme l'un des plus importants dans la Méditerranée et l'exploitation de cette source pourra contribuer à économiser le pétrole et le gaz. que les énergies solaire et éolienne sont techniquement faisables. « Dans le domaine de la production industrielle d'énergie solaire, nous avons déjà commencé. Nous avons maintenant une centrale en construction d'énergie hybride solaire-gaz à Hassi R'mel d'une capacité de 150 mégawatts », a-t-il affirmé, précisant que 35% de la capacité de cette centrale sont à base solaire. Le défi majeur est relatif à l'acquisition des technologies de stockage de cette énergie à générer durant la journée et l'utiliser le soir. Dans ce sens, le ministre estime que la question n'est pas urgente.. Le nucléaire constitue l'autre option. Notre pays a déjà signé de nombreux accords avec différents pays (l'Argentine, la Chine, la France, les USA) et actuellement les négociations avec la Russie et l'Afrique du Sud sont en cours, a estimé l'invité de la radio nationale. Toutefois, l'énergie nucléaire pose problème pour l'uranium, a-t-il expliqué[21].

1.5.3 La SKTM s'y investit à fond [22]

Shariket el kahraba wa el takat el moutadjadida (SKTM) , filiale du Groupe Sonelgaz, a été créée, en 2013, pour l'exploitation des réseaux d'énergie électrique isolés du Sud, c'est à dire la production d'électricité en conventionnel, le développement des infrastructures électriques du parc de production des réseaux isolés du Sud, de l'Engineering, de la maintenance et de la gestion des centrales électriques relevant de son champ de compétence, la commercialisation de l'énergie produite pour les filiales de distribution notamment après le déploiement des énergies renouvelables sur les réseaux interconnectés. En d'autres termes, la concrétisation du programme national de développement des énergies renouvelables, à travers tout le territoire. Pari tenu, pour cette entreprise qui avait réussi aux populations du Sud, un été 2013, sans coupures, avec un programme d'urgence, mis en place, pour parer à toute éventualité. Le premier responsable de la SKTM, expliquera que l'été 2013 a été marqué par un apport en puissance additionnelle de 121,3 MW soit, 101MW en Turbines à gaz mobiles, 20,3 MW en groupes diesel et 22 MW de capacité récupérée grâce un plan de maintenance, ramenant la capacité totale des réseaux isolés du Sud à 336 MW, alors que la puissance maximale appelée dans ces mêmes régions ne dépassent point les 208 MW, ce qui a permis d'assurer une période estivale sans délestage. Cet effort est maintenu pour couvrir la puissance maximale appelée pour l'été 2014, par l'apport en puissance additionnelle de l'ordre de 200,5 MW, en plus d'une réserve tampon. La même année a été marquée également par, la mise en service de la centrale expérimentale de Ghardaïa, ainsi que la ferme éolienne d'Adrar. La SKTM qui multiplie ses actions, au grand Sud, a reçu le prix du meilleur opérateur national dans le domaine des énergies renouvelables, en 2015.

C'est un fait. Le solaire fait chavirer, aujourd'hui, les industriels qui se lancent dans la fabrication des panneaux photovoltaïques. L'espoir d'aller vers un mode énergétique, basé sur le renouvelable est désormais permis,

avec l'entrée en lice de Condor Électroniques, l'ENIE, déterminée aujourd'hui, à prendre le train des énergies propres, et ce à travers l'investissement dans ce domaine. Condor, a, en effet, investit 938 millions de dinars dans l'énergie solaire. Son siège situé dans la zone industrielle de la ville de Bordj Bou Arréridj qui emploie aujourd'hui, Selon l'année 2015 «s'est distinguée par l'accélération des réalisations des centrales photovoltaïques par l'entreprise Shariket Kahraba wa Taket Moutadjadida (Sktm, filiale de Sonelgaz) dans les Hauts Plateaux et le Sud».

Ces capacités font partie d'un programme global destiné à la production, d'ici à fin 2016, de 400 MW d'électricité d'origine solaire provenant de 20 centrales dont 13 dans les Hauts Plateaux et sept (7) dans le grand sud du pays.

1.5.4 les projet de la SKTM depuis 2013 [23]

En effet, le Programme national des énergies renouvelables a été entrepris et sera réalisé sur plusieurs phases bien réfléchies, d'abord, la phase expérimentale, qui consiste en la réalisation de projets pilotes, qui visent essentiellement à l'acquisition d'une expérience, à établir une cartographie du potentiel solaire et éolien, par des mesures au sol, ainsi que la formation des ressources humaines susceptibles de faire face aux enjeux futurs.

Cette phase a vu la création de SKTM, filiale 100% de Sonelgaz, et l'aboutissement de deux projets expérimentaux, la centrale PV de Ghardaïa (1,1MW) pour tester les quatre technologies PV disponibles et la ferme éolienne d'Adrar (10MW), inaugurés en juillet 2014. Cette phase ainsi achevée, l'année 2014 a connu le lancement du projet 343MW confié en réalisation, dans les hauts plateaux (12 centrales : Souk Ahras, M'sila, Djelfa (1) et (2), Laghouat (1) et (2), oued-elma Batna (01), Ouargla, El Bayodh, Naâma, Saida, Sidi Belabes) région In Salah-Adrar-Timimoun (07 centrales : Adrar, In Salah, Kebertène, Reggane, Zaouyet Kounta, Aoulef et Timimoune) et 3 autres centrales à

Tindouf, Djanet et Tamanrasset. Selon l'autorité de régulation, le reste du programme consistera en le déploiement du programme à l'échelle industrielle. La troisième phase, c'est celle du déploiement à grande échelle, par la réalisation de grandes puissances annuellement, cependant, 8.600MW seront installés durant la période allant de 2021 à 2030. Alors que les consistances à réaliser par filières à l'horizon 2030, sont énumérées comme suit : 13.575 en photovoltaïque, 5.010 en éolien, 2.000 en solaire thermique, 1.000 en biomasse, 400 en cogénération et 15 en géothermie, se qui nous donnera 22.000 MW. Pour concrétiser le programme, des préalables doivent être réunis, à savoir, l'accès au foncier, la disponibilité de ressources financières car il s'agit de projets capitalistiques, et enfin, les études des potentiels solaires et éolien[24].

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur les systèmes d'énergie renouvelable après avoir justifiée leur nécessité pour répondre aux besoins évolutifs de ce produit (énergie).

Les années prochaines s'annoncent prometteuses pour les énergies propres, les capacités " renouvelables " mondiales ont crû de 2,4 % par an. La lutte contre le changement climatique, le développement de la production d'électricité décentralisée et le progrès technique devraient donner un formidable coup de fouet à ces jeunes filières.

CHAPITRE 2

MODELISATION LA CHAINE DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE

- 2.1. INTRODUCTION
- 2.2. MODELISATION LA CHAINE DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE
- 2.3. CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU
 - 2.3.1. CONVERTISSEUR BUCK (DEVOLTEUR)
 - 2.3.2. CONVERTISSEUR BOOST (SURVOLTEUR)
 - 2.3.3. CONVERTISSEUR BUCK-BOOST (EVOLTEUR-SURVOLTEUR)
- 2.4. CONCLUSION

2.1 Introduction

Le convertisseur est un appareil servant à transformer la tension continue fournie par les panneaux ou les batteries pour l'adapter à des récepteurs fonctionnent soit à une tension continue différente, soit à une tension alternative. Donc à partir de ce dernier on englobe deux types différents d'appareils électroniques placés entre générateur photovoltaïque et charges : Convertisseur continu-continu qui fait office d'interface entre générateur et charge .

- Pour transférer de l'un à l'autre le maximum de puissance. Les convertisseurs continus –alternatifs qui transforment l'énergie de type continu
- le convertisseur élément essentiel entre les panneaux solaire et la charge. On va s'intéresser dans notre travail aux convertisseurs continu- continu.

2.2 Modélisation La chaîne de conversion photovoltaïque

Le système photovoltaïque permet de produire directement de l'électricité à partir de la lumière à l'aide de modules solaires. Cette forme d'énergie est déjà exploitée dans de nombreux pays, surtout dans les pays ou les régions ne disposant pas de ressources énergétiques conventionnelles tels que les hydrocarbures ou le charbon [25].

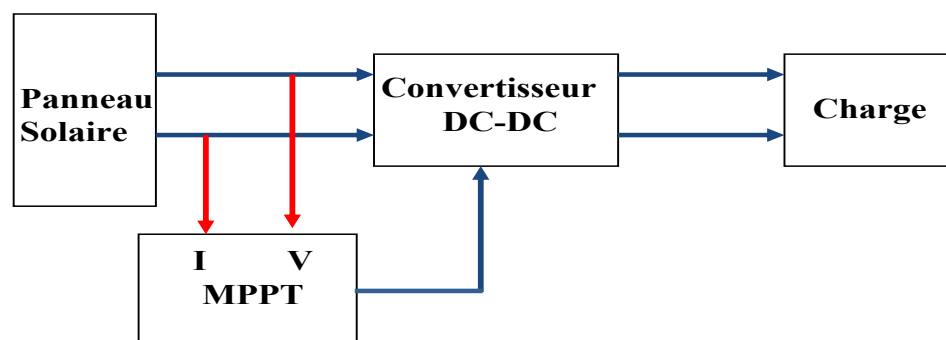


Figure2.1 Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT

La figure (2.1) montre le diagramme synoptique d'une chaîne de conversion d'un système photovoltaïque consiste :

1. Panneau solaire
2. Système de maximalisation (MPPT)
3. Convertisseur DC
4. La charge

Dans ce chapitre nous avons modélisé chaque élément dans la chaîne de conversion .

2. 2.1 Panneau photovoltaïque

2.2.1.1 Cellule photovoltaïque

La cellule PV, aussi appelée cellule solaire, constitue l'élément de base de la conversion Photovoltaïque. Il s'agit d'un dispositif semi-conducteur qui transforme en énergie électrique l'énergie lumineuse fournie par une source d'énergie inépuisable, le soleil. Elle exploite les propriétés des matériaux semi-conducteurs utilisés dans l'industrie de l'électronique : diodes, Transistors et circuits intégrés.

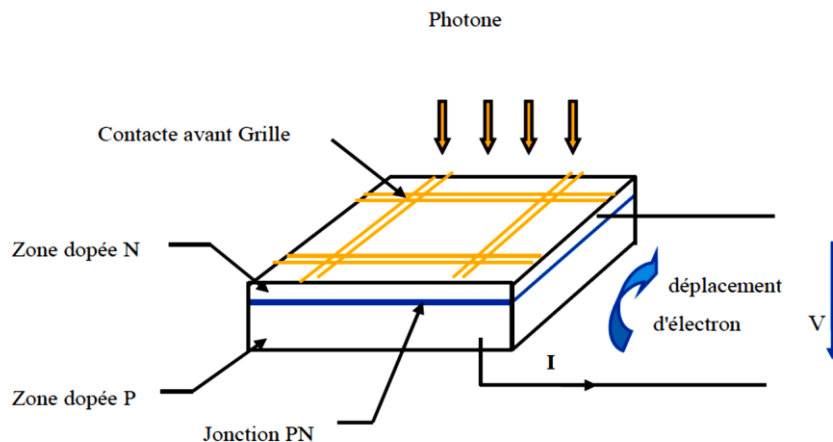


Figure2.2 Schéma d'une cellule photovoltaïque

L'effet photovoltaïque se manifeste quand un photon est absorbé dans un matériau composé de semi conducteurs dopés p (positif) et n (négatif), dénommé comme jonction p-n (ou n-p). Sous l'effet de ce dopage, un champ électrique est présent dans le matériau de manière permanente (comme un aimant possède un champ magnétique permanent). Quand un photon incident (grain de lumière) interagit avec les électrons du matériau, il cède son énergie à l'électron qui se retrouve libéré de sa bande de valence et subit donc le champ électrique intrinsèque. Sous l'effet de ce champ, l'électron migre vers la face supérieure laissant place à un trou qui migre en direction inverse. Des électrodes placées sur les faces supérieure et inférieure permettent de récolter les électrons et de leur faire .Réaliser un travail électrique pour rejoindre le trou de la face antérieure[26].

Caractéristique électrique

La cellule photovoltaïque possède une caractéristique $I(V)$ non linéaire (Figure 2.3). La Caractéristique d'une cellule photovoltaïque balaie 3 quadrants sur les 4 existants. Une Cellule PV est un récepteur dans le quadrant 2 et dans le quadrant 4. Le fonctionnement dans ces deux quadrants est à proscrire car un risque de destruction par phénomène d'échauffement local est possible. Le fonctionnement dans le quadrant 1 est le fonctionnement normal, en effet Dans ce cas la cellule est un générateur, elle produit donc de l'énergie. L'objectif est donc de faire Travailler la cellule dans ce quadrant.

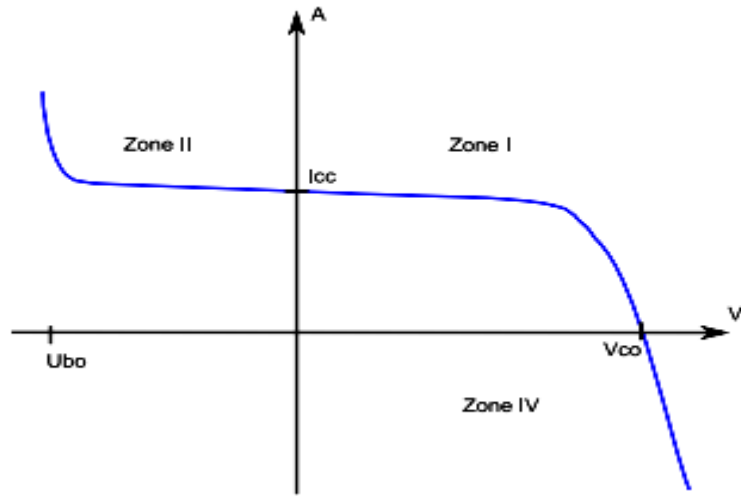


Figure2.3 schéma équivalent de la diode

La tension en circuit ouvert (V_{co}) d'une cellule PV est comprise entre 0,3 V et 0,7 V selon le matériau utilisé, la température et son état de vieillissement. Son courant de court-circuit (I_{cc}) varie principalement selon le niveau d'éclairement et selon les technologies et les tailles de cellules (entre 5 et 8A pour le silicium cristallin). Une cellule PV peut être modélisée par les schémas présentés sur la (Figure2.3), a modélise la cellule PV dans les 1^{er} et 4^{eme} quadrants. Pour simuler la caractéristique de la cellule dans le 2^{eme} quadrant une quatrième branche est rajoutée en parallèle.

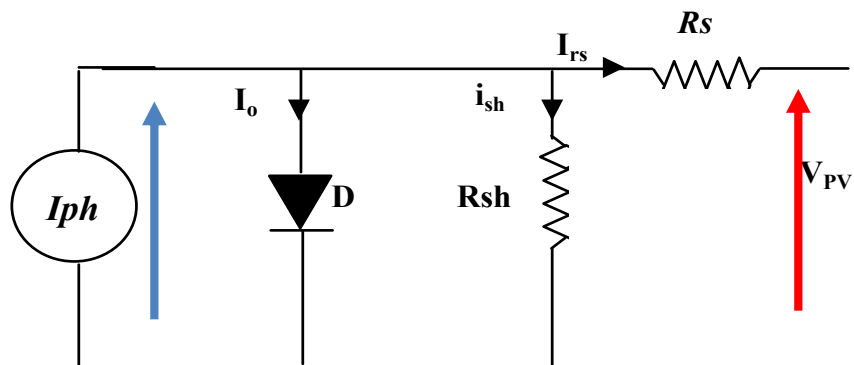


Figure2.4 Circuit équivalent complet d'une cellule PV

Dans le cas où la cellule PV fonctionne en générateur (quadrant 1) elle produit un courant de court circuit (I_{cc}) proportionnel à l'éclairement. L'équation du courant de sortie dans la zone I (Zone génératrice) en statique est :

$$I_{pv} = i_{cc} - i_o \left[e^{\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{a}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}} \quad (2.1)$$

Cette expression est directement liée au circuit équivalent de la cellule dans le quadrant 1 (Cf. Figure 2.4). Avec $a = \frac{k.T}{e}$ ou k est la constante de Boltzman ($1,381 * 10^{-23} J.K^{-1}$), T la température de la cellule PV et e la charge de l'électron. Dans l'expression ci-dessus I_{pv} représente le courant fourni par la cellule dans le quadrant I, V_{pv} est la tension aux bornes de cette même cellule PV, i_o le courant de saturation et I_{cc} le courant de court-circuit de la cellule PV. La résistance série R_s illustre les différentes pertes de connectiques et de courant et la résistance shunt R_{sh} caractérise le courant de fuite de la cellule. [27]

Cette modélisation statique d'une cellule PV polarisée est très simple et peut être facilement mise en œuvre dans les outils de simulation. Les limites de ce modèle sont l'absence de modélisation de la dynamique de la cellule et des phénomènes d'échauffement au sein de la cellule.

Néanmoins ce modèle permet de reproduire les principaux comportements d'une cellule PV dans les conditions réelles de fonctionnement et ses interactions avec les autres éléments du système.

2.2.1.2 Type de cellules

2.2.1.2. 1 Les cellules en silicium cristallin

Ce type de cellule est constitué de fines plaques de silicium, un élément chimique très abondant et qui s'extrait notamment du sable ou du quartz. Le

silicium est obtenu à partir d'un seul cristal ou de plusieurs cristaux : on parle alors de cellules monocristallines ou multi cristallines.

Les cellules en silicium cristallin sont d'un bon rendement (de 14 à 15 % pour le multi cristallin et de près de 16 à 19 % pour le monocristallin). Elles représentent un peu moins de 90 % du marché actuel [28]

2.2.1.2. 2 Les cellules en couches minces

Les cellules en couches minces sont fabriquées en déposant une ou plusieurs couches semi-conductrices et photosensibles sur un support de verre, de plastique, d'acier... Cette technologie permet de diminuer le coût de fabrication, mais son rendement est inférieur à celui des cellules en silicium cristallin (il est de l'ordre de 5 à 13 %). les cellules en couches minces les plus répandues sont en silicium amorphe, composées de silicium projeté sur un matériel souple. la technologie des cellules en couches minces connaît actuellement un fort développement, sa part de marché étant passée de 2 %, il y a quelques années, à plus de 10 % aujourd'hui[29].

Le rendement des modules en fonction des différentes technologies fait apparaître des écarts importants qui sont décrits dans le tableau suivants :

Technologie	Rendement typique (%)	Rendement maximum obtenu (%)
Monocristallin	12-15	24
Poly-Cristallin	11-14	18.6
Couche mince :Amorphe	6-7	12.7

Tableau . 2.1. Rendement des modules en fonctions des différentes technologies[29].

2.2.1.3 Influence de la température et de l'éclairement

La (Figure 1. 5) présente un éclairement constant pour différentes températures. La courbe caractéristique va présenter des allures

différentes selon la température. La tension à vide va diminuer avec la température, à l'inverse du courant de court-circuit. La variation de tension à vide est pratiquement compensée par la variation du courant de court-circuit, et la puissance nominale fournie par une cellule va donc varier très légèrement avec la température de jonction[30].

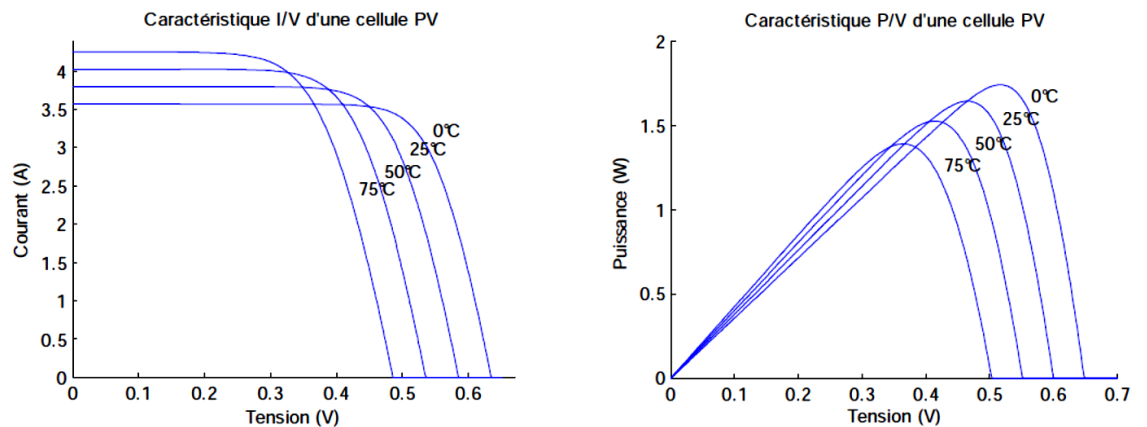


Figure 2.5 Influence de la température sur la caractéristique I(V) et P(V) à $E=1000\text{W}/\text{m}^2$

Par contre, lorsque nous avons maintenu une température constante à différents éclairagements (Figure 2.6), on remarque que l'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que l'augmentation de la tension de circuit ouvert, car le courant de court-circuit (I_{sc}) est une fonction linéaire de l'éclairement et la tension du circuit ouvert (V_{oc}) est une fonction logarithmique.

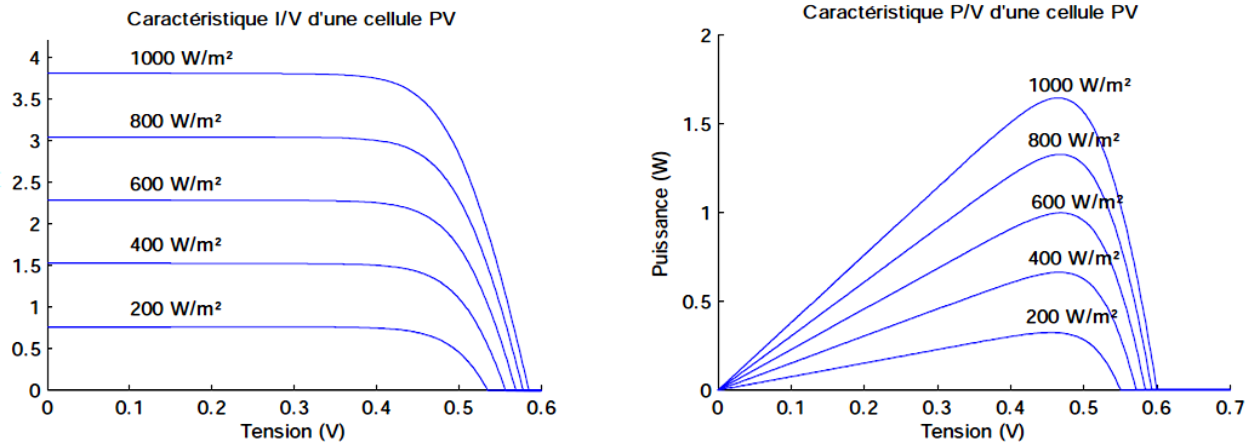


Figure 2.6 Influence de l'éclairement sur la caractéristique I(V) et P(V) à $T=25^{\circ}\text{C}$

2.2.1.4 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

2.2.1.4.1 Cellule photovoltaïque PV idéale

Une cellule photovoltaïque peut être décrite de manière simple comme une source idéale de courant qui produit un courant I_{ph} proportionnel à la puissance lumineuse incidente, en parallèle avec une diode qui correspond à l'aire de transition p-n de la cellule PV (Figure 2. 7). Si l'on connecte une charge résistive aux bornes du générateur photovoltaïque, ce dernier y débite une part de courant I et le reste, le courant I_D , dans la diode[31]. On a alors la relation suivante:

$$I = I_{pv} - I_D$$

Pour un GPV idéal constitué d'une cellule, la tension aux bornes de la résistance est égale à celle aux bornes de la diode : $V = V_D$

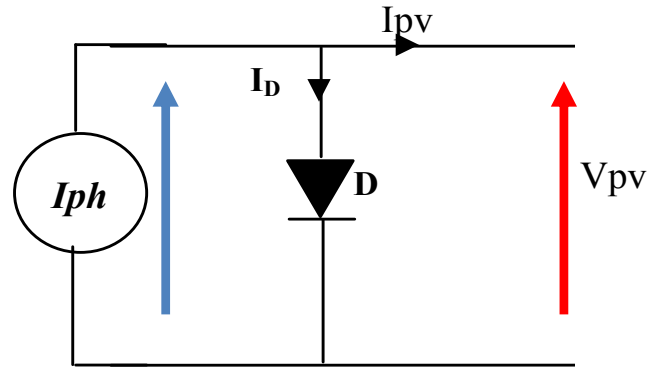


Figure2.7 Modèle simplifié d'une cellule PV

La diode étant un élément non linéaire, sa caractéristique I-V est donnée par la relation :

$$I_D = I_s \left(\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right) \quad (2.2)$$

Avec

I_s courant de saturation inverse de la diode

$V_T = kT$, potentiel thermique

Le courant de sortie de la cellule :

$$I = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_s \left(\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right) \quad (2.3)$$

Ce modèle reste théorique et ne rend pas compte du comportement d'une cellule photovoltaïque dans des conditions réelles. Toutefois, il reste valable sous certaines hypothèses (non prise en compte de perte de tension, courant de fuite...). Il existe d'autres modèles.

2.2.1.4.2 Modèle de la générateur photovoltaïque

Le modèle photovoltaïque précédent ne rendait pas compte de tous les phénomènes présents lors de la conversion d'énergie lumineuse. En effet, dans le cas réel, on observe une perte de tension en sortie ainsi que des courants de fuite. On modélise donc cette perte de tension par une résistance en série R_S et les courants de fuite par une résistance en parallèle R_{sh} (Figure 1.28) [32].

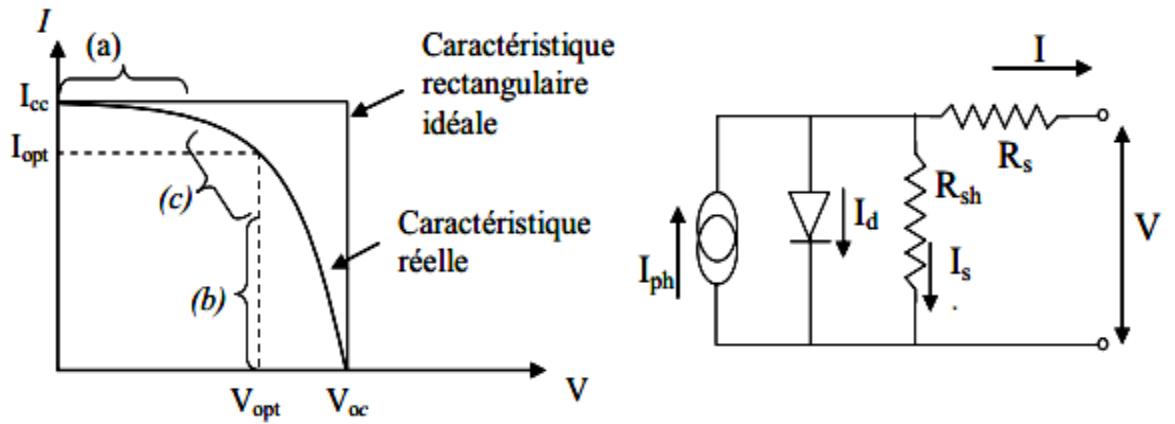


Figure 2.8 Caractéristique et Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle

On a

$$I = I_{ph} - I_D - I_s \quad (2.4)$$

$$I_D = I_0 e^{\frac{V_{pv}}{\alpha V_T} - 1} \quad (2.5)$$

$$I_s = \frac{V_D}{R_{sh}} = \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (2.6)$$

$$0 = I_{ph} - I_s \left(\exp\left(\frac{V + I \cdot R_s}{m \cdot V_s}\right) - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (2.7)$$

Nous obtenons une équation implicite en I et V qui peut être résolue grâce à une méthode numérique (la méthode de Newton-Raphson par exemple).

1.2.2 Point de puissance maximale (MPPT)

Pour une cellule PV, nous pouvons définir le courant de court circuit I_{sc} et la tension à vide V_{co} . Le courant I_{sc} correspond à la valeur du courant débité lorsque la cellule est court circuit alors que V_{co} est la tension à ses bornes en l'absence de charge [33]

Si nous traçons la courbe de puissance P (avec $I \cdot V \in [0, I_{sc}] \cdot [0, V_{OC}]$) Nous obtenons un point de fonctionnement MPP (figure 2.9) où la puissance est maximale.

