

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية  
الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث  
العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي - برج بوعريريج

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Électromécanique

## MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : **Automatique**

**Spécialité** : Automatique et Informatique Industriel

Par : - ATTIA MOHAMMED

- KHALED MIHOUB

### Sujet

**Conception d'une commande non linéaire destinée au contrôle  
d'un convertisseur statique DC/DC**

Soutenu publiquement, le 01 /07/ 2024, devant le jury composé de :

M. BOUCHAMA ZIYAD	<b>Pr</b>	<b>Univ-BBA</b>	Président
M. TALHAOUI HICHEM	<b>Pr</b>	<b>Univ-BBA</b>	Examineur
M. KHATIR ABDELFAH	<b>MCB</b>	<b>Univ-BBA</b>	Encadrant

Année Universitaire 2023/2024

# Remerciements :

Au terme de ce modeste travail, nous exprimons nos plus sincères remerciements au **Dr.KHATIR ABDELATAH**, notre promoteur, pour nous avoir encadrées et orientées, pour ses précieux conseils et ses compétences scientifiques qui nous ont permis de mener à bien ce projet.

Nos remerciements s'adressent également aux membres de jury qui nous feront l'honneur de juger notre travail.

Il nous est agréable de remercier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

# Dédicaces :

Mes chers parents **ATTIA LAMI** et **DJEBRI.N** qui m'ont toujours poussée et motivée dans mes études. Qu'Allah les protège et leurs prête bonne santé et longue vie.

- Ma femme **BENNAMEUR.A** et sa famille
- Ma chère sœur **ATTIA.M**
- Mon binôme et toute sa famille,
- Tous mes proches et amis.

Cordialement **ATTIA MOHAMMED**

Mes chers parent **MIHOUB SALEH**. Et **MAHDID.H** qui m'ont toujours poussée et motivée dans mes études. Qu'Allah les protège et leurs prête bonne santé et longue vie.

- Mes chères sœurs
- Tous mes proches et amis.
- Mon binôme et toute sa famille.