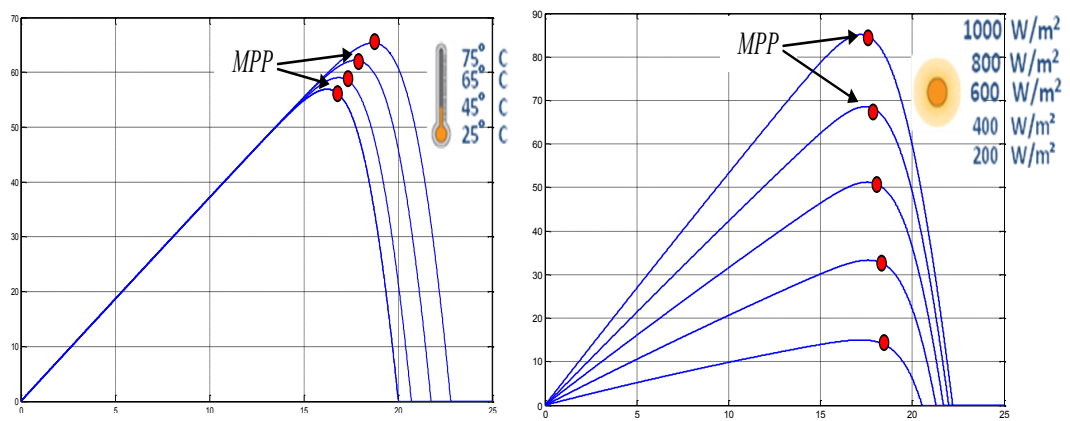


Figure 2.9 Caractéristiques puissance-tension d'un panneau photovoltaïque

La Figure (2.9) présente les caractéristiques puissance-tension d'un panneau photovoltaïque doté d'un étage d'adaptation DC-DC entre le GPV et la charge de sortie. Cette structure correspond à un système plus communément appelé système autonome. Il permet le plus souvent d'alimenter une charge. Cet étage d'adaptation dispose d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui lui permet de rechercher le PPM que peut fournir un panneau solaire photovoltaïque (figure 2.1). L'algorithme de recherche MPPT peut être plus ou moins complexe en fonction du type d'implantation choisi et des performances recherchées. Cependant au final, tous les algorithmes performants doivent jouer sur la variation du rapport cyclique du convertisseur de puissance associé pour assurer le fonctionnement d'un GPV à son point de puissance

maximale (PPM), des contrôleurs MPPT sont utilisés, ces contrôleurs sont destinés à minimiser l'erreur entre la Puissance de fonctionnement et puissance maximale de référence variable en fonction des conditions climatiques baser sur des méthode optimale[34].

2.3 Convertisseur Continu- Continu (Les Hacheurs)

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continus-continus permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. Permettant de contrôler la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle figure (2.10), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues[35]. dans le cas d'un système photovoltaïque l'entrée variable.

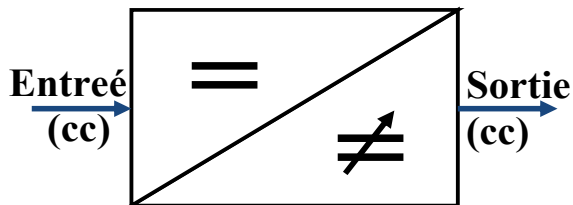


Figure2.10 Convertisseur CC

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs dans le cas idéal ne consomment pas de puissance, c'est la raison pour laquelle les hacheurs ont de bons rendements. Le commutateur est un dispositif semi-conducteur en mode (bloqué -saturé), habituellement un transistor, MOSFET, IGBT ou thyristor pour les grands puissance. Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro d'où sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé,

la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite. Pendant le

Fonctionnement du hacheur ,le transistor sera commuté à une fréquence constante f avec un temps de fermeture $=\alpha T$, et un temps d'ouverture $= (1-\alpha)T$,

- T est la période de commutation qui est égale à $1/f_s$
- α le rapport cyclique du commutateur ($\alpha \in [0,1]$ figure (2.11)

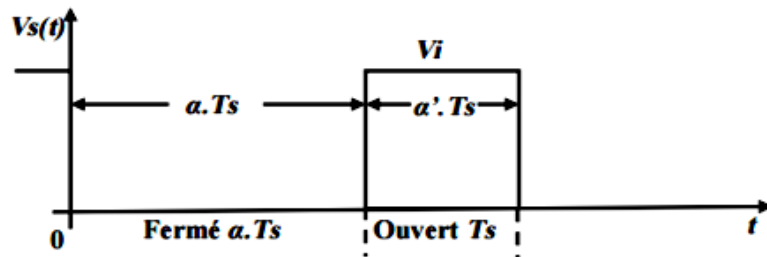


Figure2.11 périodes fermeture et ouverture d'un commutateur.

L'étude du convertisseur est intéressante dans la mesure où il est utilisé dans la plupart des nouveaux types de sources de production d'énergie dispersée connectée au réseau (éolienne, photovoltaïque, pile à combustible...).

Dans cette section on décrit le modèle du convertisseur en mode de conduction continu, à ce point, on peut simplement regarder le mode de conduction continue comme une condition spécifique de fonctionnement pendant lequel le courant traversant l'inductance est toujours différent de zéro

2.3.1 Représentation du convertisseur DC-DC [36]

Un convertisseur DC-DC a pour vocation d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

La représentation symbolique la plus couramment utilisée est donnée Fig. 2.13(a).

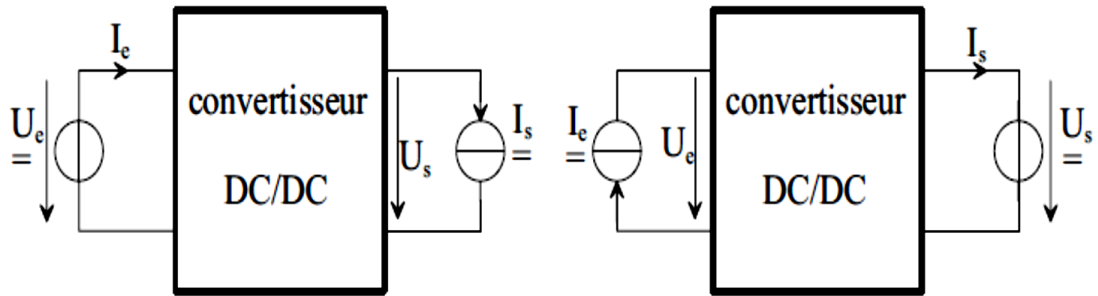


Figure 2.12 Deux représentations du convertisseur DC-DC

Une telle représentation peut laisser penser que dans tous les cas de figure, la source de courant I_s sera la charge qui, suivant les modes de fonctionnement, absorbera ou restituera de la puissance, alors que la source de tension U_e est l'alimentation, susceptible de fournir ou de stocker de la puissance.

Pour certains convertisseurs, on est amenée à changer une telle représentation, surtout si la fluence d'énergie ne peut se faire que de la source de courant vers la source de tension

2.3.1.1 Représentation des sources

Dans l'étude des convertisseurs DC/DC, nous distinguerons systématiquement l'alimentation (source génératrice d'énergie) de la charge du convertisseur (source réceptrice).

Alimentation En regard des schémas Fig. 2.12 l'alimentation peut être une source de tension, ou bien une source de courant. Par convention, les représentations adoptées pour de telles sources sont telles que celles des Fig. 2.13.

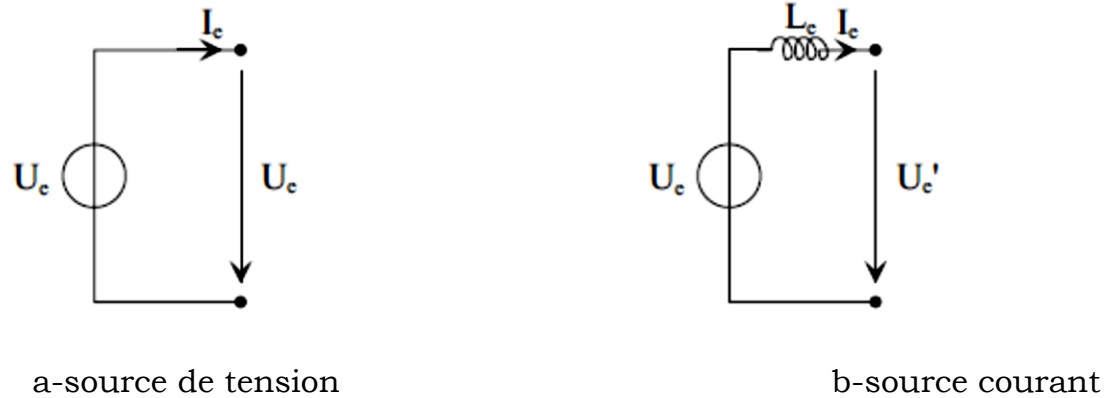


Figure 2.13 Conventions adoptées pour les générateurs

- source de tension (Figure. 2.13(a)) : nous considérerons une source de tension parfaite,
- source de courant (Figure. 2.13(b)) : nous considérerons une source de tension parfaite, en série de laquelle on place une inductance, qui confère à l'ensemble le caractère source de courant recherché.

Charge Dans la conversion DC/DC, la charge (type) est la résistance, seul dipôle susceptible d'absorber de la puissance. On ne peut légitimement considérer un tel dipôle comme une source de tension ou de courant digne de ce nom. Pour cette raison, toute charge résistive est associée à un condensateur, ou à un ensemble constitué d'un condensateur et d'une inductance, de façon à pouvoir considérer le dipôle équivalent qui résulte de cette association comme une source de tension ou de courant, suivant les besoins. Ceci est illustrée Figure. 2.14.

- source de tension (Figure. 2.14(a)) : l'association d'une résistance et d'un condensateur en parallèle confère à ce dipôle le caractère d'une source de tension.
- source de courant (Figure. 2.14(b)) : l'ajout d'une inductance en série avec la source

de tension permet de conférer à l'ensemble le caractère d'une source de courant [37].

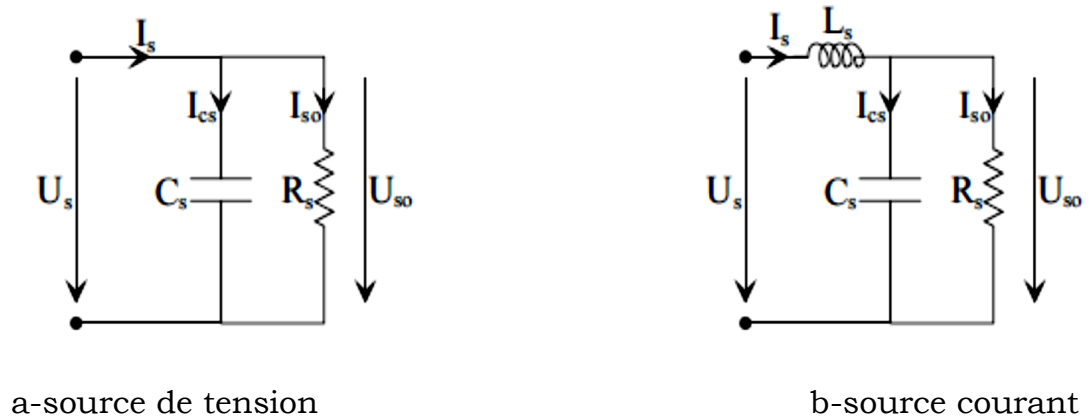


Figure 2.14 Conventions adoptées pour les récepteurs

2.3.1.2 Association des sources

La fluence d'énergie entre l'alimentation et la source est réalisée par le convertisseur statique. Nous rappelons que nous ne nous intéressons, dans ce cours, qu'aux convertisseurs dits ((directs)).

Ainsi, lors des commutations au sein de ce convertisseur, il existe forcément une séquence de fonctionnement pendant laquelle l'alimentation et la charge sont reliées directement[38].

Ceci exclu totalement certaines possibilités d'association des alimentations et des charges dernies ci-dessus, puisqu'on ne peut connecter entre elles que des sources de natures différentes. Les possibilités d'association de ces sources se résument ainsi au nombre de deux, ainsi qu'illustrée Figure. 2. 15.

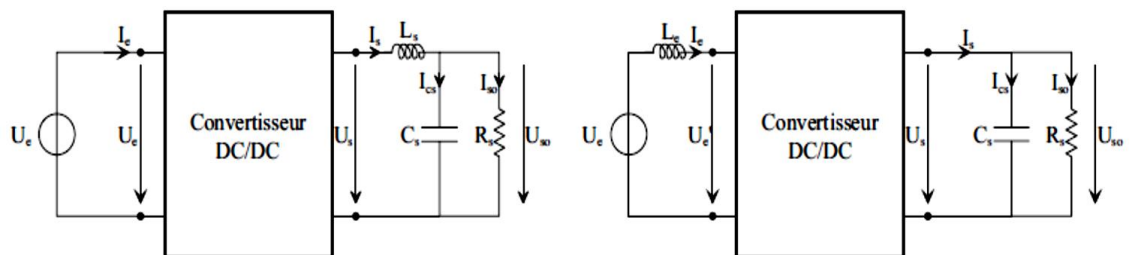


Figure 2.15 Deux configurations du convertisseur dc-dc

Domain d'utilisation

- Les chargeurs de batterie qui varie de 1 jusqu'à 24 v. (téléphone portable, batterie de véhicule).
- Pour alimente les systèmes de commande des différent convertisseur ou de machine électriques

Systems des énergies renouvelables : **Systèmes photovoltaïques**, éolienne ...etc., dans ce cas notre travail utilisé les convertisseurs DC-DC dans les systèmes photovoltaïque (PV).

2.3.2 Le modèle moyen de convertisseurs DC-DC

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur (CCM ou DCM) sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire à temps continu. Les expressions mathématiques des dynamiques continues sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff qui décrivent le comportement du convertisseur dans chacune des configurations. Le vecteur d'état des différents modèles est composé par le courant dans les inductances et la tension aux bornes des condensateurs, et l'entrée des modèles est donnée par la tension d'alimentation V_n et par la grandeur de commande correspondant au rapport cyclique. En mode de conduction continue (CCM), en fonction de la position de l'interrupteur S_m , il existe deux états du circuit associés aux positions fermée et ouverte, représentés dans l'espace d'état par les dynamiques suivantes [39]:

$$S_{mf} \begin{cases} \dot{x} = A_1x + b_1v_{in} \\ y = c_1x \end{cases} \quad (2.8)$$

$$S_{mo} \begin{cases} \dot{x} = A_2x + b_2v_{in} \\ y = c_2x \end{cases} \quad (2.9)$$

Tel que S_{mf} l'interpture fermé , S_{mo} l'interpture ouverte .

Dans les équations de ces modèles, x représente le vecteur d'état du modèle, y est la sortie et V_{in} correspond à la tension d'entrée. L'équation générale qui régit le fonctionnement du convertisseur est :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + b_i v_{in} \\ y = c_i x \end{cases} \quad (2.10)$$

Où : $i=1$ pour la première configuration quand l'interrupteur sw se trouve dans la position fermée, et $i=2$ pour la deuxième configuration quand l'interrupteur sw se trouve dans la position ouverte. Les matrices A_i , B_i et C_i décrivent les connexions de circuit au cours de chaque intervalle.

Le modèle moyen est alors obtenu en moyennant les deux équations d'état avec le rapport cyclique d , ce qui donne une représentation d'état unique :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + b_i v_{in} \\ y = c_i x \end{cases} \quad (2.11)$$

Ou :

$$\begin{aligned} A &= uA_1 + (1 - u)A_2 \\ B &= uB_1 + (1 - u)B_2 \\ C &= uC_1 + (1 - u)C_2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

On note que le rapport cyclique u devient l'entrée du système. Cette nouvelle entrée représente également la commande du système qui est utilisée afin de piloter la sortie y . La validité de ce modèle n'est assurée que si la bande passante du système est beaucoup plus faible que la fréquence de commutation.

Le modèle moyen obtenu est un modèle non-linéaire, et plus précisément bilinéaire, en raison du produit entre le vecteur d'état x et le signal de

commande u . Cependant, Un modèle linéaire peut être facilement obtenu en linéarisant le modèle (2.13) autour d'un point de fonctionnement souhaité en régime permanent. Le point d'équilibre noté e avec X_e et la sortie du système correspondante Y_e sont calculés en imposant $\dot{x} = 0$. Cette équation conduit aux expressions suivantes des valeurs stationnaires [40]:

$$\begin{cases} X_e = -A^{-1}Bv_{in} \\ Y_e = -C^{-1}Bv_{in} \end{cases} \quad (2.13)$$

Sous réserve que la matrice A soit inversible. V_{in} représente la valeur de la tension d'alimentation en régime stationnaire et les matrices A , B et C s'expriment en fonction de la valeur du rapport cyclique à l'équilibre U .

$$\begin{aligned} A &= UA_1 + (1 - U)A_2 \\ B &= UB_1 + (1 - U)B_2 \\ C &= UC_1 + (1 - U)C_2 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Par conséquent, la dynamique caractérisant le comportement du modèle dans un voisinage de la valeur de linéarisation X_e a la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{V}_{in} + [(A_1 - A_2)]X_e + (B_1 - B_2)V_{in}]\hat{u}$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + (C_1 - C_2)X_e\hat{u}$$

$$\text{avec : } x = X_e + \hat{x}, y = Y_e + \hat{y}, v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in}, D = U + \hat{u}$$

2.2.3 Modélisation les différent types des convertisseurs DC/DC

Pour la conversion de puissance, il est essentiel que le rendement soit maintenu élevé pour éviter la dissipation de la puissance et pour éviter les échauffements excessifs dans les composants électroniques. Pour cette raison toute la conversion de puissance échangée doit être réalisée autour des composants de stockage d'énergie (inductance et condensateurs) et les

commutateurs. Les commutateurs de puissance utilisés dépendent du niveau de la puissance à convertir ou à commander[41].

Trois topologies de base de circuit de conversion seront décrites dans les paragraphes suivants (DC-DC) : Dans cette partie nous présentons le principe des trois types de convertisseurs DC/DC (Buck, Boost et Buck-Boost), utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités. Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (Selfs, Capacités) qui, dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement [42].

Dans ce développement, un concis sur les convertisseurs DC/DC sera présenté afin d'étudier leurs comportements et par la suite, de sélectionner le type et la régulation convenables de notre commande. A noter que l'on considère que le mode de conduction continue (CCM).

Les schémas de trois types de convertisseurs, les plus utilisés, sont donnés dans les Figure. 2.1, 2.4 et 2.7, où leurs constituants indiquées sur les schémas..

2.2.3.1 Hacheur Buck (dévolteur)

La responsabilité (ou convertisseur abaisseur), illustré dans la figure.2.16, contient un condensateur et une inductance avec le rôle de stockage d'énergie, et de deux commutateurs complémentaires: quand il ya un contact fermé, l'autre est ouvert et vice-versa [43]

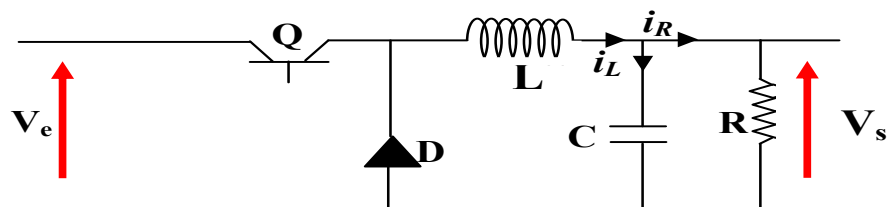


Figure2.16 Convertisseur Buck

Les interrupteurs sont alternativement ouverts et fermé avec un taux de fréquence de découpage PWM.

La sortie qui en résulte est une tension régulée de grandeur plus faible que la tension d'entrée. L' fonctionnement du convertisseur sera analysé la fonction des Etats commutateurs.

La première période ($0 < t \leq dT$) : Le transistor est à l'état **ON** et la diode **OF**.

Durant cette période, correspondant au cycle devoir de PWM conduite signal, le schéma équivalent du circuit est présenté ci-dessous

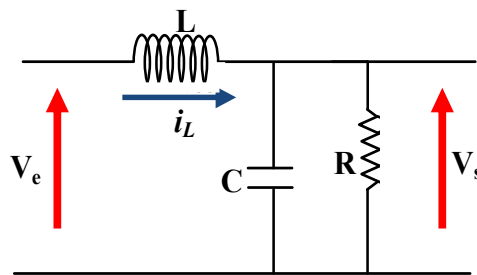


Figure2.17 Schéma de convertisseur Buck état ON

L'équation d'état résultante écrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e - V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad 0 < t < dT, Q: ON \quad (2.15)$$

La deuxième période ($dT \leq t < T$): le transistor OF et la diode ON

Dans le moment où le commutateur à transistor à l'état OFF, la tension aux bornes de l'inducteur sera changer la polarité et la diode s'allume à l'état. Le schéma équivalent de convertisseur cours de cette période est indiquée dans la figure ci-dessous:

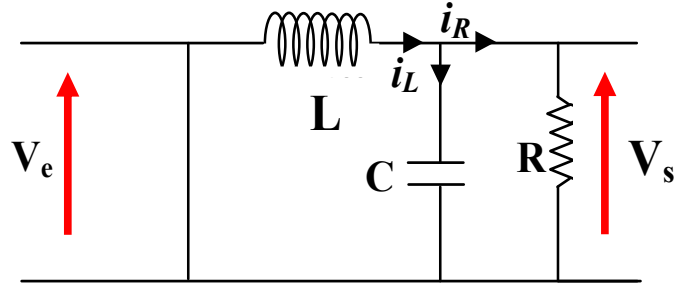


Figure2.18 Schéma de convertisseur Buck état OFF

Pour cette période de fonctionnement, la tension de sortie V_c et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad 0 < t < dT, Q: OFF \quad (2.16)$$

À partir de l'équation (2.15) et (2.16) on obtient le modèle moyenne de convertisseur à la condition continue CCM comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-V_c + uV_e) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad (2.17)$$

2.2.3.2 Convertisseur Boost (survolteur)

Convertisseur Boost présenté dans la (Figure 2.19), comporte un condensateur et une bobine d'inductance avec le rôle de stockage d'énergie, et deux commutateurs complémentaires. En le cas du convertisseur élévateur de tension, la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée .

Les interrupteurs sont ouverts et fermés alternativement avec un taux de fréquence de commutation PWM. Tant que le transistor est ON, la diode est éteinte, en train de s'inverser biaisée .La tension d'entrée, appliqué directement à l'inductance L. Lorsque le transistor est éteint, la charge est alimentée à la fois par la source d'entrée et le filtre LC. La sortie qui en résulte est un marché réglémenté tension de grandeur supérieure à la tension d'entrée. Le fonctionnement du convertisseur sera analysé selon l'état des interrupteurs[44].

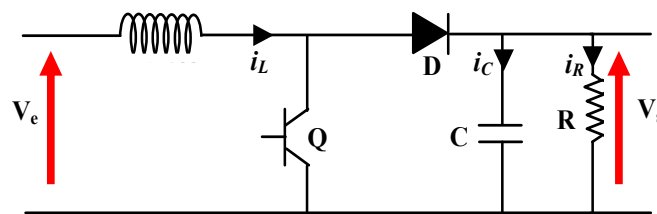


Figure2.19 Convertisseur Boost

La première période ($0 \leq t \leq dT$) : Le transistor est à l'état ON et la diode OFF.

Durant cette période, correspondant au cycle de PWM signal de conduite, le schéma équivalent du circuit est présenté ci-dessous. En cette période L inductance stocker l'énergie.

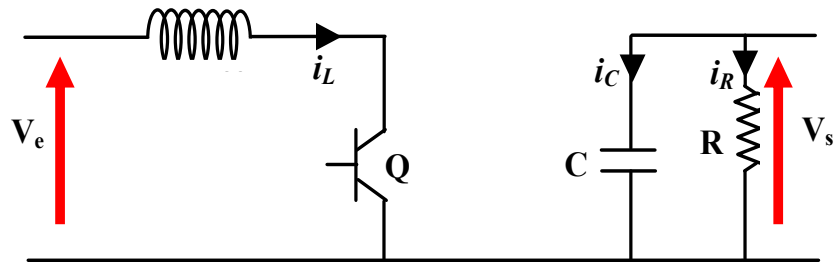


Figure2.20 Schéma de convertisseur Boost état ON

Pour cette période d'exploitation, le V_c tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfait les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad 0 < t < dT, Q: ON \quad (2.18)$$

La deuxième période ($dT \leq t \leq T$): le transistor OFF et la diode ON

Dans le moment où le commutateur à transistor à l'état OFF, la tension aux bornes de l'inductance va changer la polarité et diode passera à l'état. Le schéma équivalent du convertisseur au cours de cette période est indiqué dans la figure ci-dessous:

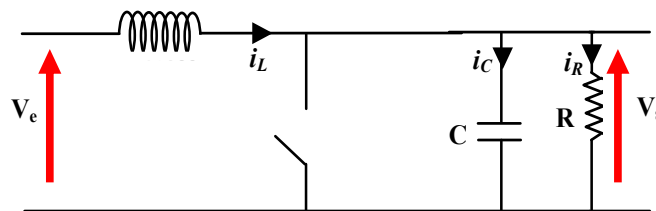


Figure2.21 Schéma de convertisseur Boost état OFF

Pour cette période d'exploitation, le V_c tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e - V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad 0 < t < dT, Q: OFF \quad (2.19)$$

À partir de l'équation (2.18) et (2.19) on obtient le modèle moyenne de convertisseur à la condition continue CCM comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_e - (1 - u) \frac{1}{L} V_c \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left((1 - u) i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad (2.20)$$

2.2.3.3 Hacheur Buck-Boost (dévolteur-survolteur)

Les interrupteurs sont ouverts et fermés alternativement avec un taux de fréquence de commutation PWM. Tant que le transistor est ON, la diode est éteinte, en train de s'inverser biaisée. La tension d'entrée, appliqué directement à l'inductance L, détermine un courant ascendant linéaire. Le condensateur est déchargé sur le circuit de charge. Lorsque le transistor est éteint, la charge est alimentée par le filtre LC. La sortie qui en résulte est une tension régulée de grandeur inférieure ou supérieure à l'entrée tension, en fonction de la valeur de cycle de service, mais il a une polarité inverse. Le convertisseur opération sera analysée en fonction de l'état ON ou OFF des interrupteurs[45].

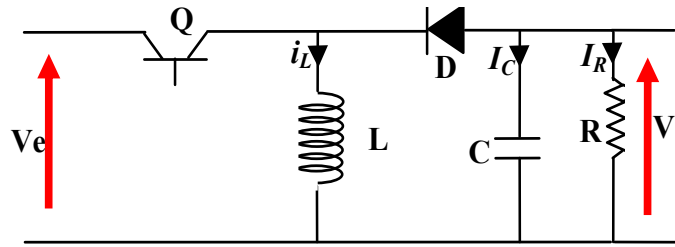


Figure 2.22 schéma de Convertisseur Buck-Boost

La première période ($0 \leq t \leq dT$): Le transistor est à l'état ON et la diode OFF.

Durant cette période, correspondant au cycle de PWM signal de conduction, le schéma équivalent du circuit est présenté ci-dessous. En cette période L inductance stocke l'énergie.

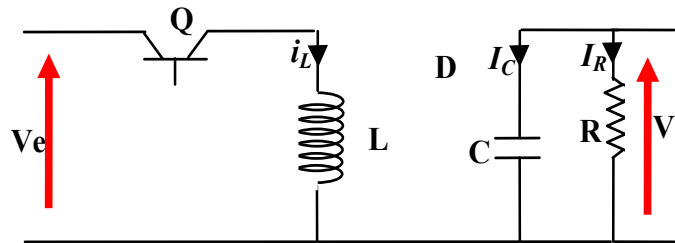


Figure 2.23 Schéma buck-Boost d'un Interrupteur ON

Pour cette période d'exploitation, le V_c tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad 0 < t < dT, Q: ON \quad (2.21)$$

La deuxième période ($dT \leq t < T$): le transistor OFF et la diode ON

Dans le moment où le commutateur à transistor à l'état OFF, la tension aux bornes de l'inducteur sera changer la polarité et la diode s'allume à l'état. Le schéma équivalent de convertisseur cours de cette période est indiquée dans la figure ci-dessous:

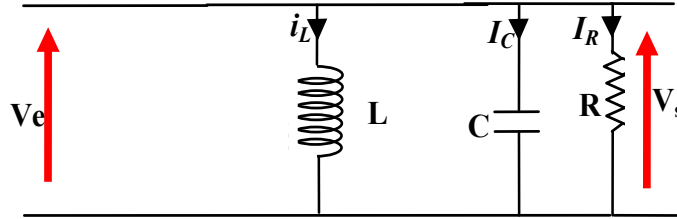


Figure2.24 Schéma d'un buck-boost interrupteur OFF

Pour cette période d'exploitation, le V_c tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e - V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad 0 < t < dT, Q: OFF \quad (2.22)$$

À partir de l'équation (2.21) et (2.22) on obtient le modèle moyenne de convertisseur à la condition continue CCM comme suit

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_e + (1 - u) \frac{1}{L} V_c \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(-(1 - u) i_L - \frac{V_c}{R} \right) \end{cases} \quad (2.23)$$

2 .3.4. Rendement du convertisseur statique

Dans ce qui a précédé, nous n'avons décrit le fonctionnement des convertisseurs Buck et Boost est pour cause, ces deux convertisseurs

présentent un meilleur rendement. En effet, il existe d'autres configurations de convertisseur, mais dont le rendement est plus faible. Le tableau donne une idée sur le rendement de quelques convertisseurs connus. L'expression du rendement du convertisseur est donné par : $\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P}$

Structure	Rendement de conversion
Buck	93%
Boost	92%
Buck-boost	92%

Tableau.2.1 Rendement des convertisseurs statiques

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons expliqué les principales caractéristiques des éléments constitutifs d'un générateur photovoltaïque (GPV). Et nous avons expliqué le fonctionnement des cellules.

Ensuite, présentée un aperçu général aux les différents convertisseurs statiques (les hacheurs) . Le bon dimensionnement des éléments du convertisseur facilite l'analyse de son comportement, l'identification de son mode de conduction et le choix de la structure de commande. Le modèle du convertisseur doit refléter au mieux le comportement du système physique. Son choix dépend directement de son utilisation.