Cordialement **MIHOUB KHALED**

# TABLE DES MATIÈRES :

**INTRODUCTION GENERALE : ..... 1**

**CHAPITRE 1: FONDAMENTAUX ET GENERALITE SUR LES CONVERTISSEURS DC/DC 2**

**1.1 INTRODUCTION :..... 2**

**1.2 Convertisseur DC/DC :..... 2**

1.2.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension (Buck) :..... 2

1.2.1.1 Définition : ..... 2

1.2.1.2 Schéma de circuit électrique pour le convertisseur (Buck) :..... 3

1.2.1.3 Phase conduction continu :..... 3

1.2.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost) :..... 5

1.2.2.1 Définition : ..... 5

1.2.2.2 Schéma de circuit électrique pour le convertisseur (Boost) :..... 6

**1.3 Modèle mathématique du convertisseur abaisseur (Buck) : ..... 9**

1.3.1 Modèle générale : ..... 9

**1.4 Conclusion: ..... 10**

**CHAPITRE 2. : COMMANDE DE CONVERTISSEUR BUCK PAR LES TECHNIQUE (PID-SMC-LF)..... 11**

**2.1 Introduction :..... 11**

**2.2 Commande du convertisseur DC/DC de type abaisseur par un régulateur PID ..... 11**

2.2.1 Principes de la commande par MLI (PWM) :..... 12

2.2.2 Modèle mathématique du convertisseur abaisseur avec PID :..... 13

2.2.3 Simulation du système étudié utilisant la commande PID :..... 13

**2.3 Commande par mode de glissement (SMC) : ..... 16**

2.3.1 (SSV) système a structure variables :..... 16

2.3.2 Principes fondamentaux de la commande par mode glissant :..... 17

2.3.3 Concept de la commande via le mode de glissement :..... 18

2.3.3.1 Choix de la surface de glissement :..... 18

2.3.3.2 Conditions d'existence et de convergence : ..... 19

2.3.3.3 Détermination de la loi de commande : ..... 20

2.3.4 Phénomène de broutement : ..... 22

2.3.5 Conception de la commande SMC pour un convertisseur abaisseur conventionnel :  
23

2.3.5.1 Section théorique :..... 23

2.3.6 Simulation du système étudié en utilisant la commande par mode glissant conventionnelle(SMC) : ..... 25

2.3.6.1 Conception de convertisseur dévolteur utilisé : ..... 25

**2.4 Commande par logique flou (LF) : ..... 28**

2.4.1 Historique de la logique floue : ..... 28

2.4.2	Définition :	28
2.4.3	Rappel sur les systèmes flous type-1 :	29
2.4.4	Principe et structure de la commande :	29
2.4.5	Application de la logique floue :	30
2.4.5.1	Terminologie de la logique floue :	30
2.4.6	Modèle flou type Takagi-Sugeno-Kang (TSK).....	31
2.4.6.1	Choix des éléments du moteur d'inférences floues.....	31
2.4.7	Simulation du système étudié basé sur la commande logique floue :	33
2.4.8	Analyse comparative approfondie des trois méthodes de commande (SMC, PID, LF) :	36
<b>2.5</b>	<b>Conclusion :</b>	<b>37</b>
<b>CHAPITRE 3.....: COMMANDE DE CONVERTISSEUR BUCK PAR LES TECHNIQUES MPPT (P&amp;O-FUZZY) .....</b>		<b>38</b>
<b>3.1</b>	<b>Introduction :</b>	<b>38</b>
<b>3.2</b>	<b>Commande MPPT « Maximum Power Point Tracking » :</b>	<b>39</b>
3.2.1	Définition :	39
3.2.2	Premiers types de commande MPPT :	39
3.2.3	Principe de travail d'une MPPT :	40
3.2.3.1	Connexion directe entre le GPV et la charge :	41
3.2.3.2	Fonctionnement optimal d'un GPV :	42
3.2.4	Différents types de commandes MPPT :	43
3.2.5	Différents algorithmes de contrôle MPPT :	43
3.2.5.1	Méthodes indirectes (Méthodes Offline) :	44
3.2.5.2	Méthodes directes (méthodes Online) :	44
3.2.6	Simulation du convertisseur DC/DC abaisseur par la commande MPPT P&O :....	48
3.2.7	Approfondissement comparative pour les deux méthodes MPPT (P&O et LF) :....	56
<b>3.3</b>	<b>Conclusion :</b>	<b>57</b>
<b>CONCLUSION GENERALE :</b>		<b>58</b>
<b>REFERENCES :</b>		<b>59</b>
<b>RÉSUMÉ :</b>		<b>62</b>
<b>ABSTRACT:</b>		<b>62</b>
<b>ملخص :</b>		<b>62</b>

## **LISTE DES TABLEAUX :**

<b>Tableau 2-1</b> : Valeurs des éléments définissant le convertisseur DC/DC abaisseur.....	14
<b>Tableau 2-2</b> : Présente une comparaison des trois techniques de commande étudiées.....	36
<b>Tableau 3-1</b> : Paramètre du générateur PV. ....	48
<b>Tableau 3-2</b> : Paramètre de La batterie .....	48

## LISTE DES FIGURES :

<b>Figure 1-1</b> : Représentation schématique d'un convertisseur Buck [1].	3
<b>Figure 1-2</b> : Circuits équivalents du convertisseur Buck : Q conduit, D ouvert	3
<b>Figure 1-3</b> : Circuits équivalents du convertisseur Buck : Q ouvert, D conduit	4
<b>Figure 1-4</b> : Formes d'ondes des grandeurs principales	5
<b>Figure 1-5</b> : Représentation schématique d'un convertisseur Boost [1].	6
<b>Figure 1-6</b> : Circuits équivalents du convertisseur Boost : Q ouvert, D conduit	6
<b>Figure 1-7</b> : Circuits équivalents du convertisseur Boost : Q conduit, D ouvert	7
<b>Figure 1-8</b> : Formes d'ondes des principales grandeurs.	8
<b>Figure 2-1</b> : Commande d'un hacheur abaisseur utilisant PID.	11
<b>Figure 2-2</b> : MLI schéma avec signaux d'entrée et sortie	12
<b>Figure 2-3</b> : Contrôleur PID pour un convertisseur DC/DC abaisseur.	13
<b>Figure 2-4</b> : Schéma bloc de la commande par un régulateur PID sur MATLAB/Simulink..	14
<b>Figure 2-5</b> : Réponse de tension de sortie $V_s$ (PID).	15
<b>Figure 2-6</b> : Réponse de courant de sortie $i_s$ (PID).	15
<b>Figure 2-7</b> : Schéma de fonctionnement en mode glissant.	18
<b>Figure 2-8</b> : Convergence du système glissant.	19
<b>Figure 2-9</b> : Représentation de la commande équivalente	21
<b>Figure 2-10</b> : Représentation de la commande discontinue	22
<b>Figure 2-11</b> : Schéma bloc de la commande par mode glissant conventionnel du convertisseur DC/DC De type dévolteur.	25
<b>Figure 2-12</b> : Réponse de la tension de sortie $V_s$ avec sa référence (SMC).	26
<b>Figure 2-13</b> : Réponse du courant de sortie $i_s$ (SMC).	27
<b>Figure 2-14</b> : Réponse du courant de l'inductance $i_L$ (SMC).	27
<b>Figure 2-15</b> : Structure générale d'un système flou.	29
<b>Figure 2-16</b> : Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.	29
<b>Figure 2-17</b> : Ensembles flous de l'entrée (erreur)	32
<b>Figure 2-18</b> : Ensembles flous de la sortie	32
<b>Figure 2-19</b> : Schéma bloc de la commande par LF du convertisseur Buck.	34
<b>Figure 2-20</b> : Réponse de tension de sortie $V_o$ (LF).	34
<b>Figure 2-21</b> : Réponse de courant de l'inductance $i_L$ (LF).	35
<b>Figure 2-22</b> : Réponse de courant de sortie $i_o$ (LF).	35
<b>Figure 2-23</b> : Analyse de la fluctuation de la tension de sortie en fonction des variations de la référence et de la charge à travers l'application de trois méthodes différentes (SMC, PID,LF).	37
<b>Figure 3-1</b> : Schéma synoptique d'une commande MPPT	39
<b>Figure 3-2</b> : structure organisationnelle de la première commande MPPT	39
<b>Figure 3-3</b> : Principe de fonctionnement d'une commande MPPT.	40
<b>Figure 3-4</b> : Changement d'éclairement et conséquence sur les courbes de puissance d'un GPV.	41
<b>Figure 3-5</b> : Connexion directe entre un GPV et une charge	42
<b>Figure 3-6</b> : Caractéristique I-V d'un GPV	42
<b>Figure 3-7</b> : Caractéristique P-V d'un GPV	42
<b>Figure 3-8</b> : Organigramme de la méthode P&O.	45
<b>Figure 3-9</b> : Organigramme de la méthode IncCond.	47
<b>Figure 3-10</b> : Schéma bloc de la commande MPPT sur MATLAB/Simulink	49
<b>Figure 3-11</b> : Irradiation du module photovoltaïque.	49
<b>Figure 3-12</b> : Puissance de PV.	50
<b>Figure 3-13</b> : Tension de la batterie.	50