CHAPITRE 3

APPLICATION DES COMMANDES ROBUSTES SUR LES CONVERTISSEURS DC-DC

- 3.1. INTRODUCTION
- 3.2. LA COMMANDE PI
- 3.3. LA COMMANDE PAR L'APPROCHE DE LYAPUNOV
- 3.4. LA COMMANDE MODE GLISSANT PAR L'APPROCHE DE LYAPUNOV
- 3.5. LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE 1
- 3.6. LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE 2
- 3.7. VALIDATION EXPERIMENTALE
- 3.8. RESULTATS EXPERIMENTAUX
- 3.9. CONCLUSION

3.1 Introduction

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle et ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont de nature externe (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande...) ou interne au système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable. La commande de processus se fait par l'introduction dans la chaîne de commande d'un algorithme de contrôle ayant des performances satisfaisantes pour s'affranchir des perturbations. Cet algorithme de contrôle est appelé un correcteur ou parfois un régulateur.

Les algorithmes de contrôle pour synthétiser un correcteur sont nombreux, comme le contrôle Proportionnel Intégral (PI), par mode glissant de plusieurs ordres et par la méthode de Lyapunov...etc. Dans ce chapitre nous allons présenter plusieurs type de commande robuste appliquer sur les convertisseur DC-DC. ensuite en validation par expérimentation sous l'environnement dSpace 1104.

3.2 La Commande par le régulateur PI

Soit $V_{ref}(t)$ le signal de référence (la consigne) et $V(t)$ le signal de sortie du système à Controller. Le régulateur PI est connu par une loi de commande. [46-47] .

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (3.1)$$

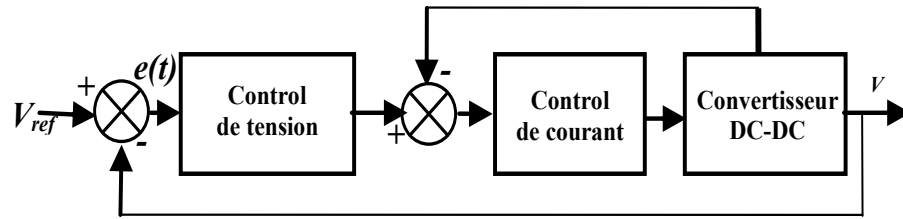


Figure 3.1 . Schéma synoptique de la commande PI.

- **Action proportionnelle**

- ✓ Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- ✓ Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

- **Action intégrale**

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

3.2.1 Caractéristiques des régulateurs [48]

- **Stabilité**

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

- **Précision**

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

- **Rapidité**

En général, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

3.3 La commande par l'approche de Lyapunov

Cette commande est basée sur l'approche de Lyapunov. Elle devient robuste contre les variations paramétriques et aux bruits de mesures. La stabilité asymptotique globale du système global est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov[49] .

Nous allons dans cette partie rappeler quelques définitions utiles sur les fonctions de Lyapunov. Tous les compléments et démonstrations pourront être trouvés dans , Notre but ici ne sera pas de faire un bilan exhaustif de la théorie de Lyapunov mais simplement de donner quelques résultats l'essentiels que nous utiliserons par la suite dans la commande du convertisseur dans le cadre de la méthode directe de Lyapunov [50].

3.3.1 Principe de la théorie de Lyapunov

Définition

Le système non linéaire $\dot{x} = f(x, t)$ est dit autonome si f ne dépend pas explicitement du temps, c'est à dire que l'on peut le réécrire sous la forme $\dot{x} = f(x)$. Dans le cas contraire, le système sera qualifié de non-autonome[51].

Il est clair que les systèmes invariants dans le temps seront autonomes alors que les systèmes linéaires variant dans le temps seront considérés comme non-autonomes. D'autre part, un système de la forme $\dot{x} = f(x, u)$ à priori autonome, peut devenir non autonome en boucle fermée par le choix d'une commande du type $\|x\| < R$ [52].

On définit d'abord B_R , une région de l'espace d'état que l'on peut exprimer par $\dot{V}(x) \leq 0$. On définit également S_R , la limite de cette région par $\|x\| < R$

3.3.1.1 Stabilité

Après avoir défini ce qu'est une fonction de Lyapunov, nous pouvons maintenant rappeler le premier théorème sur la stabilité local [42][53].

Théorème 1 Si dans une région B_{R_0} il existe une fonction $V(x)$ avec une dérivée partielle continue qui vérifie :

- $V(x)$ est définie positive (localement dans B_{R_0})
- $\dot{V}(x)$ est négative semi-définie (localement dans B_{R_0})

Alors le point 0 est stable. Si de plus la dérivée $\dot{V}(x)$ est localement définie négative dans

B_{R_0} alors la stabilité est asymptotique.

Afin d'étendre ce résultat, il faut évidemment vérifier les conditions du théorème (1) non plus dans une région (B_{R_0}) mais dans l'espace d'état complet. Cette condition est nécessaire mais pas suffisante. On doit ajouter une autre condition sur V [54]. Cette condition est que V ne doit pas être bornée, c'est à dire que $x \rightarrow \infty$

On obtient alors le résultat suivant :

Théorème 2 Si $V(x)$ est une fonction scalaire de x de dérivée partielle continue et que :

- $V(x)$ est définie positive
- $\dot{V}(x)$ est définie négative,
- $V(x) \rightarrow \infty$ si $x \rightarrow \infty$

Alors l'équilibre à l'origine est globalement asymptotiquement stable.

Ces deux premiers résultats seront d'une grande importance pour l'étude de la stabilité des boucles de commande ainsi que pour effectuer la synthèse de ces boucles.

3.3.1.2 Loi de commande :

on remplaçant l'équation d'état de convertisseur Boost DC-DC dans (2.20) on obtient:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -u\theta_1 x_2 + \theta_1 V_{in} \\ \dot{x}_2 = u\theta_2 x_1 - \theta_3 x_2 \end{cases} \quad (3.2)$$

où x_1 , x_2 , θ_1 , θ_2 et θ_3 sont respectivement , i_L , V_c , $1/L$, $1/C$ et $1/RC$, tel que la variation paramétrique de θ_1 , θ_2 et θ_3 est nulle , Si on choisit cette fonction de Lyapunov on obtient :

$$V(x) = \frac{1}{2} e^2(x) > 0 \quad (3.3)$$

$$\dot{V}(x) = e(x) * \dot{e}(x) < 0 \quad (3.4)$$

On choisit $e = x_2 - x_{2ref}$,la première dérivée est sous la forme suivant :

$$\dot{V}_1 = (u_e \theta_2 x_1 - \theta_3 x_2 - \dot{x}_{2ref})(x_2 - x_{2ref}) \quad (3.5)$$

où: $e = (x_2 - x_{2ref})$ et $u_e = 1 - u$

Par la méthode de compensation l'équation (3.4) devient

$$\dot{V}(x) = -\beta_1 e^2 < 0 \quad (3.6)$$

Pour avoir l'équation (3.6) est négatif on doit avoir $\beta_1 > 0$.

On obtient la loi de commande suivant :

$$u_e = \frac{1}{\theta_2 x_1} (\theta_3 x_2 + x_{2ref} - \beta_1 (x_2 - x_{2ref})) \quad (3.7)$$

3.4 La commande mode glissant par l'approche de Lyapunov

la conception d'un contrôle afin de résoudre les grandes incertitudes des modèles en raison de variations des paramètres et des erreurs de mesure., Le modèle de l'état d'équilibre sont plus globalement liée au système non linéaire, ce système non linéaire peut être fortement affecté par l'effet classique de convertisseur boost, la saturation et la peau associée à la différence de la variation des paramètres de la résistance ou inductance $\Delta f_i \dots$ etc

En effet θ_1 , θ_2 et θ_3 ne sont pas connue avec précision de ce fait :

$$\begin{aligned} \theta_1 &\rightarrow \theta_1 \pm \Delta\theta_1 \\ \theta_2 &\rightarrow \theta_2 \pm \Delta\theta_2 \\ \theta_3 &\rightarrow \theta_3 \pm \Delta\theta_3 \end{aligned} \quad (3.8)$$

l'équation (3.2) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -u_e (\theta_1 \pm \Delta\theta_1) x_2 + (\theta_1 \pm \Delta\theta_1) V_{in} \\ \dot{x}_2 = u_e (\theta_2 \pm \Delta\theta_2) x_1 - (\theta_3 \pm \Delta\theta_3) x_2 \end{cases} \quad (3.9)$$

La première dérivée de la fonction du Lyapunov écrit comme suite :

$$\dot{V}_2 = (u(\theta_2 + \Delta\theta_2)x_1 - (\theta_3 + \Delta\theta_3)x_2 - \dot{x}_{2ref})(x_2 - x_{2ref}) \quad (3.10)$$

pour avoir \dot{V}_2 négative cette condition doit être vitrifiée :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + (-\beta_2 \text{sign}(e) + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3)e < 0$$

$$(-\beta_2 \text{sign}(e) + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3)e < 0 \quad \forall e$$

(3.11)

$$\text{si : } \beta_2 > |\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3|$$

On obtient la loi de commande suivante :

$$u_e = \frac{1}{(\theta_2 + \Delta\theta_2)x_2} ((\theta_3 + \Delta\theta_3)x_1 + x_{2ref} - \beta_1(x_2 - x_{2ref}) - \beta_2 \text{sign}(x_2 - x_{2ref})) \quad (3.12)$$

3.5 La commande par mode glissant ordre 1

La théorie de commande considérée ici est une classe particulière des systèmes à structure variables basée sur la théorie des systèmes à structure variable. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [55-56].

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision important, stabilité et simplicité. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal

connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système[57].

3.5.1 Concept de la commande par mode glissant [58]

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très Dépendantes l'une de l'autre :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

On considère le système non linéaire de la forme[59] :

$$\begin{aligned}x^{(n)} &= f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \\y &= x\end{aligned}\tag{3.13}$$

Où, f et g sont des fonctions continues et connues, $u \in \mathbb{R}$ et $y \in \mathbb{R}$ sont l'entrée et la sortie du système respectivement.

3.5.2 Choix d'une surface de glissement

Une forme assez générale a est proposée par Stoline pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence du grandeur à régler vers sa valeur de référence[60], elle est donnée par :

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^r - 1 e(t) dt\tag{3.14}$$

Avec :

$e(t)$: écart ou l'erreur entre la variable à régler et sa référence.

γ : Constante positive choisie par le concepteur.

r : Degré relatif, (nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la

commande).

L'objectif de la commande est de maintenir les trajectoires sur la surface de glissement afin d'éliminer l'erreur et d'imposer la dynamique choisie [61].

3.5.3 principe de la commande par mode glissant d'ordre 1

La commande discontinue ou de commutation permettant de garantir la condition d'attractivité et responsable du glissement, la forme la plus simple qu'elle peut prendre est celle d'un relais[62] .

$$U_e = \dot{S}(x) = -k \text{sing}(S(x)) \quad (3.15)$$

K : est une constant positive qui représente le gain de la commande discontinu.

La structure d'un contrôleur par mode glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} et U_c [63]

$$U = U_{eq} + U_c \quad (3.16)$$

Le principe

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (Figure 3.2) :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant (Sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [64].

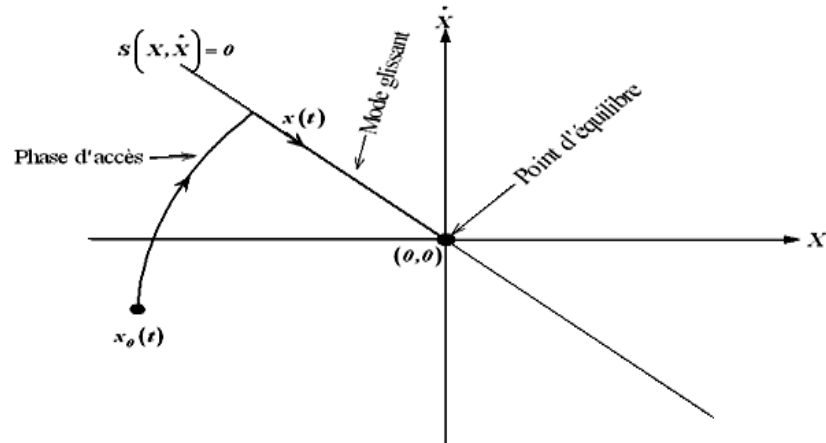


Figure 3.2 . Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

Théorème

Soit $V(x)$ une fonction différentiable de r_n dans R_n , dite fonction de Lyapunov, qui satisfait les conditions [42] :

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(x) > 0 \forall x \neq 0 \\ \dot{V}(x) \leq 0 \forall x \neq 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Si ces trois conditions sont satisfaites, $x = 0$ est un point d'équilibre stable, si la dernière condition devient $V(x) < 0$ pour $x \neq 0$ le point $x = 0$ est asymptotiquement stable [65].

Dans le cas de la CMG, cette fonction de Lyapunov est déduite à l'aide d'une pseudo-sortie qui est la surface de glissement $S(x, t) = 0$.

Soit le système non-linéaire, affine en l'entrée, défini par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.18)$$

Ou $x = (x_1, \dots, x_2)^T$ appartient à X , qui est soit une variété différentiable, soit un ensemble ouvert de \mathbb{R}^n , $u : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ représente l'entrée, qui peut éventuellement dépendre du temps. f et g sont des champs de vecteur suffisamment différentiables, définis sur X . on définit aussi s , une fonction suffisamment différentiable, $s : X \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ telle que $\frac{\partial s}{\partial t}$ soit non nulle sur X .

L'ensemble : $S = \{x \in X : s(t, x) = 0\}$, représente alors une sous-variété de X de dimension $(n-1)$, appelée par la suite surface de glissement ou de commutation ou encore contrainte. La fonction s , quant à elle, sera dénommée fonction de glissement ou de commutation.

Remarque : Les systèmes étudiés ici sont donc régis par des équations différentielles impliquant des termes discontinus. La théorie classique des équations différentielles ordinaires ne permet pas de décrire le comportement des solutions dans de tels cas et il faut alors se reporter à la théorie des inclusions différentielles et aux solutions au sens de Filippov [66]. Définissons aussi une loi de commande discontinue u définie par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x, t) < 0 \\ u^- & \text{si } s(x, t) \geq 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

- **Condition d'attractivité**

Considérons x^+ et x^- les états qui correspondent respectivement à u^+ et à u^- . Une condition suffisante pour que la surface soit attractive est la suivant :

$$\begin{cases} u^+ \in s(x, t) < 0 \\ u^- \in s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

• **Condition d'existence du glissement**

La condition d'existence du régime glissant implique que $(x, t) = 0$. Cette condition se traduit par [66] :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

• **Condition de stabilité**

Pour l'analyse de la stabilité du système il faut étudier la dynamique du système dans le mode de glissement, autrement dit lorsque la surface de glissement est atteintes $(x, t) = 0$ Cette analyse se base sur le principe de la commande équivalente introduite par UTKIN [67-68] consistant à admettre qu'en mode glissant, la commande du système peut être assimilée à une commande continue, dite commande équivalente, qui rend la surface invariante au cours de temps. C'est-à-dire $\forall t > t_s$ ou t_s est le temps mis par le système pour atteindre la surface de glissement, on a :

$$\begin{cases} s(x, t) = 0 \\ \dot{s}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Considérons l'exemple du système (3.19) :

$$\dot{s} = f(x) + g(x)u \quad (3.23)$$

Soit $s(x,t)$ la surface de glissement, en régime de glissement on a :

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \quad (3.24)$$

On obtient l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t)\right) + \frac{\partial s}{\partial t} \quad (3.25)$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans notre modèle on obtient la dynamique équivalente dans la surface de glissement. Lors de sa réalisation, la loi de commande à structure variable consiste le plus souvent en une partie continue, qui s'avère être la commande équivalente, et une autre discontinue, assurant la convergence en temps fini vers la surface[69]. Un exemple classique de commande pour le système est le suivant :

$$U = u_{eq} - K \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)\right]^{-1} \text{sign}(S) \quad (3.26)$$

Ou K est une constante positive et sign est la fonction signe classique. On peut alors vérifier que :

$$S\dot{S} = -K|S| < 0 \quad (3.27)$$

Et donc qu'un régime glissant s'établit sur $S = 0$.

3.5.4 Le phénomène de chattering

La réticence implique d'importantes sollicitations mécaniques sur les actionneurs, ce qui augmente la consommation énergétique pouvant altérer les circuits électriques de puissance. Pour réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposée, parmi les quelles on cite la méthode la couche limite (Boundary Layer)consistant à remplacer la fonction « sign » dans la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un voisinage proche de S [70].Le régime glissant qui en résulte donc n'est plus

confiné dans s seulement mais aussi dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce cas de figure, le système est dit en « régime pseudo-glissant ».

Ces méthodes, en contre partie, réduisent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive δ , réglée afin d'avoir un bon compromis entre conservation de la robustesse et réduction du chattering. Dans les méthodes présentée ici, plus δ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction sign, et donc une meilleure robustesse au dépend de la réduction du broutement[71].

Les deux fonctions les plus utilisées sont :

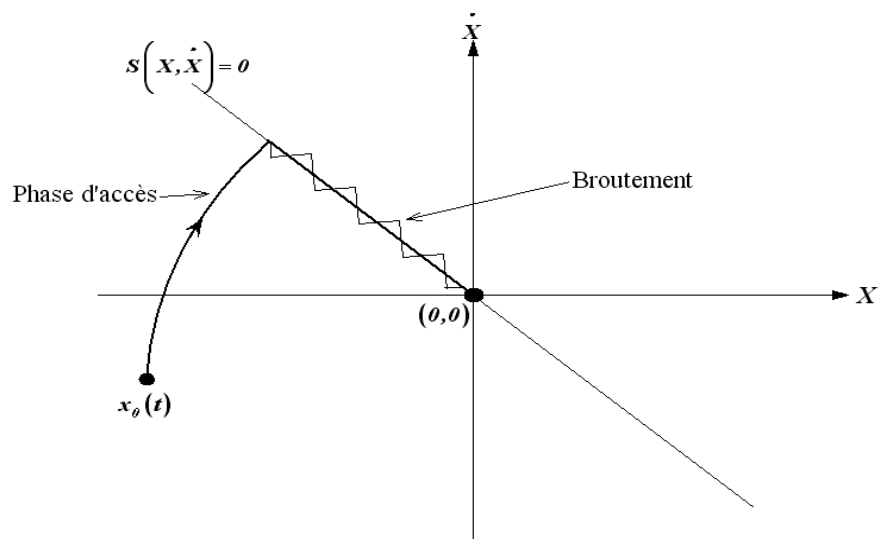


Figure 3.3 . Phénomène de broutement.

- **Fonction de saturation :**

Cela consiste à remplaces la fonction sign(n) par la droite de pente $1/\delta$ à l'intérieur d'un bande de largeur 2δ située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande[72].

Son expression est donnée par :

$$Sat(s, \delta) = \begin{cases} Sign(n) & \text{si } |s| > \delta \\ \frac{s}{\delta} & \text{si } |s| \leq \delta \end{cases} \quad (3.28)$$

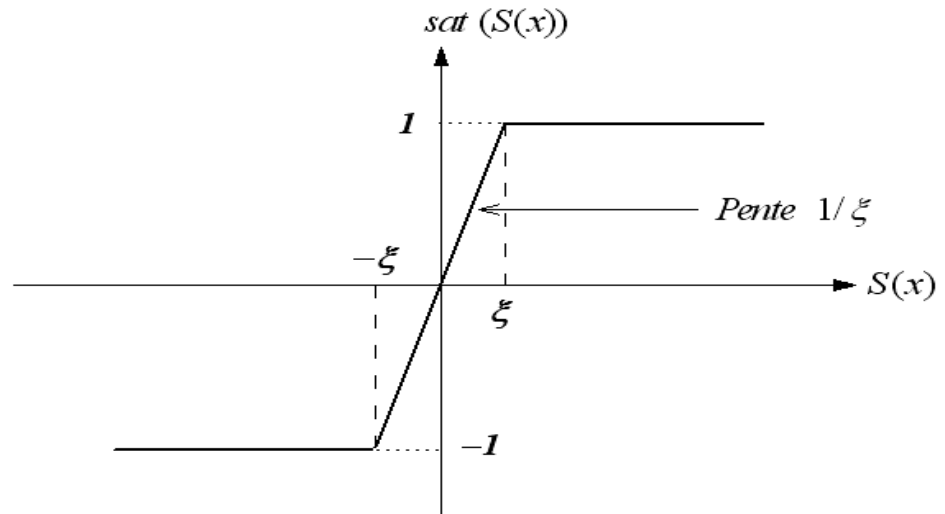


Figure 3.4 . Fonction de saturation.

- **La fonction sign+ saturation** : on peut combiner la fonction saturation précédente avec la fonction.

$$Sat(s, \delta) = \begin{cases} (a + b) Sign(n) & \text{si } |s| > \delta \\ a \frac{s}{\delta} + b Sign(n) & \text{si } |s| \leq \delta \end{cases} \quad (3.29)$$

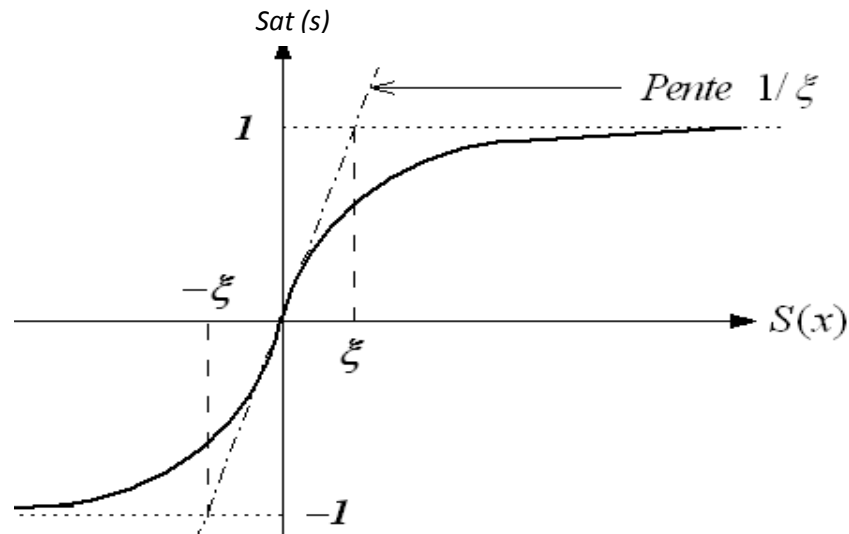


Figure 3.5 . Fonction sing plus saturation.

La technique des modes glissants d'ordre supérieur permet de passer outre ce phénomène indésirable et aussi de palier à la condition sur le degré relatif, rencontrée par la commande par mode glissant d'ordre 1.

Le problème de conception de la commande par mode glissant consiste à sélectionner des paramètres pour chacune de ses structures et définissent une logique de commutation. On a $X_1 = i_L$ et $X_2 = U_c$. La représentation d'état du model moyen est :

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (3.30)$$

Le but de cette application est de régler la tension de sortie au niveau désiré constante.

Les variables d'état peuvent être utilisés pour construire la surface de glissement. A partir de la théorie générale de commande par mode glissant d'ordre 1, l'erreur, définie par la différence entre la valeur réelle de la tension et sa valeur de référence, nous donne la surface de glissement de la forme :

$$S = e + k \int e \quad (3.31)$$

D'où

$$\dot{S} = \dot{e} + ke \quad (3.32)$$

$$\dot{S} = \dot{x}_{2ref} - \dot{x}_2 + k(x_{2ref} - x_2) \quad (3.33)$$

Pour $\dot{S} = 0$ et avec $e = x_{2ref} - x_2$ et on remplace (2.20) dans (3.33) on obtient:

$$\begin{aligned} \varphi(t, S, \dot{S}) = & \lambda_1 \lambda_2 V_{in} u - \lambda_1 \lambda_2 x_2 u^2 + K_1 \lambda_2 x_1 u - K_1 \lambda_3 x_2 \\ & - (K_1 \dot{x}_{2ref} + \ddot{x}_{2ref}) \end{aligned} \quad (3.34)$$

où $x_1, x_2, x_{2ref}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ et K_1 , sont respectivement, $iL, V_c, V_{cref}, 1/L, 1/C, 1/RC$ et constant, On obtient la loi de commande suivante :

$$u = \frac{K_1 \lambda_3 x_2 + (K_1 \dot{x}_{2ref} + \ddot{x}_{2ref})}{\lambda_1 \lambda_2 V_{in} - \lambda_1 \lambda_2 x_2 + K_1 \lambda_2 x_1} \quad (3.35)$$

3.6 La commande par mode de glissement d'ordre 2 (2-CMG)

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser aux algorithmes par modes glissants d'ordre deux (2-CMG). Le but est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface convenablement choisie et donc de contraindre les trajectoires du système à évaluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble : $S^2 = \{x \in X : S = \dot{S} = 0\}$ [73].

On peut observer qu'aux points de glissement d'ordre deux l'ensemble de Filippov des trajectoires admissibles est inclus dans l'espace tangent a la surface S . Afin de réaliser les algorithmes par modes glissants d'ordre deux, il est nécessaire d'établir certaines hypothèses de travail pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la surface \dot{S} [74] :

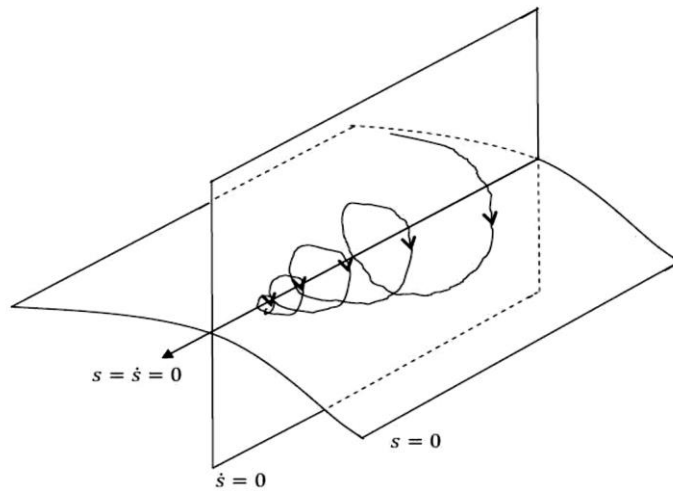


Figure 3.6 . Ensemble de glissement d'ordre 2.

3.6.1 Algorithme du super-twisting

Dans l'algorithme du super-twisting, S et \dot{S} sont nécessaires pour le calcul de la commande. Toutefois, dans la majorité des cas, \dot{S} ne peut être directement déterminée et elle doit être calculée a partir de S . Une telle inférence conduirait à des résultats erronés dans la plupart des cas en raison de la présence de bruit dans le système. L'algorithme de super-twisting est conçu afin de réaliser une CMGOD en utilisant uniquement les informations sur S [75-76]. Il est caractérisé par la rotation des trajectoires autour de l'origine du diagramme de phase (S, \dot{S}) (figure 3.7).

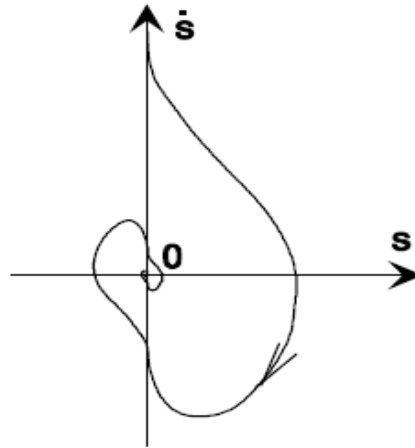


Figure 3.7 . Trajectoire dans le plan de phase de l'algorithme de super twisting.

La convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase (S, \dot{S}) est due a la commutation de l'amplitude de commande entre deux valeurs différentes de telle sorte que l'axe des abscisses et l'axe des ordonnées (c'est a dire S et \dot{S} soient traversés de plus en plus près de l'origine. L'amplitude de la commande permute à chaque croisement d'axe, nécessitant de connaître le signe de la dérivée temporelle de la variable de glissement. Cet algorithme a été développé pour le cas du système de degré relatif [77-78].

$r = 1$ fin d'évité le phénomène de broutement. La loi de commande est alors donnée par:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.36)$$

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & si |u| < 1 \\ -W \text{sing}(s) & si |u| < 1 \end{cases} \quad (3.37)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\gamma |S_0|^\rho \text{sing}(s) & si |u| < S_0 \\ -\gamma |S|^\rho \text{sing}(s) & si |u| \leq S_0 \end{cases} \quad (3.38)$$

$$W > \frac{C_0}{K_m}, \quad \gamma^2 > \frac{4C_0K_m(W + C_0)}{K_m^2(W - C_0)} \quad 0 < \rho < 0.5 \quad (3.39)$$

L'algorithme ci-dessus n'a pas besoin de l'évaluation du signe de \dot{S} . Un mode de glissement du second ordre exponentiellement stable apparaît si la loi de commande avec $r = 1$ est employée. Le choix $\rho = 0.5$ assure que l'ordre du glissement réel maximum pour la réalisation du glissement d'ordre deux soit atteint [79]. Récemment, une nouvelle loi de commande basée sur l'algorithme de super twisting modifié a été développée par [80].

La loi de commande est dans ce cas donnée par :

$$u(t) = -\gamma \text{sing}(s) + u_1(t) \quad (3.40)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -Ku & \text{si } |u| > u_0 \\ -W \text{sing}(s) & \text{si } |u| < u_0 \end{cases} \quad (3.41)$$

La simplicité de la structure de la loi de commande est tout à fait évidente avec seulement quatre paramètres à déterminer. Les conditions suffisantes correspondantes sur ces paramètres pour la convergence en temps fini sont :

$$u_0 > \frac{C_0}{K_m}, \quad \gamma > u_0 \quad k, W > 0 \quad (3.42)$$

et $\frac{\gamma}{u_0}$ devrait être grand. De l'équation (3.38) on outre :

$$\ddot{S} = \ddot{x}_{2ref} - \ddot{x}_2 + K(\dot{x}_{2ref} - \dot{x}_2) \quad (3.43)$$

D'après l'équation (2.23) et (3.39) on obtient la loi de commande suivante :

$$\ddot{S} = \begin{cases} \ddot{x}_{2ref} + K \dot{x}_{2ref} + \dot{x}_1 \frac{1}{C} \left(1 - \frac{1}{RC} + K\right) - x_2 \frac{1}{RC} \left(\frac{1}{RC} - K\right) + \\ u \left(x_1 \frac{1}{C} \left(\frac{1}{RC} - K\right) - \frac{1}{LC} (x_2 + E) \right) + u^2 \frac{1}{LC} (x_2 - E) + \dot{u} \frac{x_1}{C} \end{cases} \quad (3.44)$$

On écrit l'équation sous la forme :

$$\ddot{S} = (\ddot{e} + K\dot{e}) = \varphi_1(t, S, \dot{S}) + \varphi_2(t, S, \dot{S})\dot{u} \quad (3.45)$$

Alors la commande super-twisting est donner par :

$$u = u_1 + u_2 \quad (3.46)$$

Ou

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = -K_{11} \text{sing}(S) \\ \dot{u}_2 = -K_{22} |S|^{0.5} \text{sing}(S) \end{cases} \quad (3.47)$$

3.7 Validation expérimentale

3.7.1 Présentation du banc d'essai

Pour la mise en œuvre expérimentale de lois de commande, un banc d'essais a été conçu au laboratoire LSPIE à l'université de Batna2 en utilisant le matériel mis à notre disposition. Le banc d'essais, dont la photo est montrée par la figure (3.9), est constitué des parties essentielles suivantes :

3.7.1.1 Partie puissance

- Les éléments d'un convertisseur DC-DC, dont les caractéristiques sont données en annexe 1.
- Un transistor IGBT de haute fréquence de découpage.

- Le convertisseur est sous une charge résistive.
- Une source continu (0-30V)

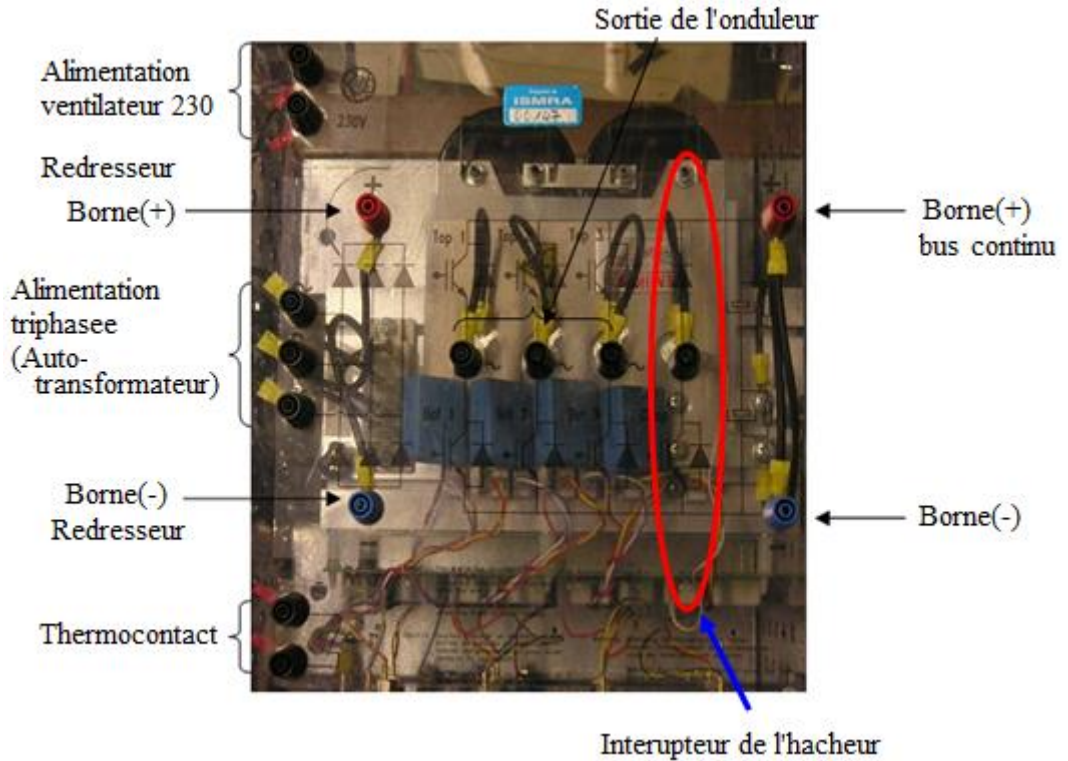


Figure 3.8 . Photo montrant une vue de dessus du convertisseur SEMIKRON.

3.7.1.2 Partie Commande

- La partie commande est fondée sur la carte dSPACE DS1104 qui possède son propre processeur : le Motorola PowerPC 604 e – 400/333 Mhz, permettant de gérer l'application, et un DSP : le TMS320F240 de Texas Instruments spécialement conçu pour le contrôle des convertisseurs statiques de puissance en générant les signaux de commande MLI en logique TTL. La carte DS1104 est implantée dans un PC qui sert d'interface Homme-Machine et constitue la partie "*hardware*" de dSPACE. La partie "*software*" se compose, quant à elle, de deux logiciels. Le premier, Matlab/Simulink, permet une programmation aisée de l'application temps réel sous Simulink par utilisation de blocs spécifiques (appartenant à la "Real Time Interface (RTI) toolbox ", permettant de configurer les entrées/sorties de la carte DS1104. Le second logiciel, *ControlDesk*,

possède une GUI interactive, qui permet l'acquisition de données et la modification en temps réel des structures et/ou des paramètres de l'algorithme. Le Real-Time Workshop de Matlab est capable de générer automatiquement un fichier objet à partir du modèle *Simulink*. Ce fichier est ensuite implanté dans la mémoire de la carte.

- DS1104. Celle-ci reçoit du processus à commander, les informations nécessaires et fournit les signaux de pilotage de l'onduleur,[9],[42].

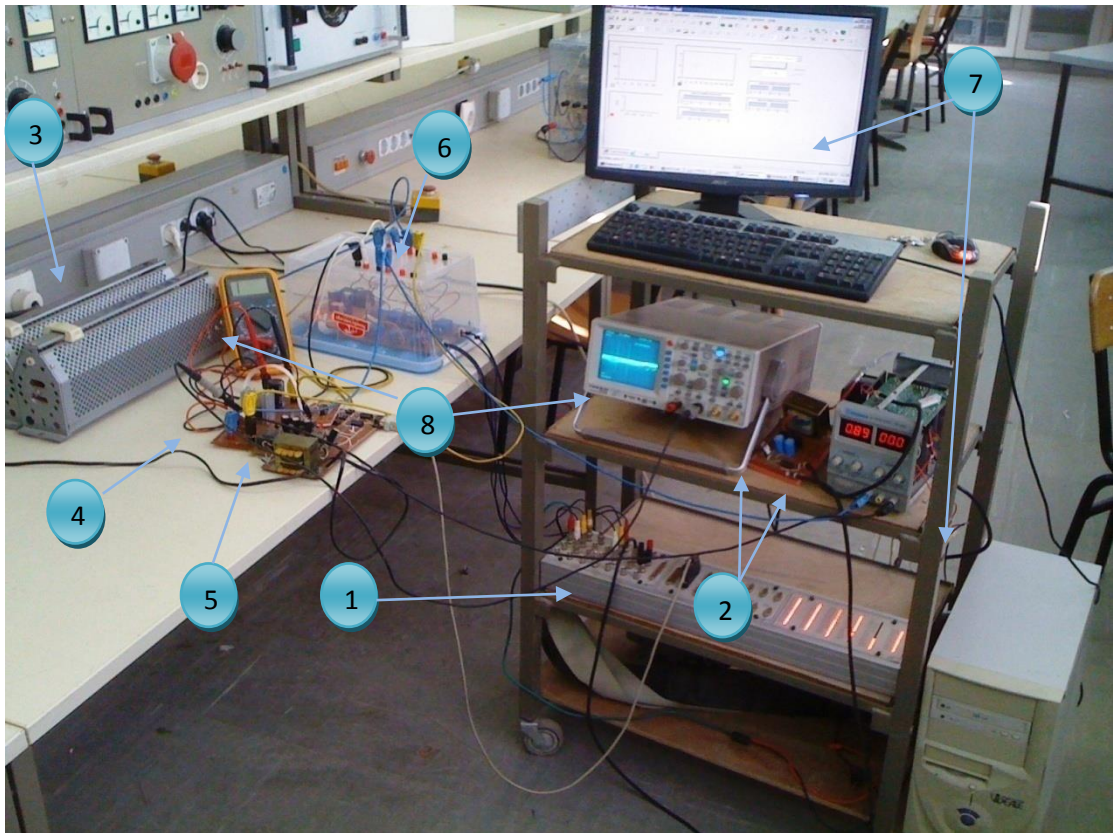


Figure 3.9 . Photographie du banc d'essai

Le banc d'essai expérimental est représenté sur la figure 3.1. Sur cette figure, on peut distinguer les éléments suivant:

1. Le module DS1104
2. La source continue
3. La charge constituée de deux rhéostats
4. Convertisseur DC-DC

5. Un baffle conçu pour la mise en forme des signaux de commande du hacheur, ainsi que la protection du DSPACE
6. Capteurs de tension et capteurs de courant + filtres
7. PC
8. Appareils de mesure et de visualisation

3.7.1.3 Partie mesures

L'échange d'informations entre les deux parties décrites ci-dessus s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (CP1103), relié à la carte via un câble blindé. L'environnement de mesures comporte :

- Une carte d'acquisition associée aux capteurs de courant LEM-LA 25-NP et de tension LEM-LV 25-P à effet Hall

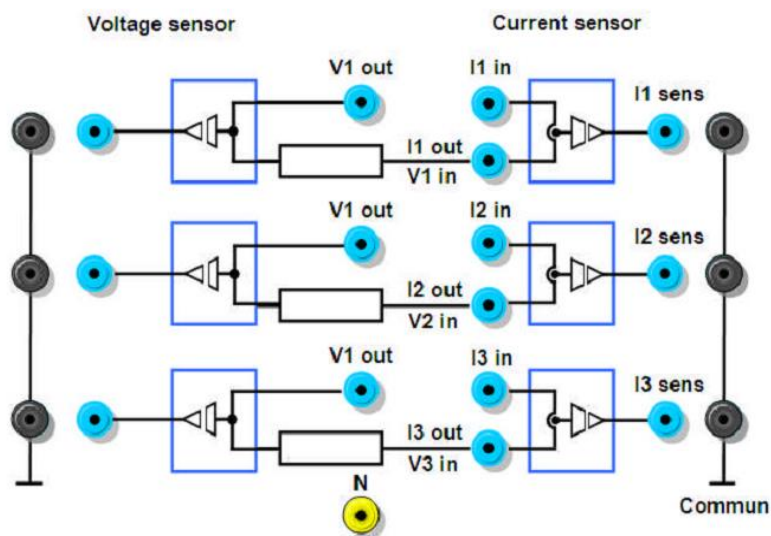


Figure 3.10 . Carte d'acquisition associée aux capteurs de courant et de tension.

- Une dynamo tachy-métrique est monté sur l'axe des machines et permettant de capter la vitesse de rotation et de l'envoyer directement sur le port parallèle de la carte CP1104.

- Le schéma synoptique de la figure (3.10) illustre la constitution du banc d'essais.

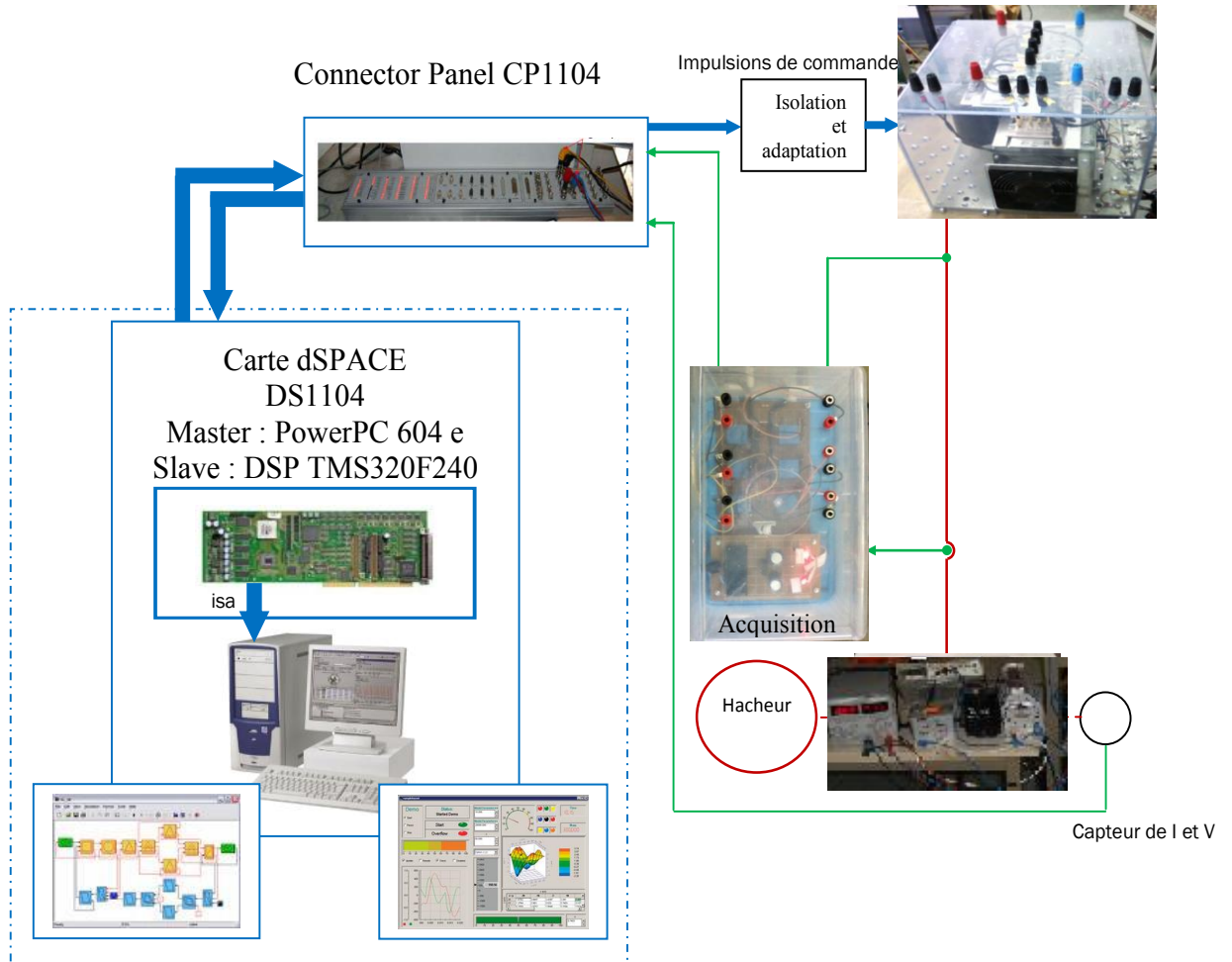


Figure 3.11 . Synoptique du banc d'essais.

Les blocs Real Time Interface (RTI) pour Simulink sont insérés à la place du modèle de la commande.

3.8 Résultats Expérimentaux

nous admettons que tous les composants sont parfaits (application des hypothèses simplificatrices, négligence des pertes et des phénomènes de commutation), donc le convertisseur DC-DC à un fonctionnement presque idéal.

Par contre Les essais que nous avons réalisés au laboratoire tiennent compte de la saturation des composants utilisés, les phénomènes de commutation des interrupteurs de commande et de puissance. Ces essais consistent à valider une commande robuste appliquée à un convertisseur DC-DC (Hacheur Buck , Boost, buck-boost).

3.8.1 Application d'une commande en boucle ouverte

Cette commande appliquer sur le convertisseur a pour bute de voir la tension de sortie du convertisseur lors de la variation de l'angle d'amorçage D . Alors les trois courbes de la figures (3.13) montre que la tension de sortie V_c varie en fonction de la valeur du rapport cyclique D .

Pour une tension d'entrer $V_{in}=10V$ la tension de sortie sera comme suit :

$D=0.75$ alors $V_c=32V$

$D=0.5$ alors $V_c=10V$

$D=0.25$ alors $V_c=5V$

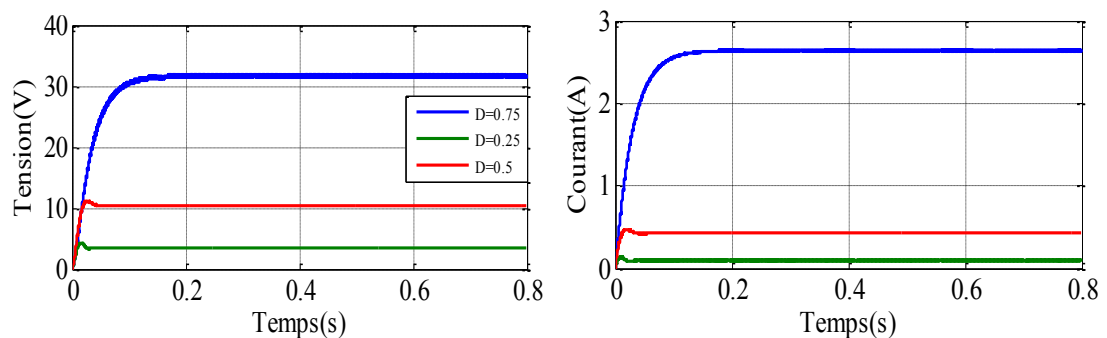


Figure 3.12 . Résultat expérimental de la tension V_c , I_L

Les résultats représentée sur les Figures (3.15) montrent le test de performance en ce qui concerne la variation de l'angle d'amorçage D . Pour des valeurs de $D>0.5$ le convertisseur est élévateur et contrairement pour $D<0.5$ le convertisseur est abaisseur. Pour le résultat expérimental représenté sur les

figures (3.15) on remarque un phénomène de chattering (des ondulations au niveau de la tension et du courant) du a la commutation des interrupteurs et les paramètres des composants du système.

3.8.2. Commande par le régulateur PI

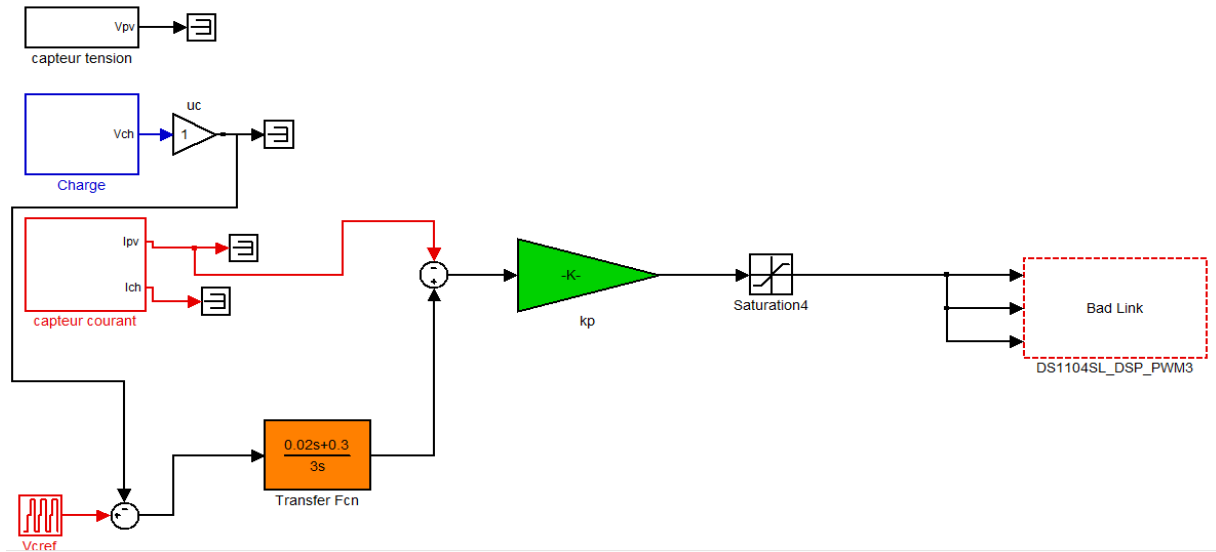
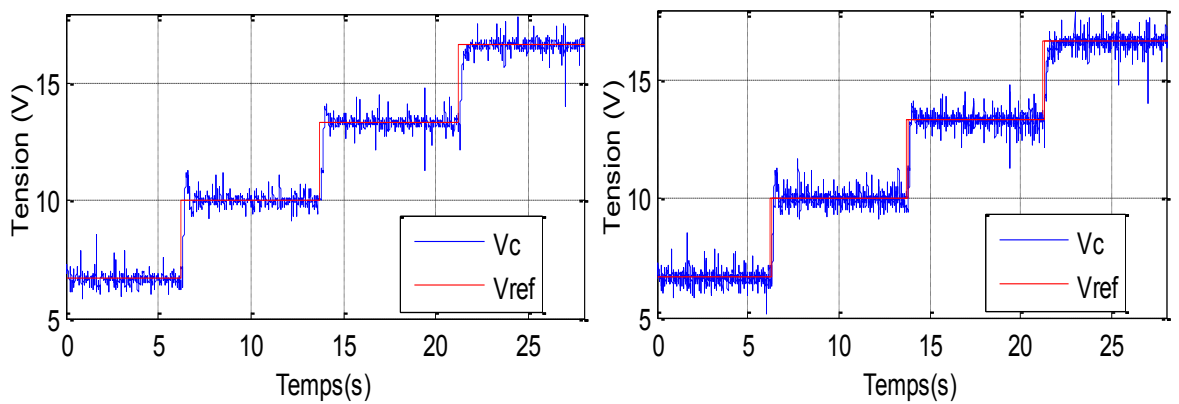


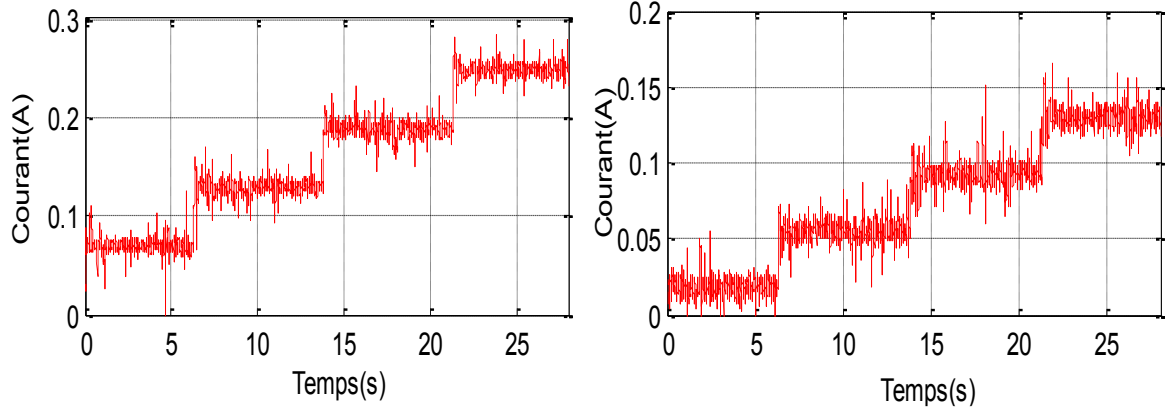
Figure 3.13 . Schéma de simulation sur DSPACE de la commande PI

3.7.2.2. 1^{ere}essai convertisseur buck DC-DC



a- V_c ($R=20 \Omega$)

b- V_c ($R=40 \Omega$)

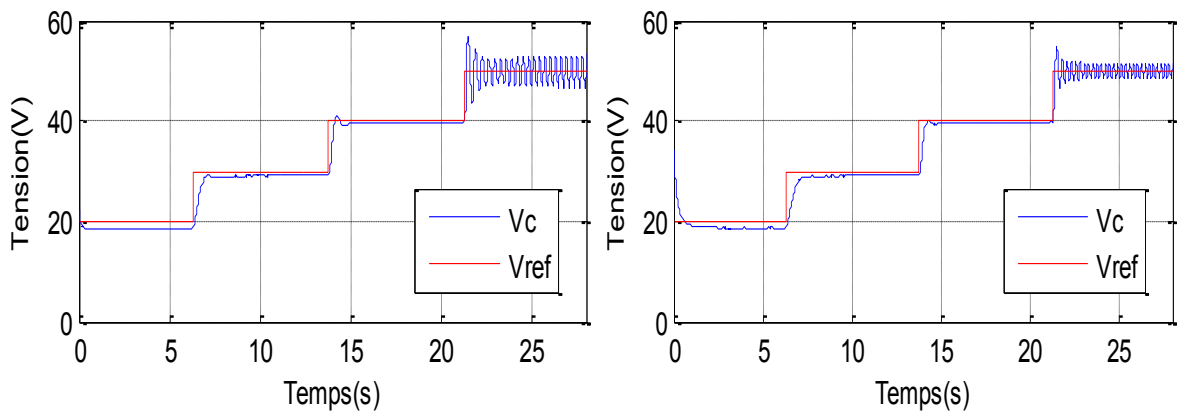


a- i_L ($R=20 \Omega$)

b- i_L ($R=40 \Omega$)

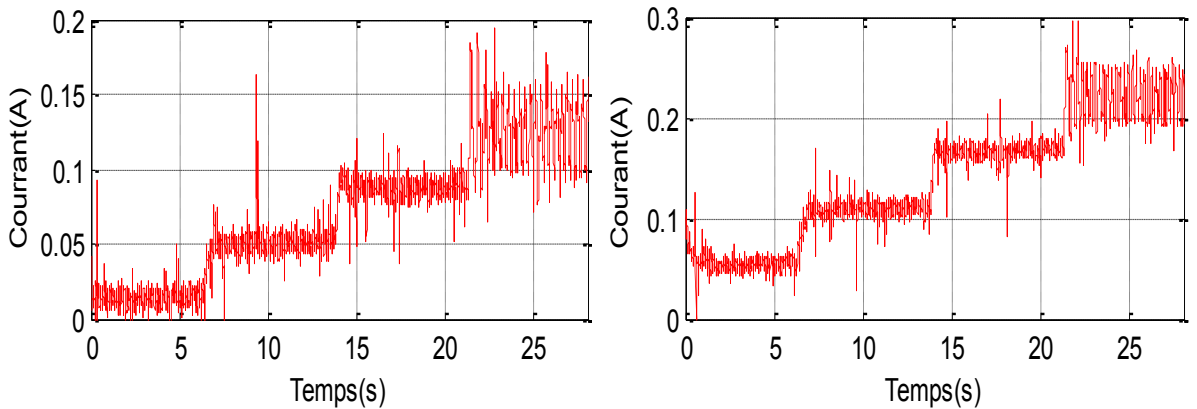
Figure 3.14 . Résultats expérimentaux de convertisseur buck ($E=19V$)

3.8.2.2. 2^{ème} essai convertisseur boost DC-DC



a- V_c ($R=80 \Omega$)

b- V_c ($R=160 \Omega$)



a- i_L ($R=80 \Omega$)

b- i_L ($R=1600 \Omega$)

Figure 3.15 . Résultats expérimentaux de convertisseur boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge

Le résultat expérimental du régulateur PI appliqué au convertisseur buck sont acceptable et même sur le convertisseur Boost . La tension de sortie suit la tension de référence avec une réponse un peu retarder qui est due aux phénomènes inductive et capacitive. Les pics observés dans le résultat expérimental, ils sont dus à la variation brusque de la consigne. D'autre part, le régulateur PI est connu de sa simplicité et de sa fiabilité, facile à simuler et même facile à concevoir.

3.8.3 Commande par l'approche de Lyapunov

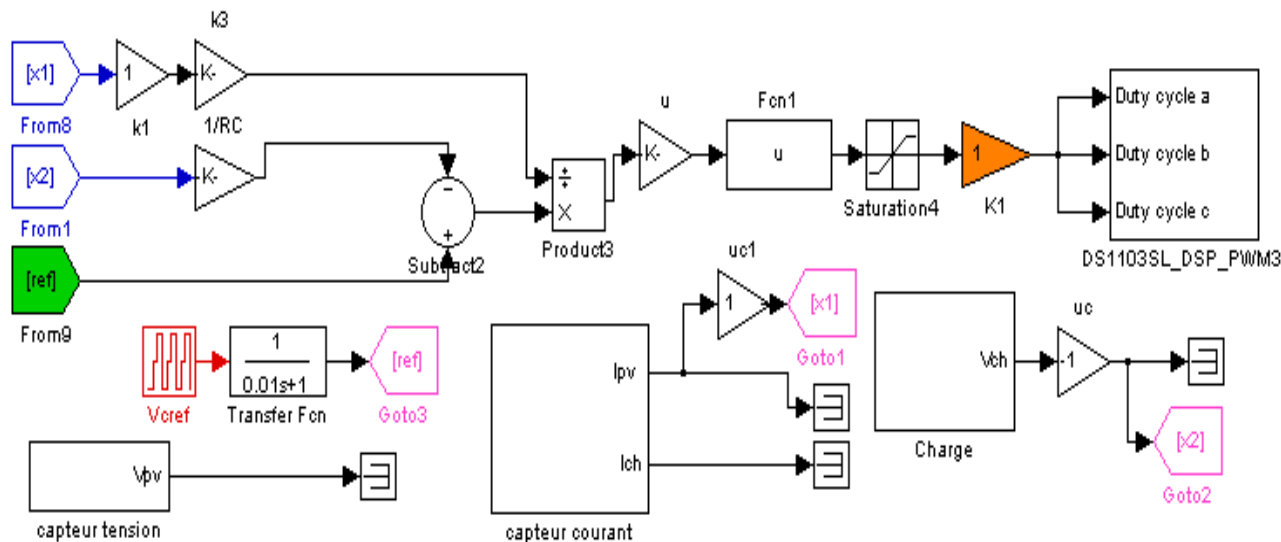


Figure 3.3 . Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par l'approche de Lyapunov.

3.8.3.1. 1^{ere}essai convertisseur boost DC-DC

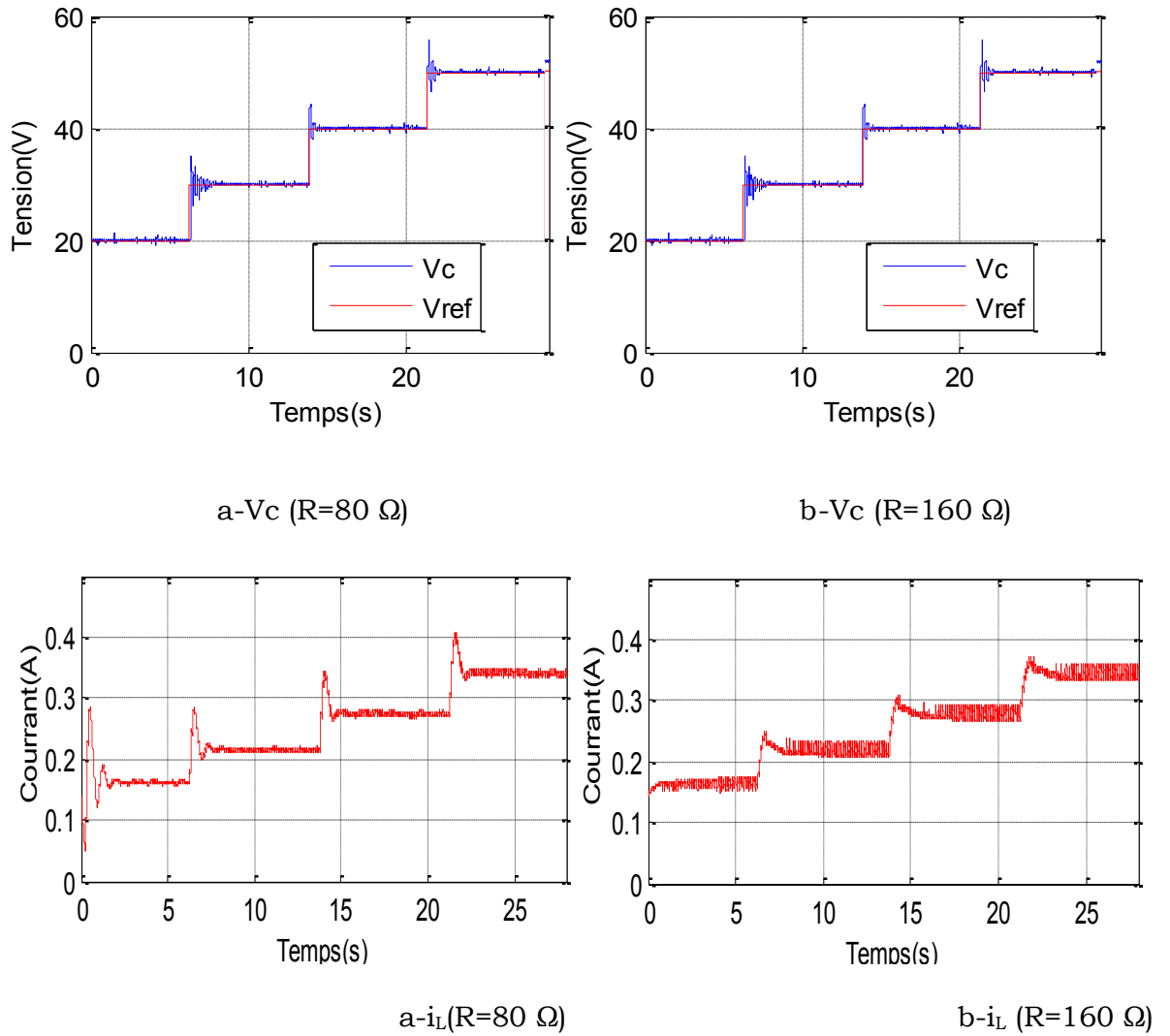


Figure 3.4 . Résultats expérimentaux de convertisseur boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge

3.8.3.2. 2^{ème} essai convertisseur Buck-boost DC-DC

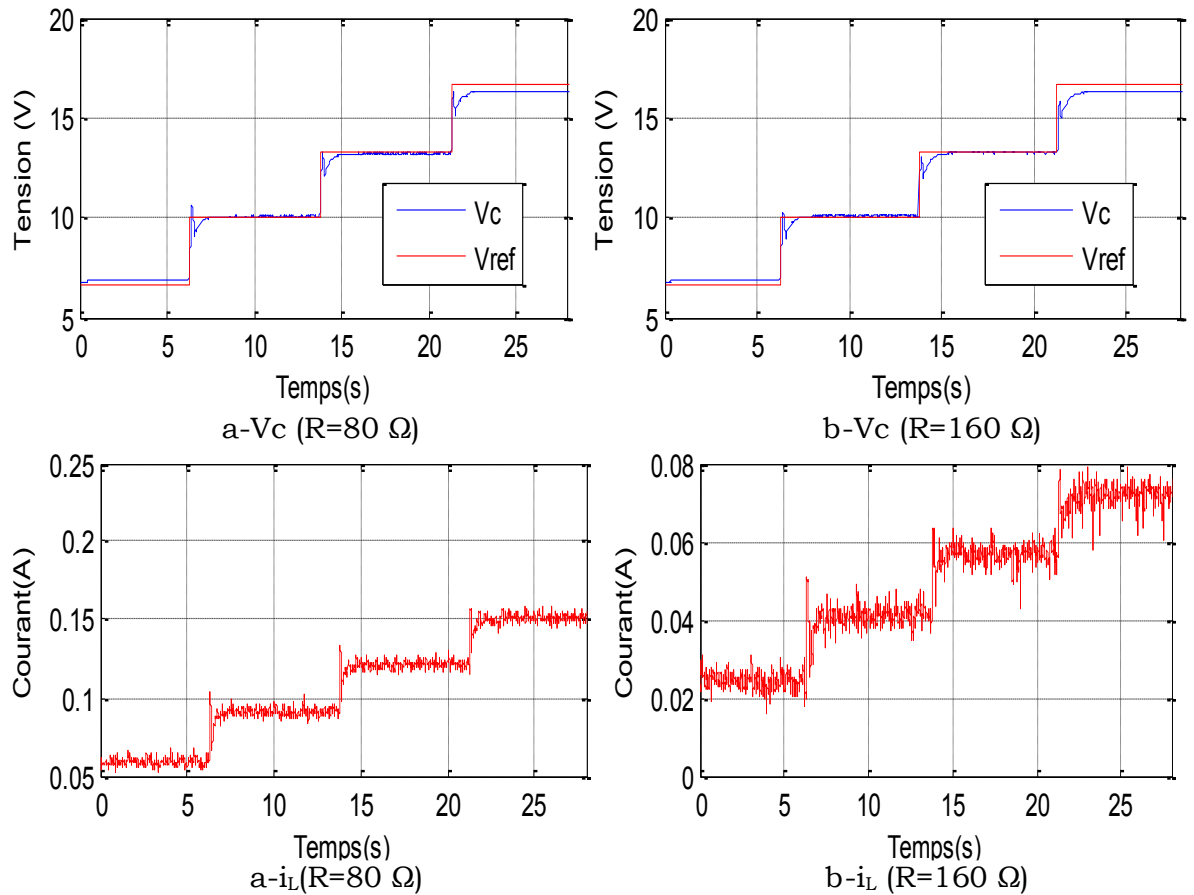


Figure 3.3 . Résultats expérimentaux de convertisseur buck-boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge($E=12V$)

La réponse de la commande dans les résultats expriment est plus précise et rapide dans l'essai Boost , la poursuit de la tension de charge est avec un petit décalage on appliquant de grande valeurs. Une ondulation de tension et du courant qui est du a la commutation et les variation des valeurs paramétriques.

3.8.4 Commande par mode glissant l'approche de Lyapunov

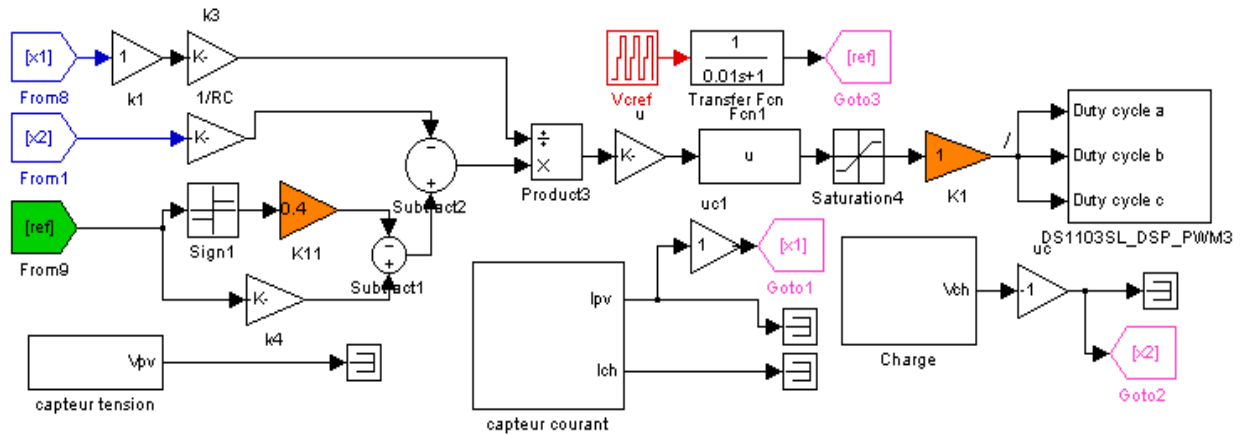
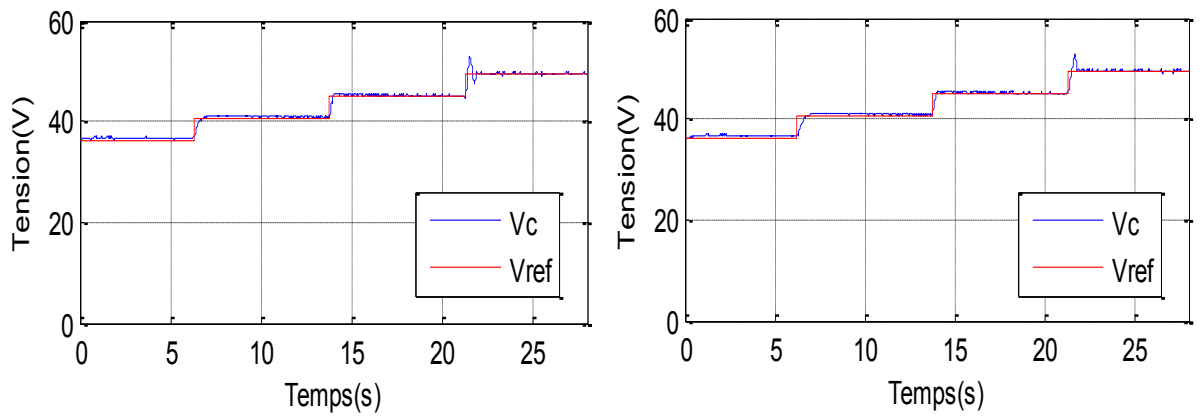


Figure 3.5 . Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par l'approche de Lyapunov avec K_{sign} .

3.8.4. 1^{er} essai convertisseur boost DC-DC



a- V_c ($R=80 \Omega$)

b- V_c ($R=160 \Omega$)

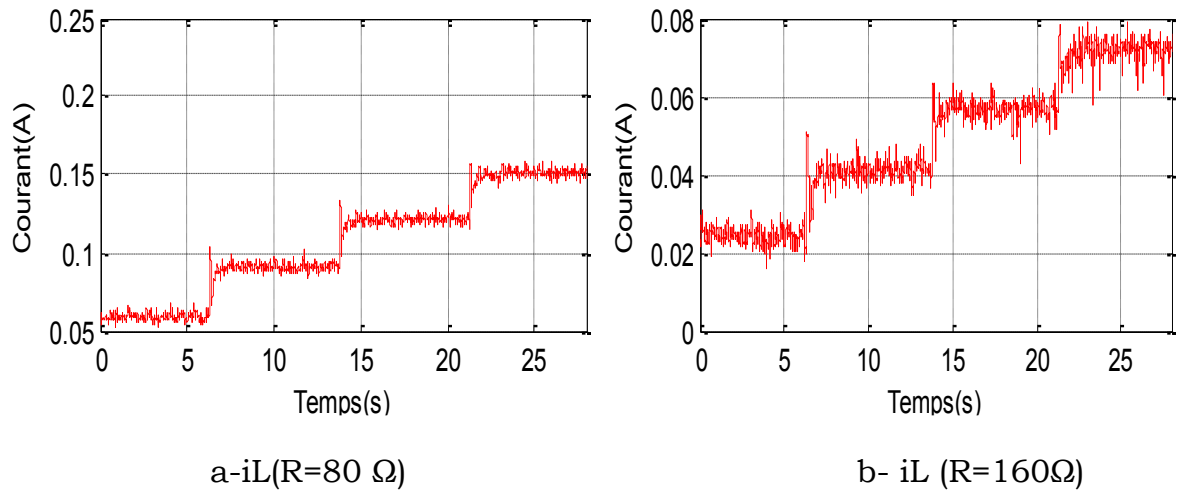
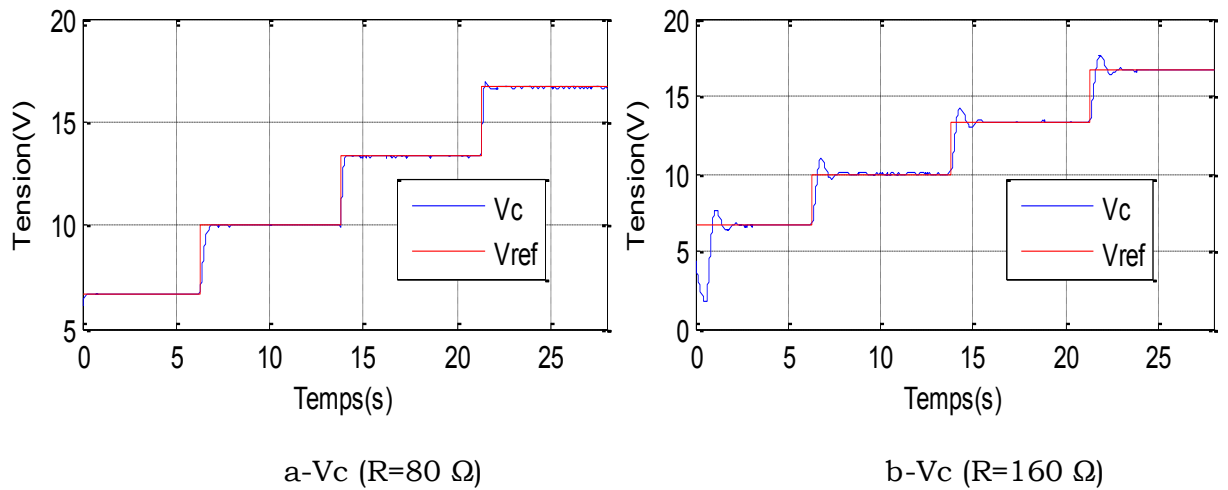
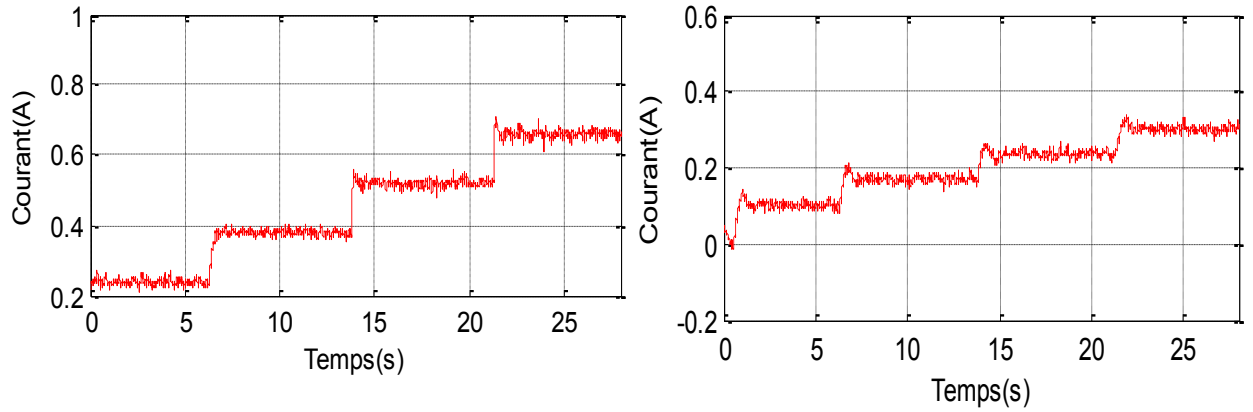


Figure 3.6 . Résultats expérimentaux de convertisseur boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge

3.8.4. 2^{ème}me essai convertisseur buck-boost DC-DC





a- $i_L (R=80 \Omega)$

b- $i_L (R=160\Omega)$

Figure 3.7 . Résultats expérimentaux de convertisseur boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge

Le résultat expérimentale montre que la réponse de la tension de sortie est presque parfaite contrairement au convertisseurs Boost et Buck-Boost. Mais la réponse est très acceptable par rapport a la commande par l'approche de Lyapunov simple. On remarque aussi des pics de courant important.

3.8.5 Commande par mode glissant d'ordre 1

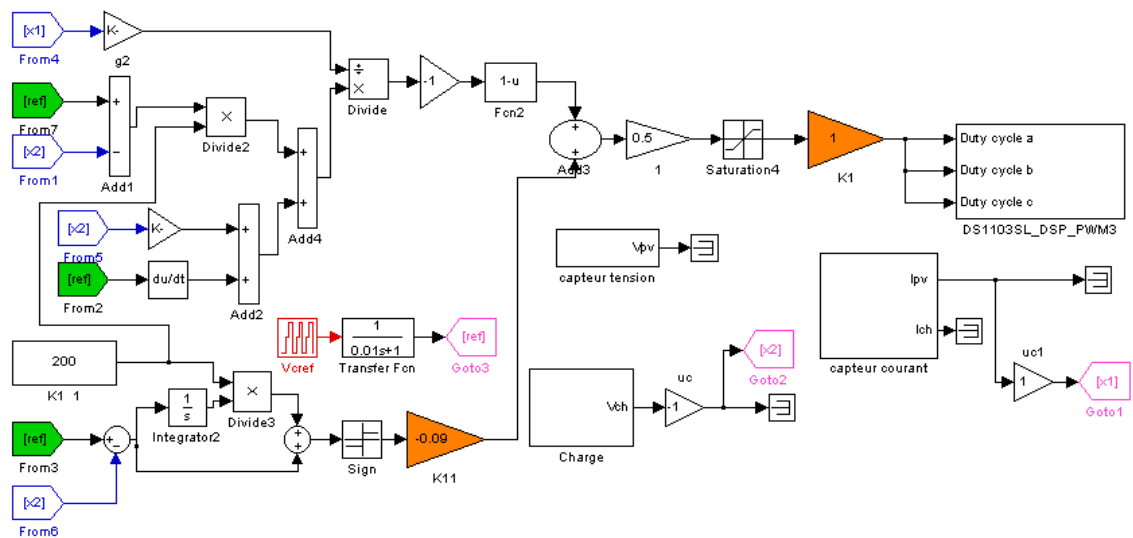
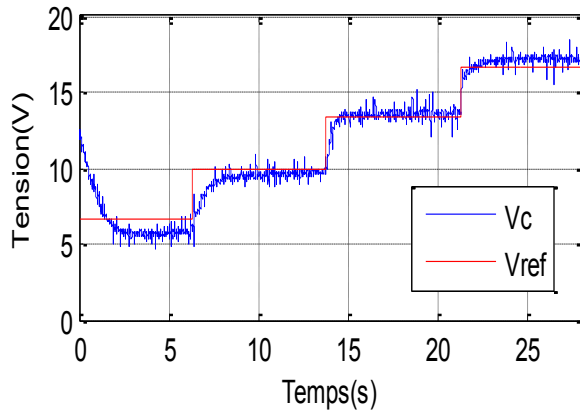
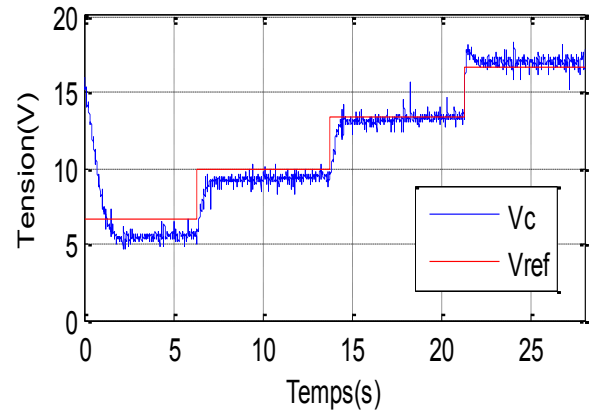


Figure 3.3 . Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par mode glissant d'ordre 1.

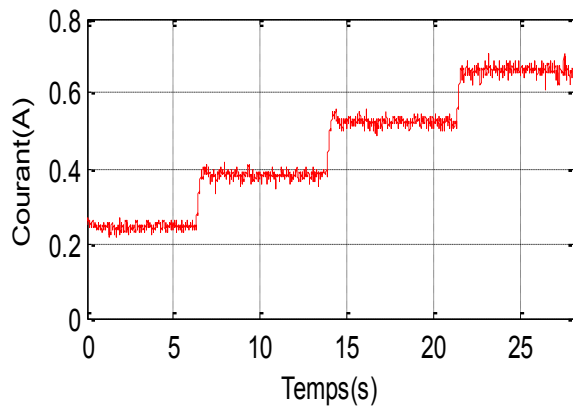
3.8.5. 1^{er} essai convertisseur buck DC-DC



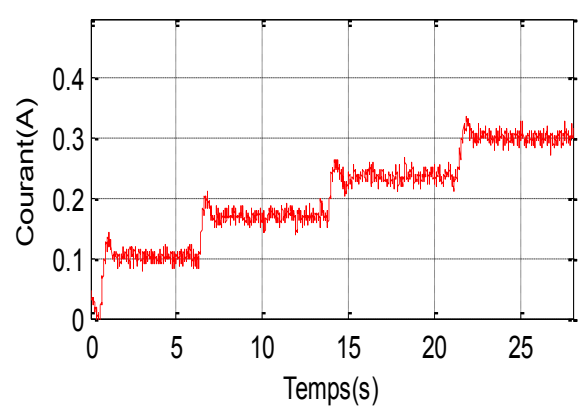
a- V_c ($R=30 \Omega$)



b- V_c ($R=40 \Omega$)



a- i_L ($R=30 \Omega$)



b- i_L ($R=40 \Omega$)

Figure 3.4 . Résultats expérimentaux de convertisseur buck ($E=19V$)

3.8.5. 2^{ème}me essai convertisseur buck-boost DC-DC

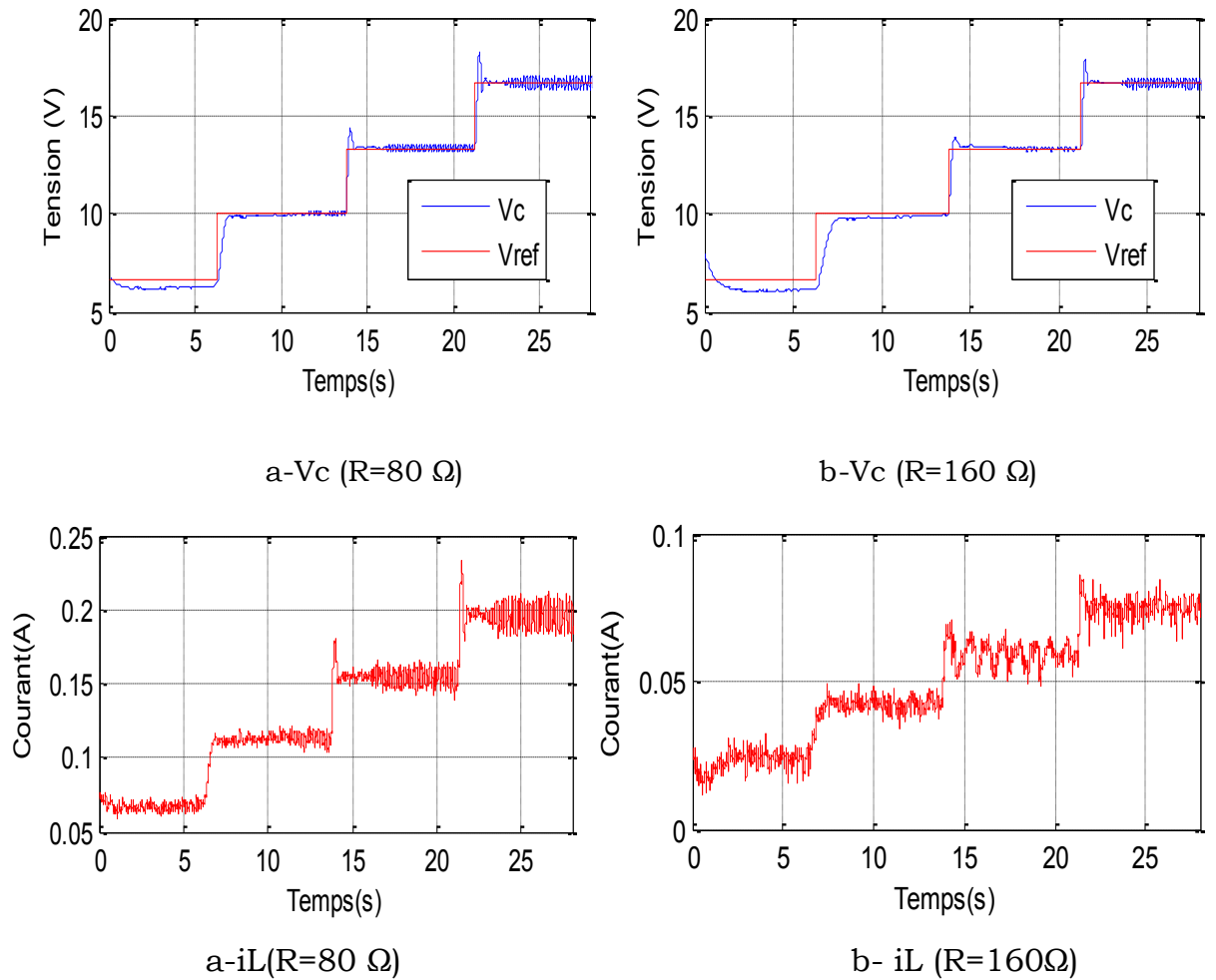


Figure 3.5 . Résultats expérimentaux de convertisseurs buck-boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge

On constat d'après le résultat expriment que la tension de charge est identique a la tension de référence même au niveau des variation brusque de cette dernière, mais il existe a un retard de réponse important et ainsi le phénomène de chattring est plus important, même une apparition des pics au niveau de la tension de charge. A cause de ses deux phénomènes on passe d'une commande d'ordre 1 a l'ordre 2.

3.8.6 Commande par mode glissant d'ordre 2

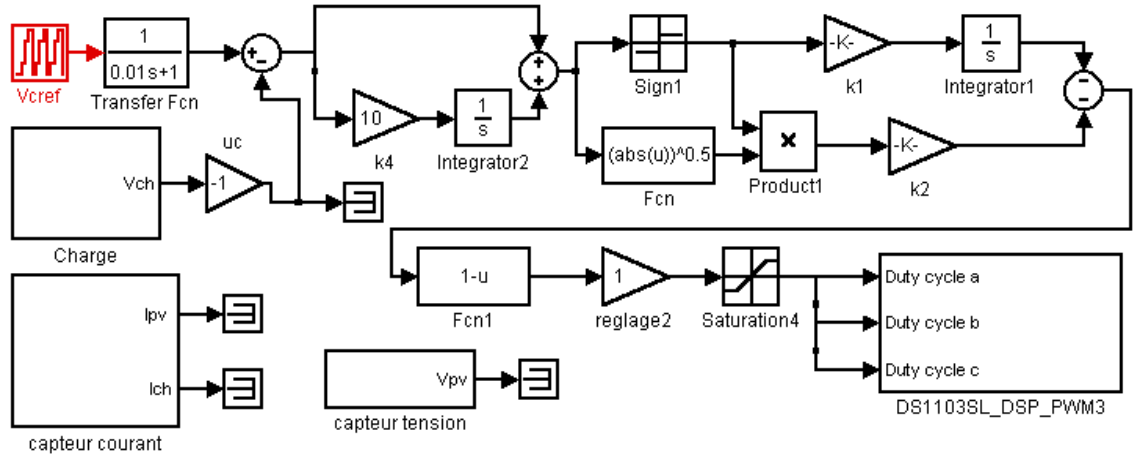
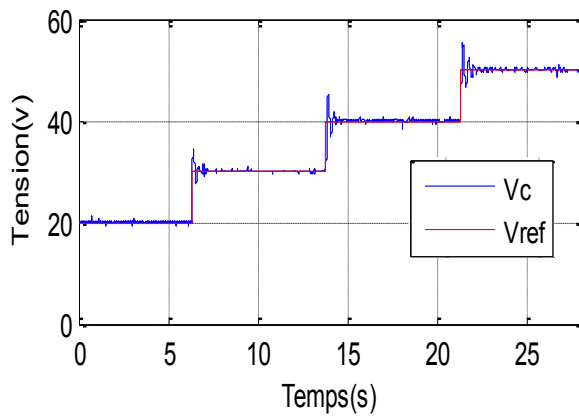
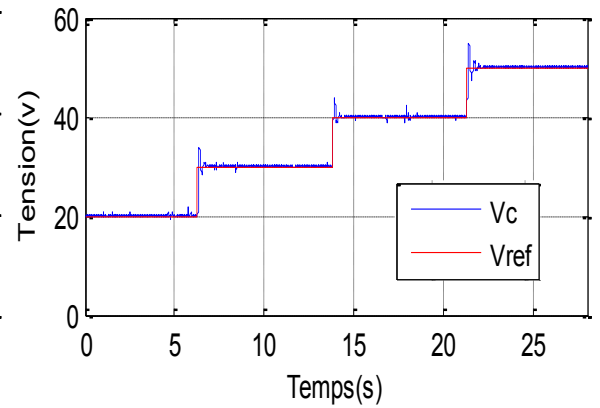


Figure 3.6 . Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par mode glissant d'ordre 2.

3.8.6. 1^{er} essai convertisseur boost DC-DC



a- V_c ($R=80 \Omega$)



b- V_c ($R=160 \Omega$)

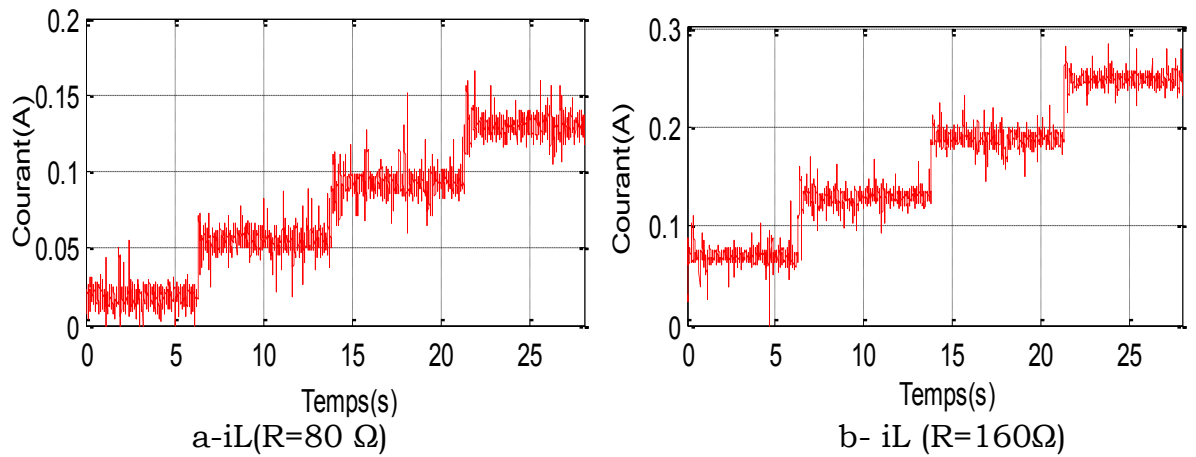


Figure 3.7 . Résultats expérimentaux de convertisseurs boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge($E=19V$)

3.8.6. 2^{ème} essai convertisseur buck-boost DC-DC

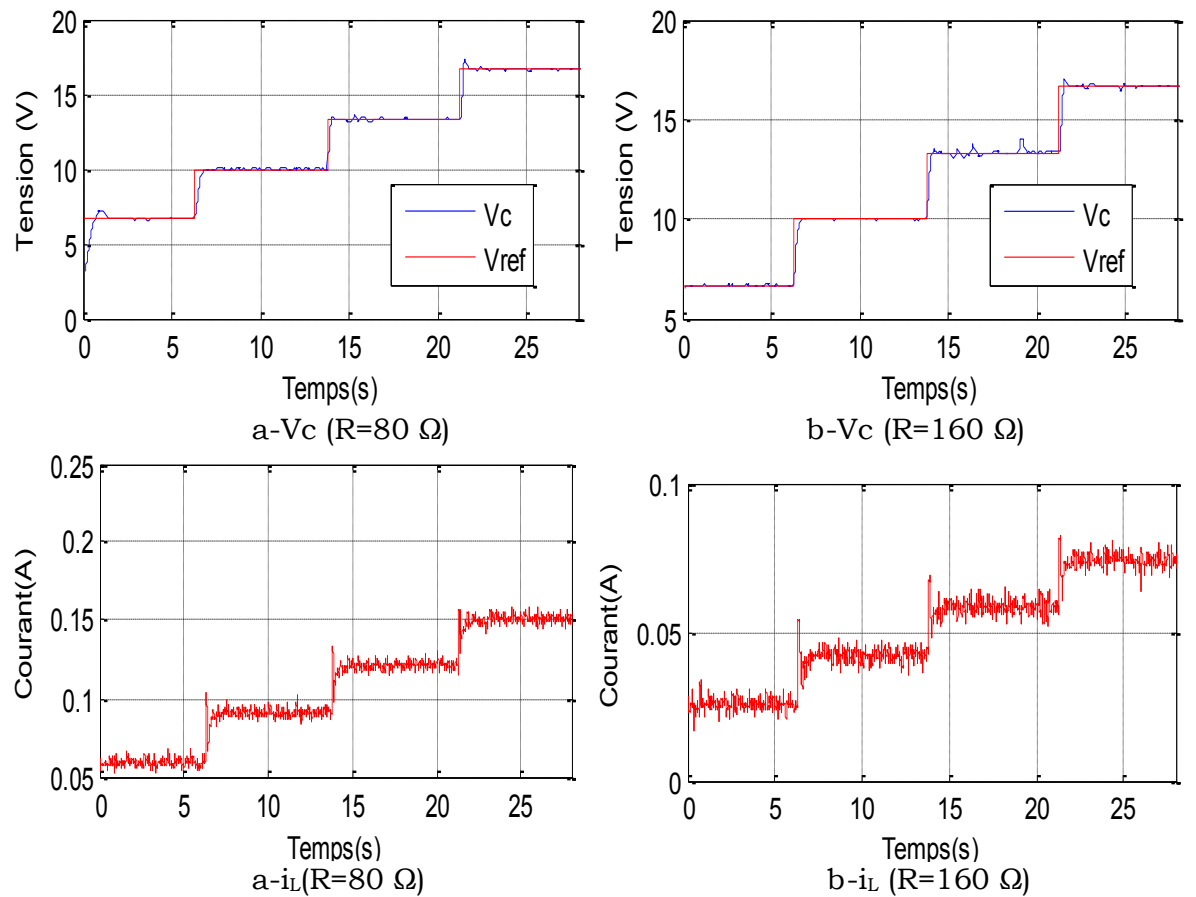


Figure 3.8 . Résultats expérimentaux de convertisseur Buck-boost par une variation paramétrique de 50% au niveau de la charge($E=12V$)

Dans les essais expérimental , on fait varier brutalement la charge de 80 à 160ohms. Les résultats obtenus pour différents niveaux de tension sont représentés sur les Figures 3.7 et 3.8 , les performances dynamiques du contrôle par mode glissant sont nettement meilleures que celles d'une commande PI et d'autre commande. Le contrôle par mode glissant permet de rattrapé la tension de référence très rapidement (entre 0.1 et 0.5 ms) et sans oscillations. La tension V_c avec l'autre contrôleur rattrapé la référence plus lentement (entre 7 et 10 ms), accompagnée par une chute de tension de quelques volts. Le mode glissant n'est pas notablement influencé par un changement du point de fonctionnement. On remarquera que le contrôle par mode glissant a un inconvénient principal, qui est l'erreur statique (chatriing) . L'erreur statique de la tension, . Ceci est lié aux diverses pertes du convertisseur « boost et buck-boost » (à la commutation, résistances parasites, ...). L'augmente ordre vers ordre supérieur peut éliminer cette erreur. En mode de glissement, d'après les résultats expérimentaux obtenus on remarque une amélioration de la tension de sortie et une diminution de pics de tension tel que la charge variable dans l'ordre supérieure (ordre deux) , cette commande est robuste avec une réponse de très rapide, vis-à-vis la tension de charge.

4.9 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats expérimentaux des différentes techniques ,de commande et leurs applications. Ces différentes techniques sont appliqué aux convertisseur DC-DC buck, boost, buck-boost Le choix des gains de la commande pour obtenir des hautes performances. De plus, ces commandes présentent la facilité d'implantation en pratique.

La commande par mode glissant était adaptée dans la commande des systèmes non linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique. Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette

dernière garantie une bonne insensibilité à la variation paramétrique du système à commander.

L'approche de Lyapunov est employée pour concevoir des contrôleurs robustes aux variations paramétriques et aux bruits de mesures.

Les résultats expérimentaux confirment en grande partie la praticabilité et l'efficacité de différentes techniques de commande.

CHAPITRE 4

VALIDATION EXPERIMENTALE DE LA COMMANDE 2-CMG UTILISANT L'ALGORITHME P&O

- 4.1. INTRODUCTION
- 4.2. DESCRIPTION DE LA SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE
- 4.3. VALIDATION EXPERIMENTALE
 - 4.3.1 APPLICATION L'ALGORITHME P&O MODIFIE
 - 4.3.2 APPLICATION L'ALGORITHME P&O MODIFIEUTILISEE 2-CMG
- 4.4. CONCLUSION

4.1 Introduction

Le banc d'essais réalisé est constitué de deux parties essentielles : Hardware et software. La première est composée d'une alimentation stabilisée modifiée et d'une charge résistive. La seconde comporte un schéma implanté sur le module DSPACE DS1104 , permettant de forcer l'alimentation stabilisée modifiée à reproduire la caractéristique d'un panneau solaire. L'ensemble permet d'un module PV BP 380.

La puissance de sortie d'un panneau solaire est une fonction de la température, l'ensoleillement et de la position du panneau. Elle est également fonction du produit de la tension et du courant. En faisant varier l'un de ces deux paramètres, de tension ou de courant, la puissance peut être maximisée. Pour maximiser cette puissance plusieurs méthodes de MPPT existent.

Afin de valider la ressemblance des caractéristiques électrique d'un module PV, nous avons appliqué la technique de recherche du point de puissance maximale , appelée Perturbation & Observation (P&O) modifiée, aussi appliquée la commande par mode glissant deux ordre avec l'algorithme P&O modifié.

Ce chapitre sera divisé en deux parties, la première sera consacrée à l'explication des différentes parties du banc d'essai. Dans la seconde partie, on va aborder les résultats issus de l'application des techniques de maximisation.

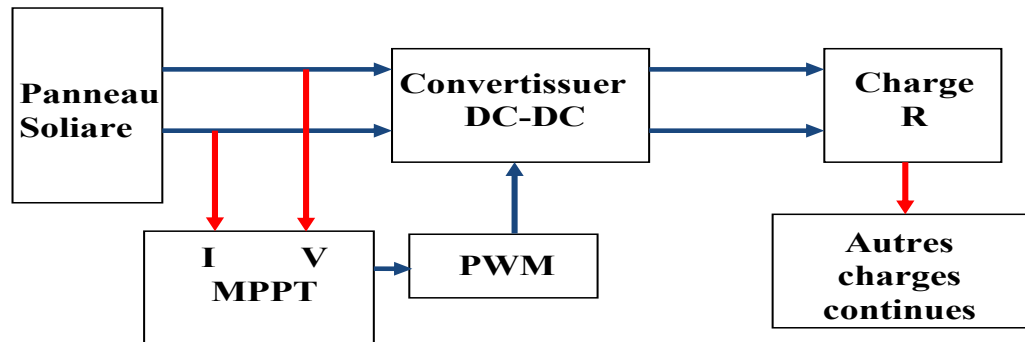
4.2 Description Du Système Photovoltaïque

Ce chapitre est dédié la modélisation du système de conversion photovoltaïque suppose la modélisation du générateur photovoltaïque (la cellule PV, les panneaux et leurs connections) et de l'ensemble hacheur système de commande et, pour finir, étudier le fonctionnement optimal

du système photovoltaïque, dans ce chapitre nous avons impliqué la recherche du point de puissance maximale (MPPT).

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes du MPPT selon le type d'implémentation électronique: analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT, bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes du MPPT plus ou moins complexes.

La figure (4.1) montre le diagramme synoptique d'un système photovoltaïque, avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module. Dans la plupart des cas, on fait une maximisation de la puissance fournie par le module solaire[81].



4.1. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du module solaire pour que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système, elles ne sont pas basées sur des valeurs de références prédéfinies ou à partir des paramètres opérationnels, mais sur la

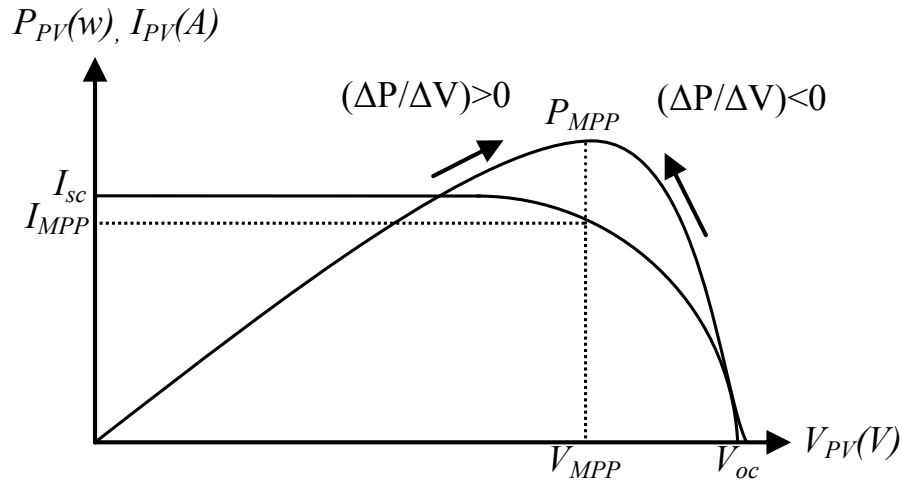
maximisation permanente de la puissance générée par les modules photovoltaïque PV.

La puissance extraite du module est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V du module et la multiplication de ces deux grandeurs $P_{VP} = I_{PV} * V_{PV}$. Ces mesures sont utilisées par diverses méthodes qui poursuivent le MPP .

4.2.1 Principe de la recherche du point de puissance maximale

les algorithmes de l'MPPT ordonnent ce dispositif comment trouver la tension (V_{mpp}) et par la suite le reste des paramètres (I_{mpp} , P_{mpp} , et D_{mpp}). Donc, c'est le rôle de la commande de l'MPPT de ramener la tension de sortie au niveau désiré et de la maintenir, par régulation, à ce niveau. On distingue généralement plusieurs méthodes pour accomplir cette tâche, mais on va se limiter à deux méthodes de commande: commande indirecte où on utilise un régulateur de maintien, et commande directe dépourvu d'un régulateur.

La conception de systèmes photovoltaïques optimisée est assez difficile. En effet, coté source pour un générateur photovoltaïque, la production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température. Pour que le générateur fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution communément adoptée est d'introduire un convertisseur statique qui jouera le rôle d'adaptateur source-charge dans des conditions données, c'est-à-dire au point de puissance maximale de la caractéristique puissance en fonction de la tension représentée à la Figure 4.2 à éclairement $1000W/m^2$ et la température $25^{\circ}C$.



4.2. schéma synoptique caractéristique courant, tension, puissance d'un panneau PV

Pour assurer le fonctionnement d'un générateur PV à son point de puissance maximale (P_{PM}), des contrôleurs MPPT sont souvent utilisés. Ces contrôleurs sont destinés à minimiser l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence variable en fonction des conditions climatiques.

La puissance de fonctionnement du générateur PV est facilement calculée à partir du produit tension-courant. Par contre, la détermination de la puissance maximale de référence est plus délicate vue que cette dernière est fonction des conditions climatiques (éclairage, température). Cette référence, étant alors non constante et étant caractérisée par une fonction non linéaire, rend le fonctionnement à puissance maximale plus difficile à réaliser. Afin de surmonter ces difficultés, plusieurs méthodes sont souvent adoptées telles que les méthodes analogiques et les méthodes numériques. [82].

L'énergie photovoltaïque issue de la conversion de l'énergie solaire souffre d'un problème d'optimisation, du aux caractéristiques électriques non linéaires (courant-tension) des cellules photovoltaïques, ces

caractéristiques dépendent essentiellement des conditions climatiques de rayonnement et température.

Dans le but d'améliorer le rendement du générateur photovoltaïque (PV) autrement dit maximiser la puissance délivrée à la charge reliée aux bornes du générateur ,plusieurs critères d'optimisation de l'efficacité du système étaient appliqués et des techniques étaient suivies pour avoir une bonne adaptation et un rendement élevé parmi ces techniques ,on cite par exemple:

- la méthode perturbation & observation (P&O).
- la méthode de conductance incrémentale (Inc.-Con).
- La méthode combinée (PO-CI).
- La méthode de la droite asymptotique de la courbe I(V).

Notre travail est basé sur la technique de perturbation et observation appliquée dans un système photovoltaïque réel.

4.2.2.1 La Technique de perturbation/ Observation (P & O)

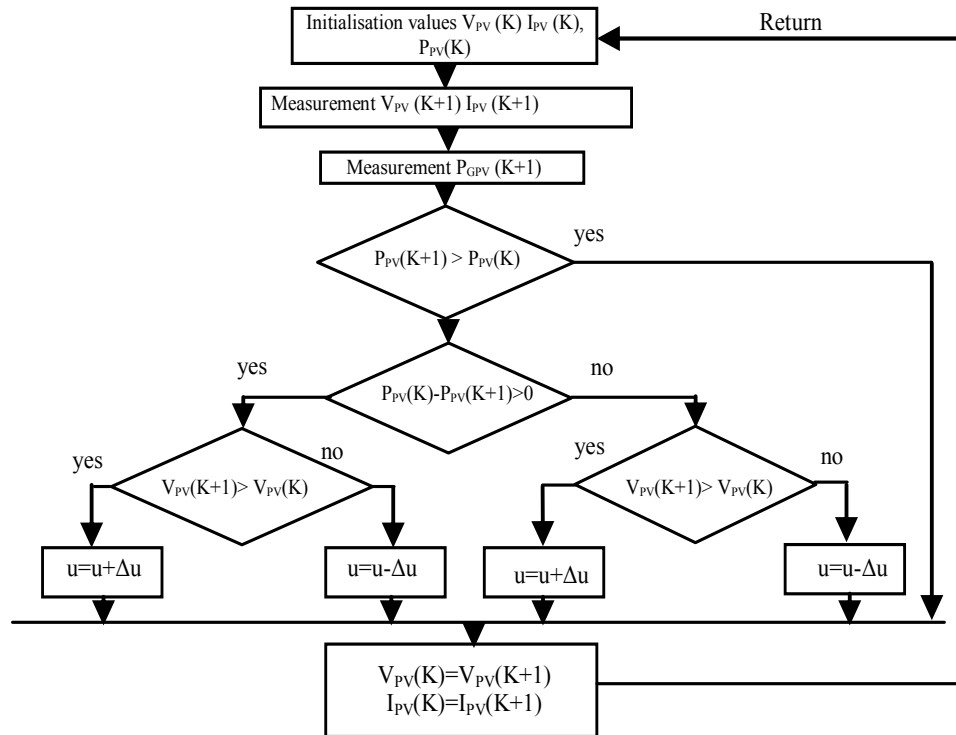
La technique de perturbation / observation (P & O) est une autre méthode commune de poursuite MPP en raison de sa structure simple et sa facilité de mise en œuvre, si le fonctionnement actuel ou, en d'autres termes, le courant de la PV est perturbé dans une direction donnée et si la puissance absorbée du PV augmente, le point de fonctionnement se rapproche de la MPP et, par conséquent, le courant de fonctionnement devrait être perturbé dans le même sens [83]. Si le courant est perturbé et il en résulte une diminution de la puissance absorbée par le capteur PV, cela signifie que le point de fonctionnement est s'éloignant du MPP et, par conséquent, la perturbation de l'exploitation actuelle doit être

renversée [84]. L'organigramme de la technique P&O est présenté dans la (Figure 4.3).

Dans cette méthode, une valeur initiale pour le changement en cours (I_{ref}) et actuel (ΔI_{ref}) est devinée. La puissance qui est associé à ce courant est mesurée à partir de la sortie des GPV, qui est à l'instant (k), décrémentation ou augmentation est appliquée à la référence actuelle comme une perturbation, ce qui donne un changement de pouvoir et le point nouveau pouvoir devient $P_{PV}(k+1)$ [85].

Changement de puissance est de déterminer si la carte $(k+1) > V_{GPV}(k)$. Le changement de pouvoir doit être dans le même sens que la variation de courant de perturbation d'autres dans la même direction, S'ils suivent la tendance inverse, la référence actuelle doit être renversée[86].

La valeur initiale du courant peut être nulle ou proche de la valeur à l'IMPP, qui est, le en vigueur à la MPP. D'autre part, le choix d'une mesure appropriée supplémentaires (ΔI_{ref}) peut rapidement approche le point de fonctionnement de MPP[87]. Ce processus doit être répété jusqu'à ce que la puissance maximale disponible du GPV soit trouvée et extraite. L'oscillation peut être minimisée avec des pas de perturbations plus petits. Cependant, la taille petite peut provoquer la réponse lente de l'MPPT [88]. Dans cette méthode, l'importance de la perturbation devrait devenir plus petite en s'approchant du MPP.



4.3. Organigramme de la méthode P&O classique

4.2.2.2. La Technique de perturbation/ Observation (P&O) modifié [89].

Le principe de cette commande est de générer des perturbations en réduisant ou en augmentant le rapport cyclique D et d'observer l'effet sur la puissance délivrée par le GPV

En général, la précision et le suivi de la vitesse de MPP sont les deux exigences de tous les algorithmes MPPT. Cependant, en utilisant un algorithme MPPT adaptative à l'étape fixe limiter les performances de ces techniques, pour une petite taille de l'étape, les oscillations sont réduites et ralentir le suivi. Si la taille de l'étape est plus le MPP est atteint plus rapidement, mais avec plus d'oscillations . Cet algorithme peut être donné de la manière suivante:

$$\begin{cases} V_{ref}(t) = V_{ref}(t-h) - k \text{sign} \left(\frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right) \\ \Delta P = P_{pv}(t) - P_{pv}(t-h) \\ \Delta V = V_{pv}(t) - V_{pv}(t-h) \end{cases} \quad (4.1)$$

Où h est le temps de marche, k est le gain de pas constant et V est le contrôle de la tension de sortie.

Dans cet partie , nous remplaçons le gain de pas constant K par un autre gain de l'étape d'adaptation K_a qui dépend de l'état variation de la puissance et de la tension [90]. Cet algorithme peut être écrit comme suit :

$$V_{ref}(t) = V_{ref}(t-h) - k_a \text{sign} \left(\frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right) \quad (4.2)$$

Où K_a est un gain adaptatif et peut être donné comme suit:

si $(\Delta P_{pv}(t-h) > 0 \ \& \ \Delta P_{pv}(t) > 0)$ Où $K_a = k_1$

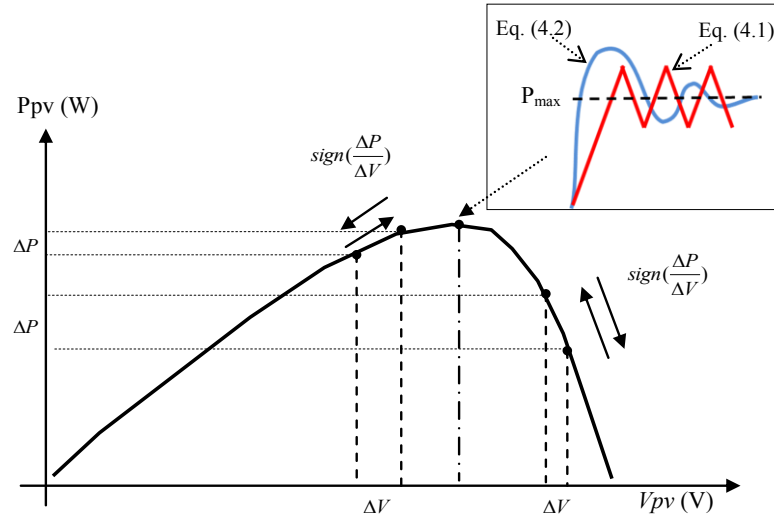
si $(\Delta P_{pv}(t-h) > 0 \ \& \ \Delta P_{pv}(t) < 0)$ Où $K_a = k_2$

si $(\Delta P_{pv}(t-h) < 0 \ \& \ \Delta P_{pv}(t) < 0)$ Où $K_a = k_3$

si $(\Delta P_{pv}(t-h) < 0 \ \& \ \Delta P_{pv}(t) > 0)$ Où $K_a = k_4$

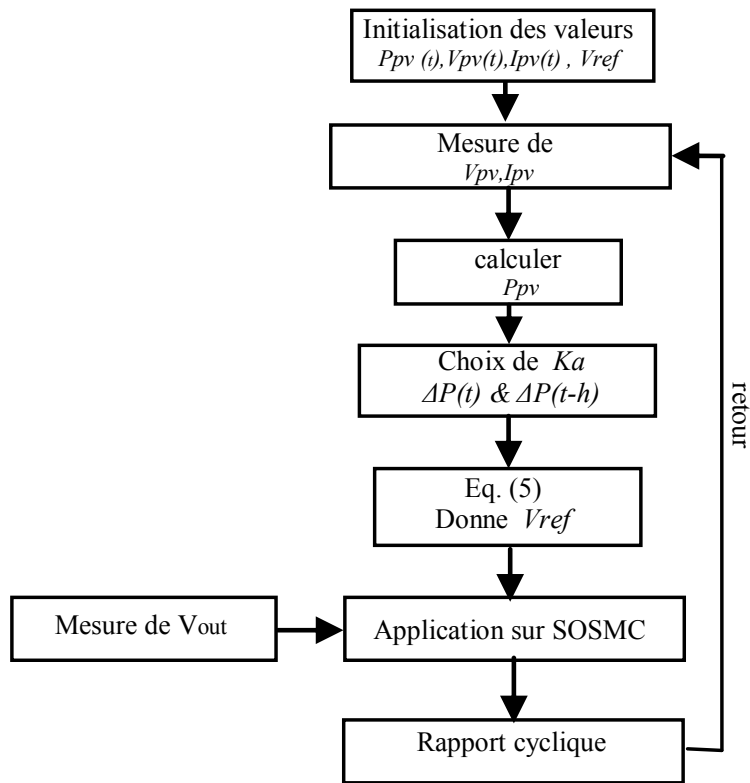
où $\Delta P_{pv}(t-h)$ et q représentent la variation de puissance photovoltaïque à $(t-h)$ et (t) , respectivement.

La figure 4.4 représente la comparaison entre PO classique et adaptatif MPPT



4.4. Compararaison entre P&O classique et adaptatif MPOA

K_a est la taille de l'étape de l'algorithme de MPPT, l'organigramme de la MPPT adaptatif représenté à la figure 4.4.



4.5. Organigramme de l'algorithme MPPT modifie

4.3 validation expérimentale

Dans une première étape (simulation), nous admettons que tous les composants sont parfaits (application des hypothèses simplificatrices, négligence des pertes et des phénomènes de commutation), donc le convertisseur DC-DC à un fonctionnement presque idéal.

Par contre Les essais que nous avons réalisés au laboratoire tiennent compte de la saturation des composants utilisés, les phénomènes de commutation des interrupteurs de commande et de puissance. Ces essais consistent à valider une commande robuste appliquée à un convertisseur DC-DC .

4.3.1 Description du banc d'essai expérimental

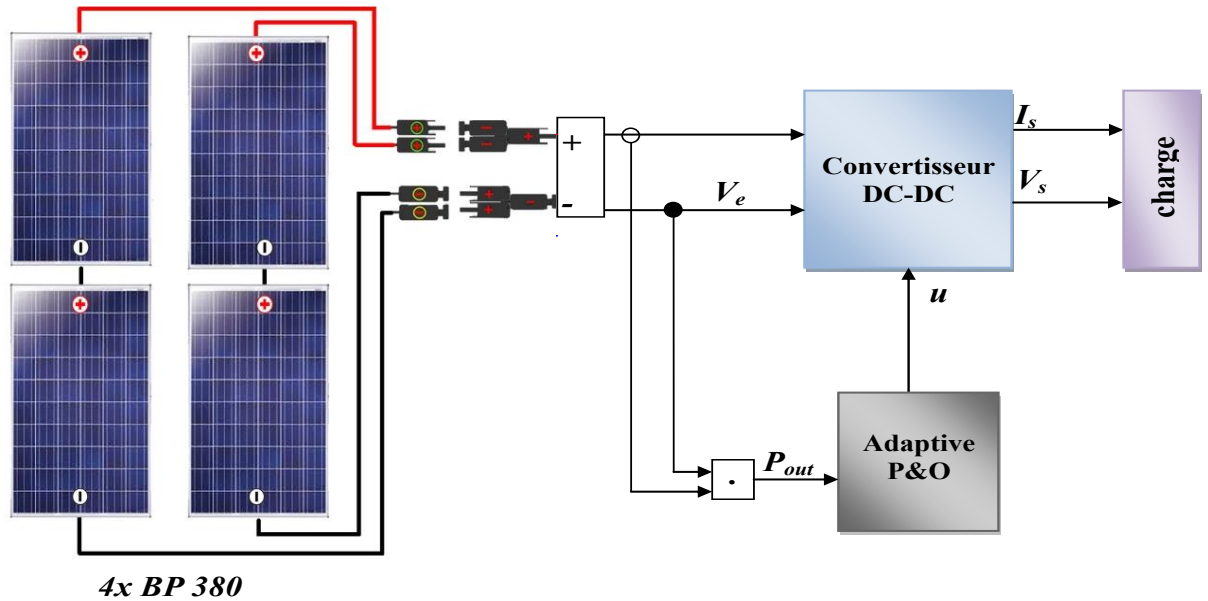
Implantation de système de la commande proposée à L I.U.T de Cuffies à l'université de Picardie Jules Verne .France , constituée d'une :

4 panneaux d'une puissance 320 w montés sur le toit du laboratoire avec une inclinaison de 45°, 2 sont montés en série et les 2 autres en parallèle.

d'un convertisseur DC-DC

D'une charge résistive

Le système global est piloté par une carte dSpace 1104



4.6. Structure de Banc d'essai de panneau BP 380 avec MPPT

L'objectif principal de la réalisation de MPPT Algorithme (P&O) est de reproduire deux caractéristique $V = f(I)$ et $P = f(V)$, en prenant en compte la variation de l'éclairement, de la température.

La tension et le courant de sortie a partir du panneau solaire (BP380)sont introduits vers MPPT, de cette dernière la puissance va reste au point max quelque soit les conditions climatiques données qu'en peut modifier en temps réel. Le modèle du panneau solaire implanté sur le module DS1104 et relies avec les convertisseurs DC-DC.

L'introduction des techniques de recherche du point de puissance maximale nécessite d'ajouter un convertisseur DC-DC au banc d'essai expérimentales .les caractéristiques du panneau solaire BP 380 :

Caractéristiques électriques typiques	BP 380
Puissance max (Pmax)	80W
Minimum garanti Pmax	76W
Tension à Pmax (Vmp)	17.6V
Courant à Pmax (Imp)	4.55A
Courant de court-circuit (Isc)	4.8A
Tension à circuit ouvert (Voc)	22.1V
Coefficient de température de Isc	(0.065±0.015)%/k
Coefficient de température de Voc	-(80±10)mV/k
Coefficient de température de la puissance	-(0.5±0.05)%/k
NOCT (Air 20°C ; Ensoleillement 0.8 kW /m ² ; vitesse de vent 1m/s)	47±2°C
Calibre max du fusible série	1.5A (BP 380S/BP 380L) /20A (BP 380H)
Tension max du système	600V (régime nominal IEC 61215) 1000V (régime nominal TUV Rheinland)
Conditions d'essai standard , irradiance de 1000W/m ² à un spectre solaire AM1.5G et une température de 25°C	

Tableaux 4.1 caractéristique du panneau solaire BP 380 .

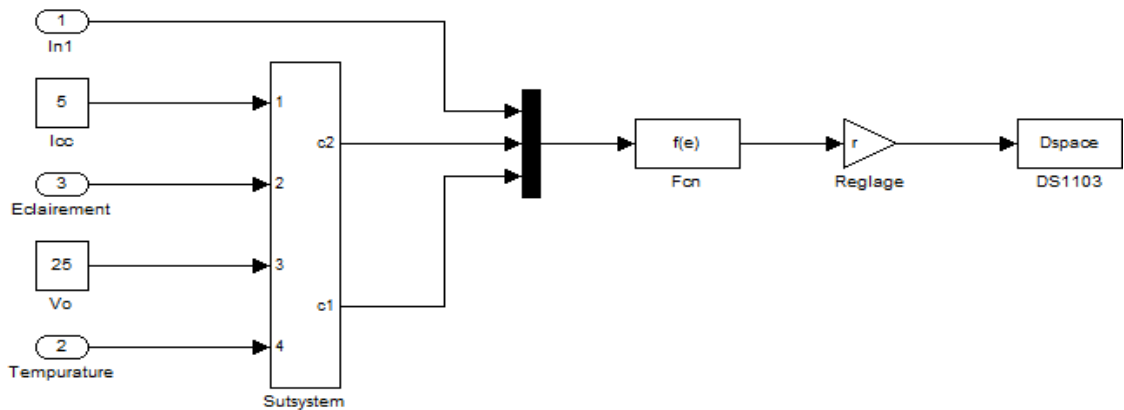


4.7. Banc d'essai à I.U.T Cuffies

4.3.2 Test la caractérisation du module PV

L'objectif principal de la réalisation de MPPT Algorithme (P&O) est de reproduire deux caractéristiques $V = f(I)$ et $P = f(V)$, en prenant en compte la variation de l'éclairement et de la température.

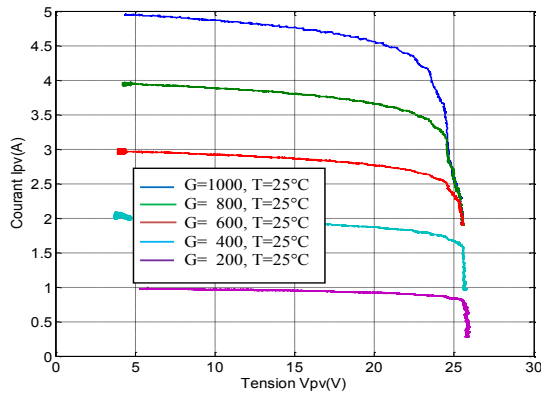
La tension et le courant de sortie a partir de l'émulateur solaire sont introduits vers MPPT modèle du PV pour calculer la tension de référence de cette dernière de façon qu'elle se comporte comme un module PV pour des conditions climatiques données qu'en peut modifier en temps réel.



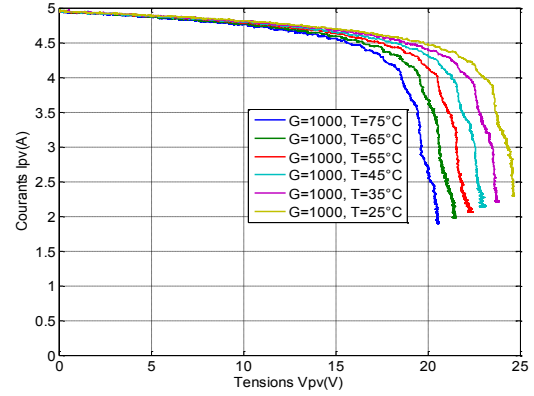
4.8. Schéma de simulation du PV (entrée/sortie DSpace DS1104)

Afin de caractériser panneau solaire, nous avons utilisé le modèle présenté pour fournir les valeurs de la tension V_{ref} . L'augmentation d'ensoleillement (flux lumineux) se traduit par un déplacement de la caractéristique $I = f(V)$ suivant l'axe des courants, contrairement à l'augmentation de la température qui se traduit par un déplacement sur l'axe des tensions. L'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que celui de la tension à circuit ouvert étant donné que le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement, alors que celle de la tension à circuit ouvert est logarithmique.

L'influence du flux lumineux et de la température sur la caractéristique de l'émulateur solaire est représentée sur les figures 4.8 pour une température constante, puis pour un éclairement constant.

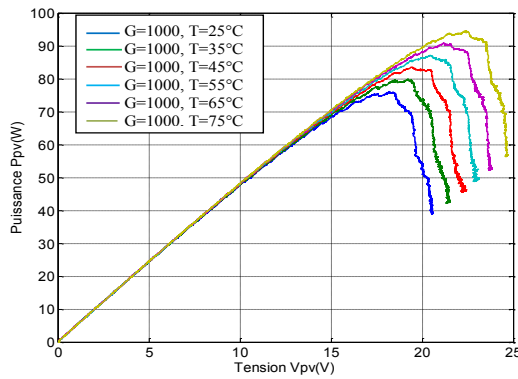


a-

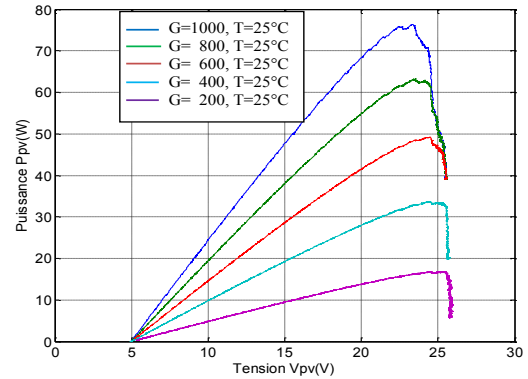


b-

4.9. Caractéristiques $I = f(V)$ de pour a- un éclairement variable et une température constante, b- température variable et un éclairement constant



a-



b-

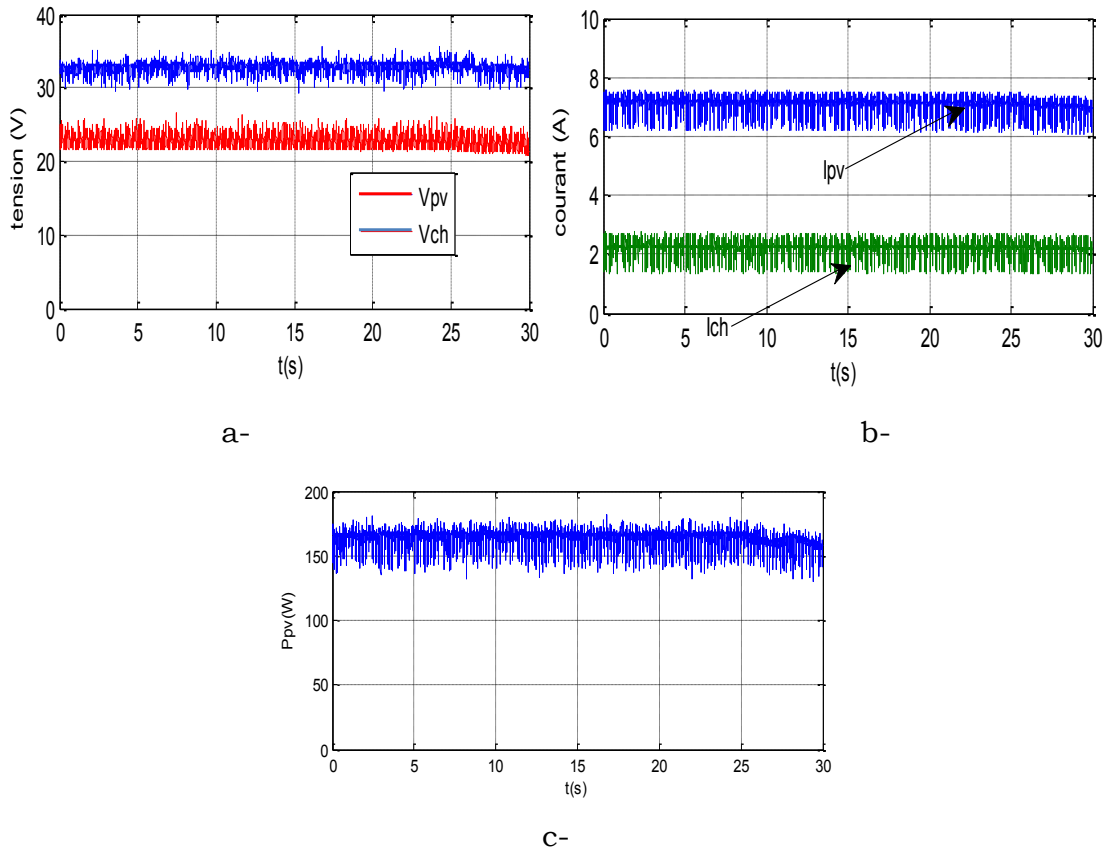
4.10. Caractéristiques $P_{pv}=f(V_{pv})$ de l'émulateur solaire pour, a- une température variable et un éclairement constant, b- un éclairement variable et une température constante

On peut voir que l'éclairement, qui correspond à l'intensité lumineuse captée par le module photovoltaïque réel, a une nette incidence sur la valeur de I_{cc} . Lorsque l'éclairement double, I_{cc} double aussi. L'éclairement a très peu d'incidence sur la tension à vide V_{co} . On remarque aussi que La température a une forte influence sur la tension à vide de l'émulateur solaire. Plus la température du module n'augmente,

plus la tension à vide V_{oc} diminue. Par contre, la température du module influence très peu le courant de court-circuit I_{cc} .

4.3.3 Application l'algorithme P&O Modifié

- **1^{eme} essai** : éclairement environ de 1000Wm^2 et $T=17^\circ\text{c}$, $R=13\Omega$.

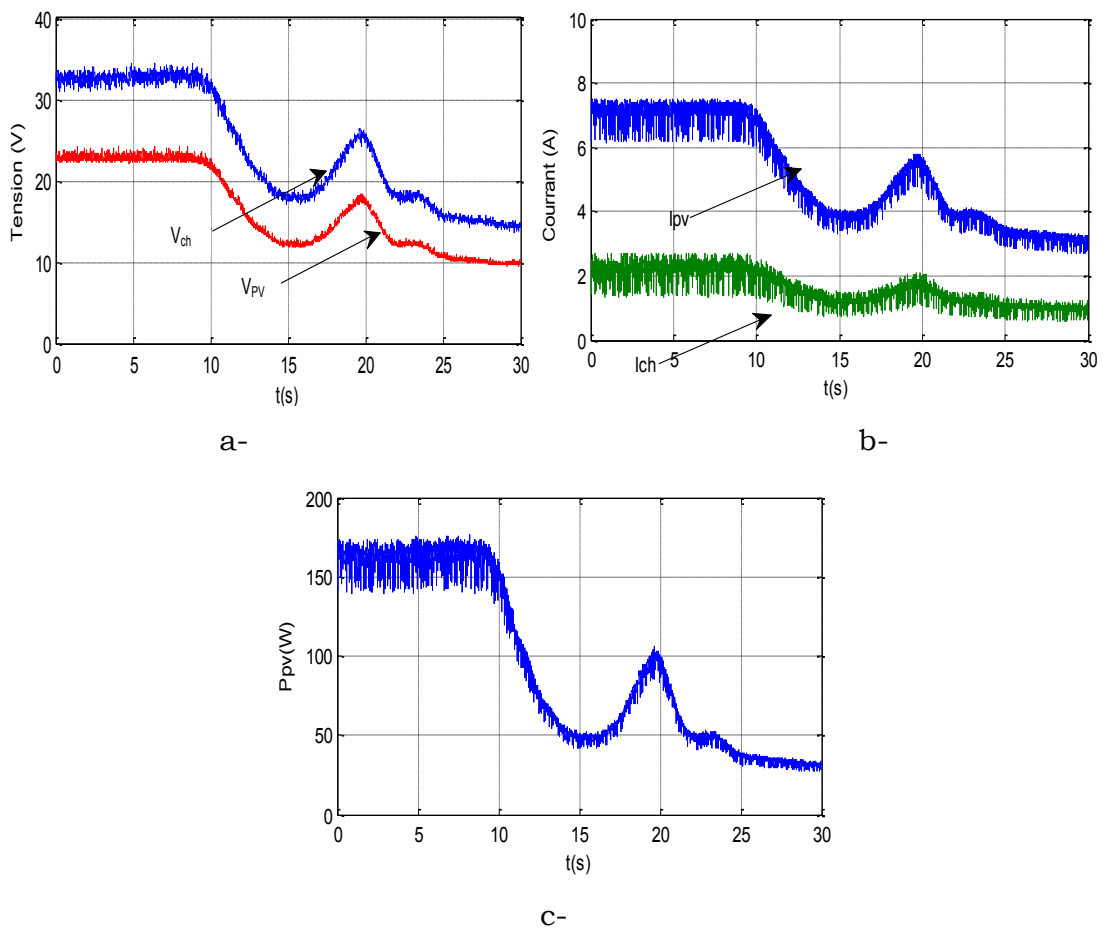


4.11. Résultats expérimentaux pour éclairement environ de 1000Wm^2 et $T=17^\circ\text{c}$, $R=13\Omega$, a- La tension de panneau (V_{PV}) et tension de charge (V_{ch}), b- Le courant de panneau (I_{PV}) et Courant de charge (I_{ch}), c- La puissance de panneau (P_{pv}).

On remarque que l'algorithme P&O modifié présente un bon résultat vue dans figure 4.11 lors en fixe 13Ω et la température à 17°C . En effet, à l'instant 0 jusqu'à 30S le l'algorithme interprète à tort, que la diminution du rapport cyclique au cycle précédent comme résultat

l'augmentation de la puissance. Le point de fonctionnement MPP au maximum . Cependant, vu que le cycle du MPPT est assez court (1ms), et que l'algorithme reprend par la suite dans la bonne direction, la perte de puissance engendrée est minime. Cette perte est d'autant plus petite que le pas de perturbation est réduit. Pour mieux analyser le comportement du système.

- **2^{eme} essai** : éclairement environ de 1000Wm^2 et $T=17^\circ\text{c}$,Résistance Variable .



4.12. Résultats expérimentaux pour éclairement environ de 1000Wm^2 et $T=17^\circ\text{c}$, Resistance variable , a- La tension de panneau (V_{pv}) et tension de charge (V_{ch}), b-Le courant de panneau (I_{pv}) et Courrant de charge (I_{ch}), c-La puissance de panneau (P_{pv}).

Dans la figure 4.12, On remarque que l'algorithme P&O modifie présente un bon résultat lors d'un changement brusque de la résistance de 13Ω jusqu'au 26Ω . En effet, à l' instant 10s et 20s le rapport cyclique est décrémente au lieu d' être incrémente. L' algorithme interprète à tort, que la diminution du rapport cyclique au cycle précédent a eu comme résultat l'augmentation de la puissance. Le point de fonctionnement MPP au maximum quelque soit la variation de la charge. Cependant, vu que le cycle du MPPT est assez court (1ms), et que l'algorithme reprend par la suite dans la bonne direction, la perte de puissance engendrée est minime. Cette perte est d'autant plus petite que le pas de perturbation est réduit. Pour mieux analyser le comportement du système lorsque la charge est variable en temps réel .

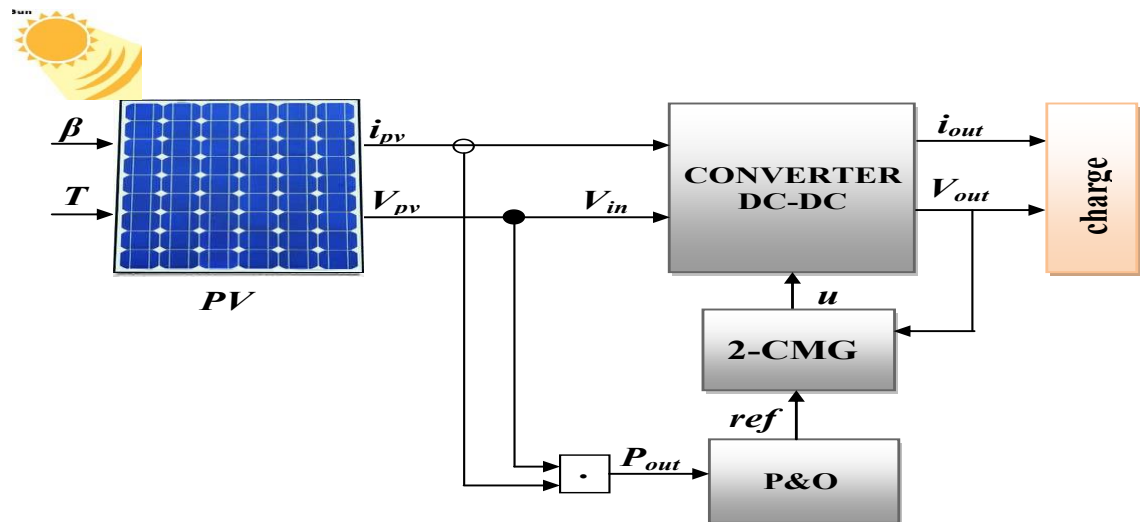
les résultats d'expérimentation de système photovoltaïque constitue un panneau photovoltaïque Bp 380 , que l'augmentation progressive de la résistance. En effet, le point de fonctionnement proche du MPP. Vu que le MPPT est assez rapide, il arrive à un certain moment à reprendre dans la bonne direction. L'algorithme atteint alors le MPP, malheureusement il continu à perturber le système dans cette même direction, ce qui plus proche encore une fois le point de fonctionnement du MPP. La puissance dans ce cas la a point MPP , mais on remarque que la tension de sortie V_{ch} nécessite une régulation, Une solution au ce problème on à proposer une notre commande pour régulier la tension de sortie en la voie dans la prochaine essai.

4.3.4. Application l'algorithme P&O Modifié utilisée 2-OMG

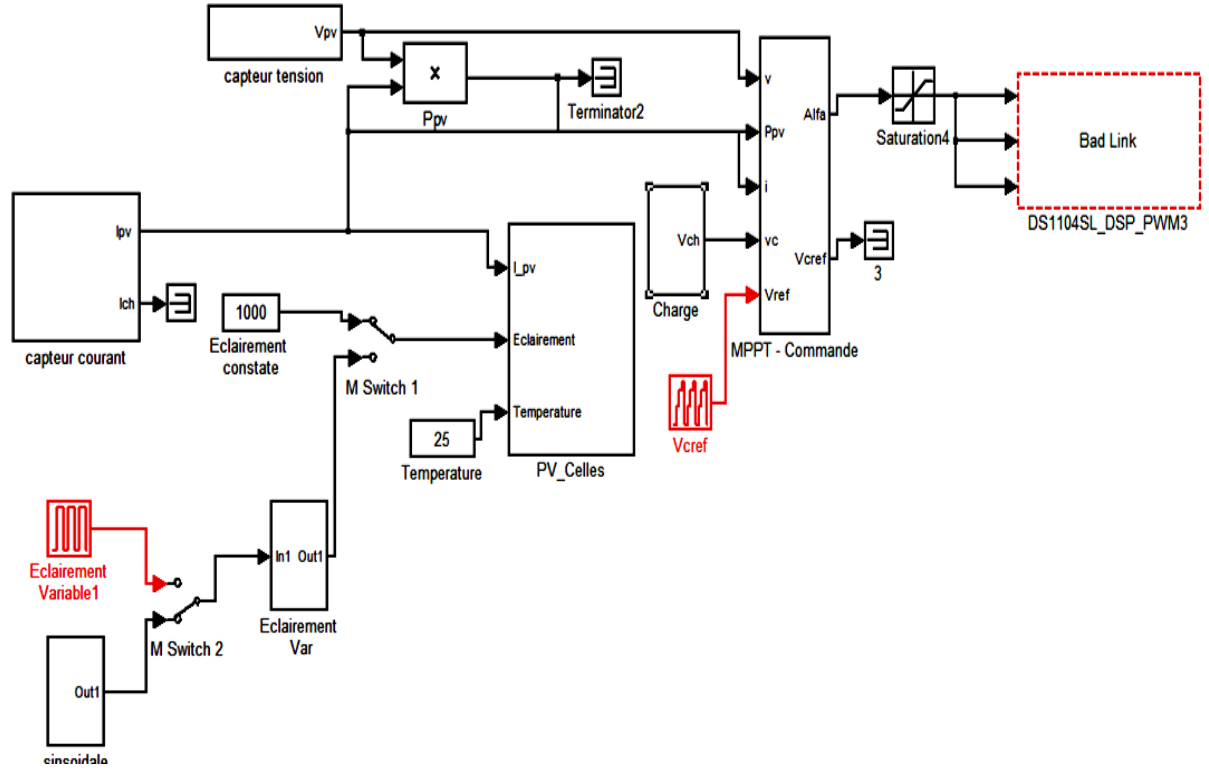
Comme nous pouvons le voir sur les figures précédentes, selon les conditions météorologique, on obtient des différentes courbes avec des différents $P_{PM} (V_{pm} . I_{pm})$. Pour différents niveaux de L'éclairement, le changement du courant optimal est très important. Ceci confirme l'approximation faite classiquement sur le courant optimal délivré par un

générateur PV qui est globalement proportionnel au niveau de l'éclairement.

On peut également remarquer un changement de la tension optimal du panneau pour différents niveaux l'éclairement. Par exemple, on peut voir que V_{mmp} augmente pour des puissances croissantes c'est-à-dire pour des niveaux l'éclairement croissants. A l'examen des caractéristiques réelles obtenues, nous pouvons dire que des fortes variations du niveau l'éclairement provoquent relativement des variations importantes de la puissance optimale. Alors que, les variations relatives de la tension optimale sont faibles et d'après les résultat des chapitre 03 , nous avons utilisé la commande robuste , deuxième ordre mode glissant (2-OMG), pour la validation expérimental d'algorithme P&O Modifié utilisé la commande robuste 2-OMG , on a vue dans la figure ci-dessous :

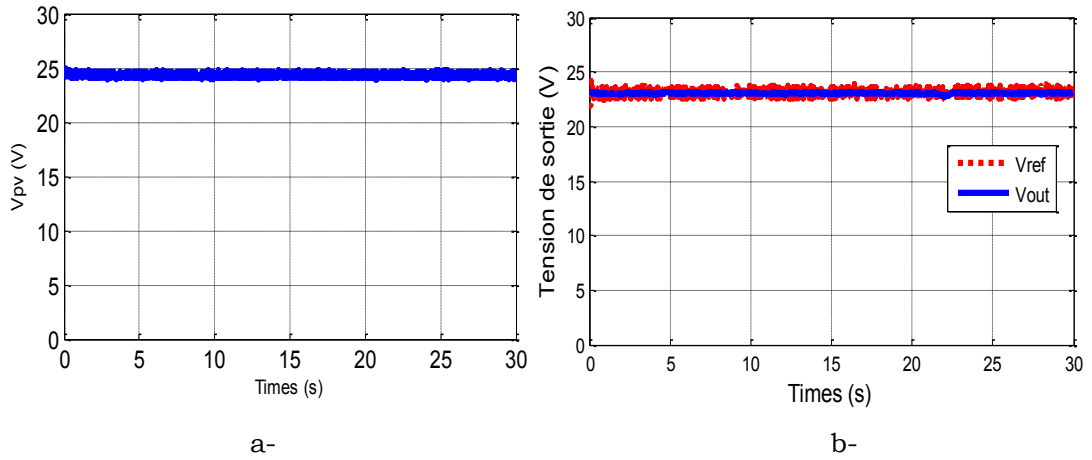


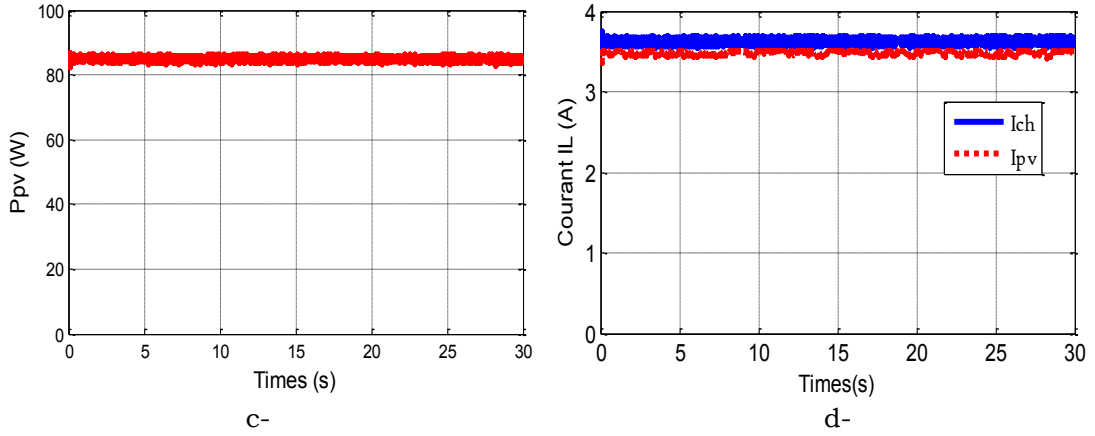
4.13. Schéma synoptique du système de la commande proposé.



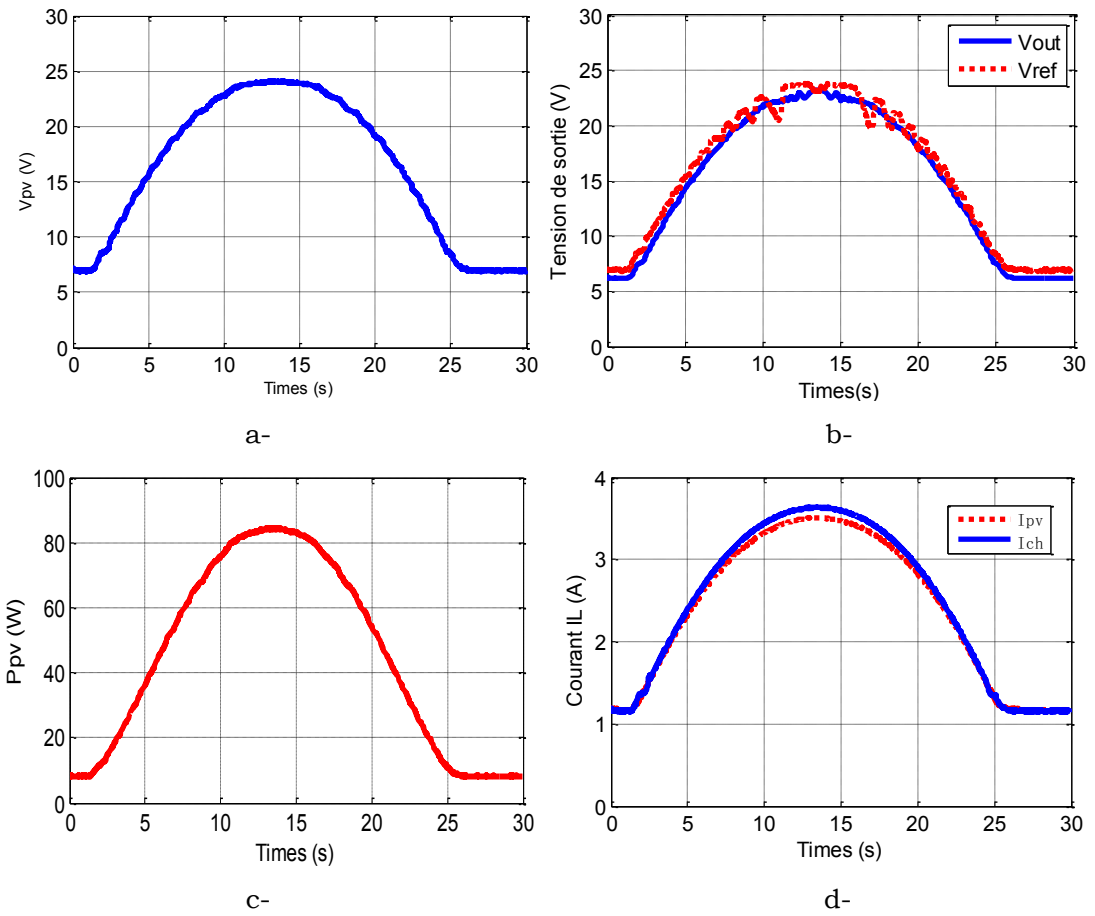
4.14. schéma de validation du système de commande proposé

4.3.4.1.l'algorithme P&O utilisée 2-CMG appliquée au convertisseur Buck DC-DC





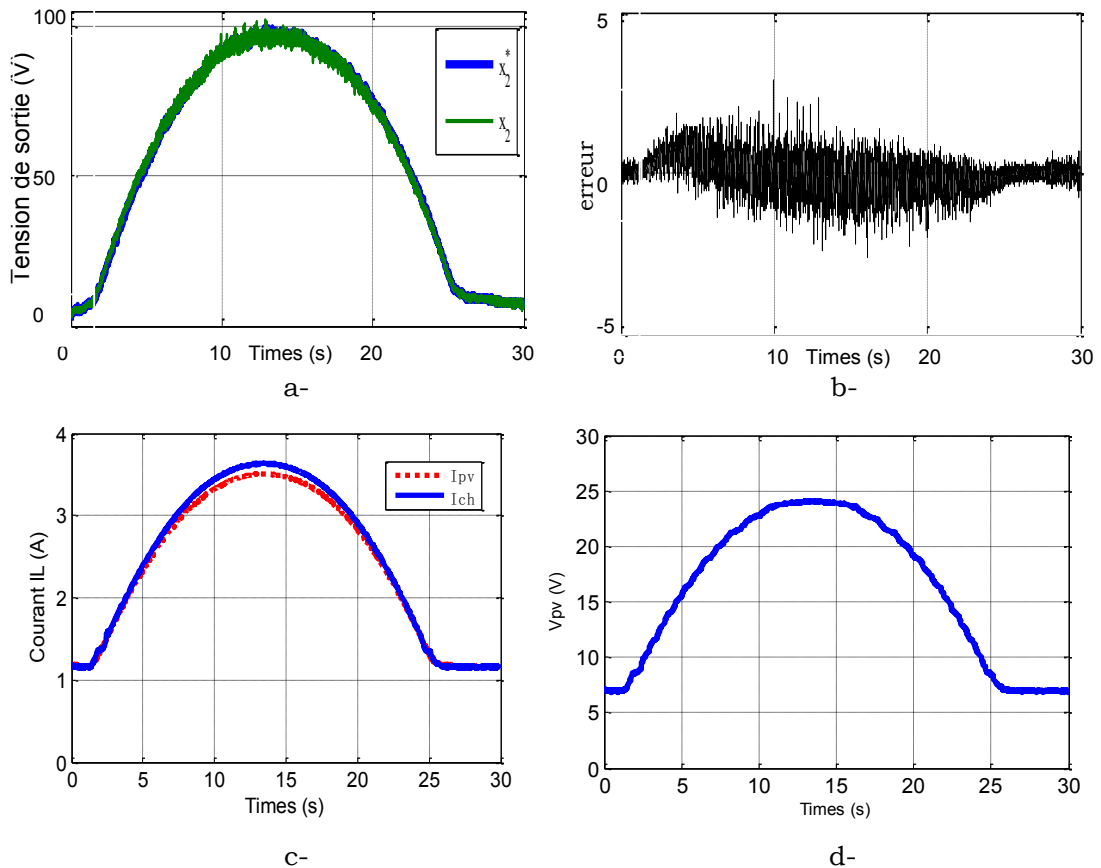
4.15. l'éclairement fixé à la valeur $\beta=1000 \text{ w/m}^2$, de V_{pv} , a-Tension de panneau V_{pv} , b-La tension de sortie V_c , c-puissance maximum de P_{PV} , d-courant de charge et de panneau .

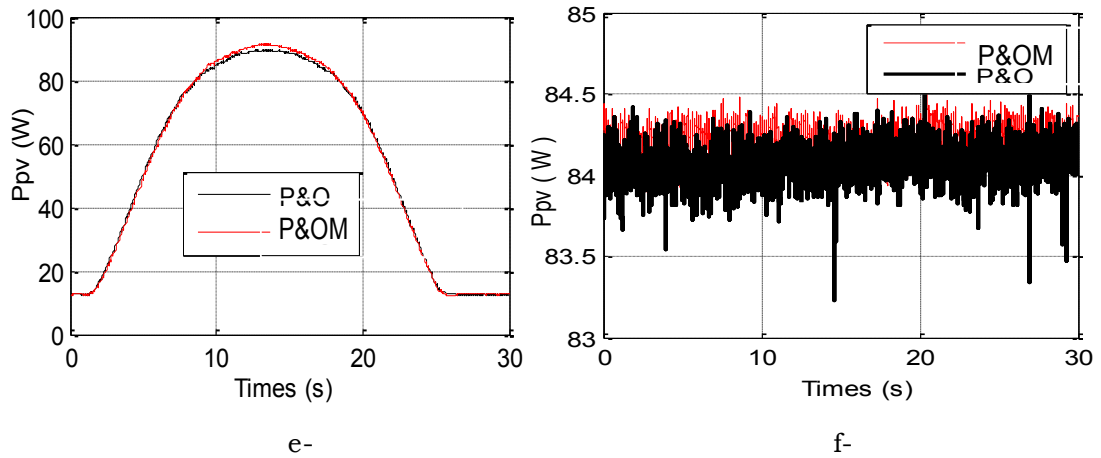


4.16. l'éclairement variable entre $\beta=200 \text{ w/m}^2$, et 1000 w/m^2 , de V_{pv} , a-Tension de panneau V_{pv} , b-La tension de sortie V_c , c-puissance maximum de P_{PV} , d- courant de charge et de panneau .

On remarque sur la ..figure 4.16 que lorsque l'augmentation de la puissance est le résultat de l'augmentation de l'éclairement sous forme sinusoïdal entre 200 W/m² et 1000 W/m², l'inversion du sens de l'éclairement produite par l'algorithme P&O modifie provoque l'augmentation de la puissance au point MPP et même temps la tension de sortie de la convertisseur DC-DC Buck . Par conséquent, le système oscille autour du point MPP de fonctionnement précédent jusqu'à ce que l'éclairement devient fixe dans la figure 4.15 À l'instant 0s jusqu'à 30s , le MPP commence à proche a point de fonctionnement, mais l'algorithme P&O modifie détecte ça et déplace le point de fonctionnement dans la bonne direction. L'algorithme P&O modifie donne un meilleur résultat que l'algorithme classique.

4.3.4.2.l'algorithme P&O utilisée 2-CMG appliquée au DC-DC convertisseur Boost





4.17. Résultats expérimentaux de la commande proposée avec convertisseur Boost a- La tension de sortie $V_c(x_2)$, b- erreur de tension , c- courant de charge et de panneau , d- Tension de panneau V_{pv} , e- comparaison entre P&O et P&O Modifié f- zoom de P_{PV} .

On remarque sur la figure 4.17 que lorsque l'augmentation de la puissance est le résultat de l'augmentation de l'éclairement sous forme sinusoïdal entre 200 W/m² et 1000 W/m² , l'inversion du sens de l'éclairement produite par l'algorithme P&O modifié provoque l'augmentation de la puissance au point MPP a 80 W et même temps la tension de sortie de la convertisseur DC-DC Boost , la tension de sortie $V_c(X_2)$ suivie la tension de référence quele que soit la variation de l'éclairement jusqu'à $X_2=80$ Volt a l'instant 15s et l'erreur de la tension presque nul vue en figure 4.18.b , le MPP commence à proche a point de fonctionnement, mais l'algorithme P&O modifié détecte ça et déplace le point de fonctionnement dans la bonne direction. L'algorithme P&O modifié donne un meilleur résultat que l'algorithme classique.

4.4.Conclusion

Nous avons effectué dans ce chapitre une validation expérimentale l'algorithme P&O modifié sous Simulink en utilisant DS1104, Ceci nous a permis de constituer un système photovoltaïque, intégrant les modèles du PV (Bp 380), du convertisseur DC-DC , de l'algorithme MPPT Perturbation et Observation (Perturb & Observe) et de la charge , Nous avons démontré l'efficacité de l'algorithme MPPT à travers les résultats expérimentaux . Pour cela, nous avons utilisé un algorithme P&O modifié en épreuve dans le cas de conditions climatiques et une charge variables. Nous avons constaté, à travers les résultats des tests de l'algorithme P&O pour changement brusque des conditions climatiques. Nous avons vu ensuite que l'amélioration de l'algorithme P&O a permis de passer outre ce problème .

Conclusion générale

Notre travail a porté sur la modélisation et la commande des convertisseurs DC-DC par des commandes robustes, quant à l'étape de modélisation, nous avons utilisé la technique d'espace d'état pour modéliser les convertisseurs DC-DC en mode CCM.

Le modèle moyen permet d'avoir d'une part une expression analytique simple et d'autre part une description non linéarités que peut présenter le convertisseur. Les modèles moyens linéarités autour du point de fonctionnement sont seulement utile pour de petites variations autour de ce point.

le comportement non linéaire des convertisseurs DC-DC sous forme de plusieurs modèles linéaires, mais on a proposé l'application des commandes robuste par mode glissant , ordre 1 et ordre 2 (2-CMG) , pour réguler la tension de sortie des convertisseurs DC-DC. Les deux commandes donnent des résultats satisfaisants , surtout en termes d'oscillations et de dépassement. L'objectif de cette thèse était la synthèse une loi de commande robuste pour la commande des convertisseurs DC-DC.

Nous avons proposé et valider expérimentalement une stratégie de commande robuste avec l'algorithme P&O entre panneau photovoltaïque et le convertisseur DC-DC, par une validation expérimentale. Cette loi de commande garde son efficacité sous différentes contraintes et assure la stabilité du système et la maximisation de puissance , La stratégie de commande a été appliquée sur les topologies des convertisseurs : **Buck**, **Boost** , **buck-boost** elle a montré de meilleures performances au niveau du temps de réponse et dépassement.

concernant la robustesse de la commande, les réponses obtenues en présence des variations de la charge, des variations au niveau des paramètres du système et des perturbations externes, montrent de bonnes

performances en termes de régulation de la tension de sortie à une valeur de consigne désirée.

Pour la continuité de ce travail, il nous vient à l'esprit de définir les axes de recherches qui sont, à notre avis, prometteurs pour le développement de système photovoltaïque :

1. modélisation et commande d'un système photovoltaïque couplé au réseau électrique.
2. Commande dynamique et gestion optimale de l'énergie dans un site rural .
3. Application de nouvelles commandes pour l'énergie renouvelable.

Bibliographie

- [1] Tudisca, Salvatore, Anna Maria Di Trapani, Filippo Sgroi, Riccardo Testa, and Riccardo Squatrito. "Economic Analysis of PV Systems on Buildings in Sicilian Farms." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 28, pp. 691-701, 2013.
- [2] Alalwani, Sami H. "Optimal Techno-economic Unit Sizing of Hybrid PV/Wind/battery Energy System for an Islanded Microgrid Using the Forever Power Method." *2015 Saudi Arabia Smart Grid (SASG)*. 2015.
- [3] Zerguine Bilal «modelisation d'un systeme de production electrique par la cellule photovoltaïque » mémoire de magistère ,université de annaba , 2010.
- [4] Wang, Junxiao, Jun Yang, Bin Wu, Shihua Li, and Qi Li. "Extended State Observer-based Sliding Mode Control for PWM-based DC–DC Buck Power Converter Systems with Mismatched Disturbances." *IET Control Theory & Applications* 9.4 (2015): 579-86
- [5] K. Sundareswaran. S. Peddapati, S. Palani, "MPPT of PV systems under partial shaded conditions through a colony of Flashing Fireflies", *IEEE Transactions energy conversion*, Vol.29, No. 2 pp. 1-10, 2014.
- [6] S. Nema, R.K. Nema, and G. Agnihotri, "Matlab/Simulink based study of photovoltaic cells/modules/array and their experimental verification", *International Journal of Energy and Environment*, Vol. 1, No. 3, pp.487-500, 2010.
- [7] C. Alonso, «Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie», Mémoire en vue de l'obtention de l'habilitation à diriger les recherches, université Paul Sabatier Toulouse III, Décembre . 2003
- [8] Benzahia Ayoub "Réalisation d'un prototype d'un système de poursuite solaire » mémoire Master , université de biskra , 2014.

- [9] Hafian Hicham « Etude et conception d'un émulateur d'énergie solaire piloté par dSPACE1103 » mémoire de magister, Université de Batna.2013.
- [10] Bernard FONTAINE « La production photovoltaïque d'électricité : quelles perspectives pour le Pays Provence Verte », CNRS,2009.
- [11] <http://www.bsi-economics.org/>
- [12] FAIROUZ KENDOULI," Etat de l'art et modélisation des microcentrales" ,mémoire de magister , Université Mentouri de Constantine,2007.
- [13] Kajihara, Tetsumi Harakawa « Model of Photovoltaic Cell Circuits under PartialShading». Mismatching- 21st IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 1990 Atsushi 2005.
- [14] Dr. Ing. Jean-François Dupuis " Les technologies solaires de production d'électricité "Science Allemagne - Technologies solaires de production d'électricité - , pp 1-41, 10.2008.
- [15] AkassewaTchapo SINGO. Thèse Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I Titre ; « Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement Autonome» pp 12 – 15, 2010.
- [16] <http://www.notre-planete.info/actualites/4177-energie-solaire-evolution> .
- [17] <http://www.edf-en.fr/>
- [18] Énergies alternatives, sous la direction de Jean Bonal et Pierre Rossetti, Omnisciences, 2007.
- [19] Y.BAKELLI," Contribution à l'optimisation du dimensionnement d'un système de pompage photovoltaïque autonome" Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [20] « Evolution du secteur de l'énergie et des mines 1962-2007 », Ministère de l'Energie et des Mines, Edition 2008.

- [21] Al Idrissi ,el-annabi.com - mars 2009.
- [22] « Guide des énergies renouvelables. », Ministère de l’Energie et des Mines, Edition 2007.
- [23] « Programme des énergies renouvelables et de l’efficacité énergétique », Ministère de l’Energie , 2016.
- [24] A. Attar, «Les énergies renouvelables», Ancien PDG de Sonatrach et anciens Ministre des Ressources en Eau, 2007.
- [25] S. A. Rahman, R. K. Varma, T. Vanderheide, “generalized model of a photovoltaic panel, renewable power generation”, IET, Vol. 8, No. 3, pp. 217–229, 2014.
- [26] A. Iqbal, H. Abu-Ruband Sk. M. Ahmed, “Adaptive neuro-fuzzy inference system based maximum power point tracking of a solar PV module”, IEEE International Energy Conference, Manama, pp. 51–56, 2010.
- [27] T. Boutabba, S. DRID and M.E.H. Benbouzid, “Maximum power point tracking control for photovoltaic system using adaptive neuro-fuzzy ANFIS”, Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies EVER’13, , Monte-Carlo (Monaco).pp. 1 – 7, 27-30 March 2013.
- [28] Dubois, Sébastien, Olivier Palais, and Marcel Pasquinelli. Influence Des Interactions Impureté-défaut Et Impureté-impureté Sur Le Rendement De Conversion Des Cellules Photovoltaïques Au Silicium Cristallin. S.l.: S.n., 2007.
- [29] BAHY AZZOUOUM Ahmed , " Etude des couches minces du monoxyde de nickel NiO", mémoire de Magister , Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran,2014.
- [30] H. Sahraoui, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui, M. Ouriagli, and P.Bussy. “Robust control of the boost converter applied in photovoltaic systems using second order sliding mode”, IEEE Conference on

- Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), Tunisia, pp. 719 - 724 . 21-23 Dec. 2014.
- [31] S. Drid, L. Chrifi-Alaoui, M Ouriagli and P. BUSSY, "Robust control of the photovoltaic system with improved maximum power point tracking", Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER'14), Monte-Carlo (Monaco), pp. 1 – 7, March 25-27, 2014.
- [32] K.L. Lian, J.H. Jhang and I.S. Tian, "A maximum power point tracking method based on perturb-and-observe combined with particle swarm optimization" , IEEE Transactions on photovoltaics , pp. 626 - 633 , 2014.
- [33] P. Barrade « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », école polytechnique fédérale de Lausanne.
- [34] Nayanar, V., N. Kumaresan, and N. Ammasai Gounden. "A Single-Sensor-Based MPPT Controller for Wind-Driven Induction Generators Supplying DC Microgrid."IEEE Transactions on Power Electronics IEEE Trans. Power Electron. 31.2 , pp,1161-172,2016.
- [35] Başoğlu, Mustafa Engin, and Bekir Çakır. "Comparisons of MPPT Performances of Isolated and Non-isolated DC–DC Converters by Using a New Approach."Renewable and Sustainable Energy Reviews 60 ,pp.1100-113,2016.
- [36] HAZIL Omar « Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DC-DC en utilisant le formalisme LMI »,mémoire magistre , université de constantine1 , 2013.
- [37] Laouarem .S, L. Madani, S.Belkhiat," Contrôle de la puissance active et réactive instantanée par source d'énergie type SMES", 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007 ,03-04 November 2007.
- [38] J.Brandelero,B.Cougo,.Meynard,N.Videau,O.Goualard,Bonnin, H.Schneider," Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants

- grand gap", *Symposium De Genie Electrique (Sge'14) Ens Cachan, France: EF-EPF-MGE 2014, 8-9 JUILLET 2014.*
- [39] Hebert t Sir a- Ramirez, Romeo Ortega, « Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters », in IEEE, 34th Conference on Decision & Control, New Orleans, LA - December 1995.
- [40] A.Jaafar," Contribution `a la mod`elisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance", THÈSE DE DOCTORAT ,Ecole Doctorale ,France,2011.
- [41] Y .NETTARI, " Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC", Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS , SETIF1,2014.
- [42] Zemouri Azeddine « etude experimentale d'un convertisseur dc/dc controler par une commande robuste », mémoire de magister, Université de Batna.2014.
- [43] Ling, Rui, Dragan Maksimovic, and Ramon Leyva. "Second-Order Sliding-Mode Controlled Synchronous Buck DC-DC Converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* IEEE Trans. Power Electron. 31.3 ,pp. 2539-549,2016.
- [44] Yao, Kai, Weijie Tang, Xiaopeng Bi, and Jianguo Lyu. "An Online Monitoring Scheme of DC-Link Capacitor's ESR and C for a Boost PFC Converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* IEEE Trans. Power Electron. 31.8 pp. 5944-951,2016.
- [45] Wu, Weimin, Yuan Liu, Houqing Wang, Min Huang, and Frede Blaabjerg. "Modelling and Control Design of a Dual Buck-Boost AC/DC Converter Used in the DC Nano-grid." *IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)* pp.1-6, 2016.

- [46] Mesloub, H., M. T. Benchouia, A. Goléa, N. Goléa, and M. E. H. Benbouzid. "Predictive DTC Schemes with PI Regulator and Particle Swarm Optimization for PMSM Drive: Comparative Simulation and Experimental Study." *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology Int J Adv Manuf Technol*, 2016.
- [47] BHATTI, Sajid Ali, MALIK, Suheel Abdullah, et DARAZ, Amil. Comparison of PI and IP controller by using Ziegler-Nichols tuning method for speed control of DC motor. In : 2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE). IEEE, p. 330-334. 2016.
- [48] SAHRAOUI M , "Contrôle robuste des systèmes non linéaires par les approches de l'intelligence artificielle", DOCTORAT EN SCIENCES, Université d'Oran 1 A. Ben Bella, 2016.
- [49] Saïd.DRID, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation", thèse de Doctorat , UNIVERSITE DE BATNA, 2005.
- [50] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. Martínez-Salamero, and C. K. Wu, "A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3276-3286, Dec. 2007.
- [51] Wolf, Alan, Jack B. Swift, Harry L. Swinney, and John A. Vastano. "Determining Lyapunov Exponents from a Time Series." *Physica D: Nonlinear Phenomena* 16.3 , pp. 285-317, 1985.
- [52] Boudour.R, "determination de la region de stabilite transitoire ausens de lyapunov d'un oscillateur non lineaire force par l'approche graphique : application au pendule", mémoire de magister , université m'hamed bougara - boumerdes, 2011.

- [53] Lyapunov, A. M., and J. A. Walker. "The General Problem of the Stability of Motion." *Journal of Applied Mechanics J. Appl. Mech.* 61.1 ,1994.
- [54] Boubakeur.R," *Commande d'un Convertisseur Multicellulaire Pour une Application de Filtrage Actif*",memoire magister , UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF-1,2012.
- [55] J. L. Agorreta, L. Reinaldos, R. González, M. Borrega, J. Balda, and L. Marroyo, "Switching technique applied to PWM boost converter operating in mixed conduction mode for PV systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, Nov. 2009,pp. 4363-4373.
- [56] Levant, Arie. "Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control." *International Journal of Control* 58.6, pp.1247-263,1993.
- [57] Milosavljević, Čedomir, Branislava Draženović, and Boban Veselić. "Discrete-Time Sliding-Mode Servo Systems Design with Disturbance Compensation Approach." *Complex Systems Studies in Systems, Decision and Control*,pp.597-618,2016.
- [58] D. Diallo, F. Belkacem, E. Berthelot, "Design and control of a low power DC-DC converter fed by a photovoltaic array," in *Proc. Int. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC'07)*, vol. 2, May 3-5, 2007, pp. 1298-1293.
- [59] Levant, Arie, and Miki Livne. "Weighted Homogeneity and Robustness of Sliding Mode Control." *Automatica* 72,pp.186-93,2016.
- [60] Zhang, Jinhui, Peng Shi, and Weiguo Lin. "Extended Sliding Mode Observer Based Control for Markovian Jump Linear Systems with Disturbances." *Automatica* 70, pp.140-47,2016.

- [61] D. Plaza, R. De Keyser, and J. Bonilla, "Model predictive and sliding mode control of a boost converter," in Proc. Int. Symp. SPEEDAM 2008, 2008, June 11-13, 2008, pp. 37-42.
- [62] Hongyi Li, Jiahui Wang, Hak-Keung Lam, Qi Zhou, And Haiping Du," Adaptive Sliding Mode Control For Interval Type-2 Fuzzy Systems",Ieee Transactions On Systems, Man, And Cybernetics: Systems ,Pp1-10,2016.
- [63] Utkin, Vadim. "Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control." IEEE Transactions on Automatic Control IEEE Trans. Automat. Contr. 61.3,pp.829-33,2016.
- [64] H. Li, X. Ye, "Sliding-Mode PID control of DC-DC converter", 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Taichung, pp. 730 - 734, June 2010.
- [65] Bartolini, G., A. Levant, A. Pisano, and E. Usai. "Adaptive Second-order Sliding Mode Control with Uncertainty Compensation." International Journal of Control,pp.1-12,2016.
- [66] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai, V.I Utkin, "On multi-input chattering-free second-order sliding mode control", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 45, no. 9, pp. 1711-1717, 2000.
- [67] V. Utkin, J. Guldner, J. X. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", London, U.K.: Taylor & Francis, 1999.
- [68] Khalifa Al-Hosani,Andrey Malinin and Vadim I.Utkin, "Sliding mode PID control of buck converters", The European Control Conference 2009.
- [69] Bao, Dafei, and Wencheng Tang. "Adaptive Sliding Mode Control of Ball Screw Drive System with Extended State Observer." 2016

- 2nd International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR) (2016).
- [70] Baeyoung Koo, Youngjun Yoo, Sangchul Won ,“Super-twisting algorithm-based sliding mode controller for a refrigeration system”, IEEE 12th International Conference on Control, Automation and Systems, ICC, Jeju Island, Korea, pp. 34 – 38 October 2012.
- [71] Feng, Yong, Fengling Han, and Xinghuo Yu. "Chattering Free Full-order Sliding-mode Control." *Automatica* 50.4,pp.1310-314,2014.
- [72] Qiao, Lei, and Weidong Zhang. "Double-loop Chattering-free Adaptive Integral Sliding Mode Control for Underwater Vehicles." *OCEANS 2016 - Shanghai* ,2016.
- [73] Thierry.F, " contributions a la commande par modes glissants d'ordre superieur" , these doctorat , Université des Sciences et Technologies de Lille,2000.
- [74] M. Rabiâ BENAYACHE, « Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application a un système hydraulique », Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [75] Yan Yan, Xinghuo Yu, Changyin Sun, “Discretization behaviors of a supertwisting algorithm based sliding mode control system”, *Recent Advances in Sliding Modes (RASM)*, International Workshop on ,Istanbul, pp. 1-5, 2015.
- [76] Chalanga, Asif, Shyam Kamal, Leonid M. Fridman, Bijnan Bandyopadhyay, and Jaime A. Moreno. "Implementation of Super-Twisting Control: Super-Twisting and Higher Order Sliding-Mode Observer-Based Approaches." *IEEE Trans. Ind. Electron.* *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.6 ,pp.3677-685,2016.
- [77] C.Mu, C.Sun, C.Qian, R.Zhang, “Super-twisting sliding mode control based on Lyapunov analysis for the cursing flight of hypersonic vehicles”, *IEEE International Conference on Control*

- and Automation (ICCA) , Hangzhou, China, pp 522 – 527, June 2013 .
- [78] Utkin, Vadim. "Mechanical Energy-based Lyapunov Function Design for Twisting and Super-twisting Sliding Mode Control." *IMA Journal of Mathematical Control and Information IMA J Math Control Info* (2014).
- [79] Riza Muhida, " A maximum power point tracking for photovoltaic-SPE system using a maximum current controller", *Solar Energy Materials & Solar Cells* 75 (2003) 697–706, www.sciencedirect.com,2003.
- [80] H.Sahraoui , S.Drid, L.Chrifi-Alaoui, and M.Hamzaoui. "Voltage Control of DC-DC Buck Converter Using Second Order Sliding Mode Control." 2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT) (2015).
- [81] Nopporn Patcharaprakiti, " Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system", *Renewable Energy* 30 (2005) 1771–1788 , , 2005.
- [82] A. Mellit, " An adaptive artificial neural network model for sizing stand-alone photovoltaic systems: application for isolated sites in Algeria", *Renewable Energy* 30 (2005) 1501–1524, 2005.
- [83] V. Salas, " Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems", *Solar Energy Materials & Solar Cells* 90 pp.1555–1578,2006.
- [84] Mohanty, Satyajit, Bidyadhar Subudhi, and Pravat Kumar Ray. "A New MPPT Design Using Grey Wolf Optimization Technique for Photovoltaic System Under Partial Shading Conditions." *IEEE Trans. Sustain. Energy IEEE Transactions on Sustainable Energy* 7.1, ,pp.181-88, 2016.
- [85] Elgendy, Mohammed A., Bashar Zahawi, and David J. Atkinson. "Operating Characteristics of the P&O Algorithm at High

- Perturbation Frequencies for Standalone PV Systems." IEEE Transactions on Energy Conversion IEEE Trans. Energy Convers. 30.1,pp.189-98,2015.
- [86] Sher, Hadeed Ahmed, Ali Faisal Murtaza, Abdullah Noman, Khaled E. Addoweesh, Kamal Al-Haddad, and Marcello Chiaberge. "A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT." IEEE Trans. Sustain. Energy IEEE Transactions on Sustainable Energy 6.4,pp.1426-434,2015.
- [87] Ahmed, Jubaer, and Zainal Salam. "An Improved Perturb and Observe (P&O) Maximum Power Point Tracking (MPPT) Algorithm for Higher Efficiency." Applied Energy 150,pp.97-108,2015.
- [88] Pallab Midya, " Dynamic Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Applications", IEEE, University of Illinois Department of Electrical and Computer Engineering Urbana, Illinois 61 801,1996.
- [89] H.SAHRAOUI ,L.CHRIFI-ALAOUI,S.DRID,P.BUSSY , " Second Order Sliding Mode Control of DC-DC converter used in the Photovoltaic System according an Adaptive MPPT",International Journal of Renewable Energy Research 6(2),pp. 375-383 ,2016.
- [90] Montoya, Daniel Gonzalez, Carlos Andres Ramos-Paja, and Roberto Giral. "Improved Design of Sliding-Mode Controllers Based on the Requirements of MPPT Techniques." IEEE Transactions on Power Electronics IEEE Trans. Power Electron. 31.1, pp.235-47,2016.