<b>Figure 3-14</b> : Courant de sortie $i_o$ .....	51
<b>Figure 3-15</b> : Bloc Simulink de la commande MPPT(fuzzy).....	51
<b>Figure 3-16</b> : Fonctions d'appartenance pour l'entrée ( $I_{pv}$ ). .....	52
<b>Figure 3-17</b> : Fonctions d'appartenance pour la sortie (PWM). .....	52
<b>Figure 3-18</b> : fonctions d'appartenance pour l'entrée ( $V_{pv}$ ). .....	53
<b>Figure 3-19</b> : Tableau d'inférence floue.....	53
<b>Figure 3-20</b> : Puissance de PV (LF) .....	54
<b>Figure 3-21</b> : Courant de sortie $i_o$ MPPT (LF).....	54
<b>Figure 3-22</b> : Tension de batterie. ....	55
<b>Figure 3-23</b> : Puissance de PV par les deux méthodes (P&O-Fuzzy).....	55

## **Liste des abréviations :**

**PID** : Proportionnelle Intégrateur Dérivateur.

**MLI** : Modulation à Largeur d'Impulsion.

**SMC** : Sliding Mode Control (commande par mode glissant).

**MCC** : Mode de conduction continue.

**MC** : Mode de convergence.

**MG** : Mode de glissement.

**MPP** : point de puissance maximal.

**MPPT**: Maximum Power Point Tracking.

**LF** : Logique floue.

**PV** : Panneau photovoltaïque.

**P&O** : Perturb and observ.

**GPV** : Générateur photovoltaïque.

**INC** : Technique de conductance incrément.

**NB** : Negative big (négatif grand).

**NS** : Negative small (négatif petit).

**ZE** : Zero (zéro).

**PS** : Positive small (positife petit).

**PB** : Positive big (positife grand).

## Introduction générale:

Les enjeux de la transition énergétique mondiale vers des sources d'énergie renouvelables et la nécessité d'améliorer l'efficacité énergétique ont accru l'intérêt pour les convertisseurs DC/DC. Ces dispositifs jouent un rôle crucial en permettant de transformer la tension continue d'un niveau à un autre et sont indispensables dans de nombreuses applications, telles que les systèmes photovoltaïques, les véhicules électriques et les alimentations pour l'électronique grand public.

Il existe différents types de convertisseurs DC/DC, parmi lesquels on trouve les convertisseurs buck, boost, buck-boost et flyback. Chacun de ces types de convertisseurs présente des défis spécifiques en matière de conception et de commande. Les méthodes traditionnelles de commande linéaire, bien qu'efficaces dans des situations de fonctionnement stables et prévisibles, peuvent se révéler insuffisantes lorsqu'il s'agit de gérer les non-linéarités inhérentes aux convertisseurs DC/DC, les variations de charge, et les perturbations externes.

Ce mémoire est structuré comme suit : le premier chapitre introduit les principes fondamentaux des convertisseurs DC/DC (Buck/Boost) et le modèle mathématique de convertisseur DC/DC abaisseur de tension.

Le deuxième chapitre présente les bases théoriques des techniques de commande (PID classique/SMC mode glissant/LF logique floue) et la simulation des stratégies de commande appliquées aux convertisseurs DC/DC abaisseur de tension.

Le troisième chapitre est dédié à la conception du technique de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) par deux méthode (MPPT par P&O et MPPT basé sur la logique floue) et la simulation des stratégies de commande appliquées aux convertisseurs DC/DC abaisseur de tension.

# CHAPITRE 1 : Fondamentaux et généralité sur les convertisseurs DC/DC

## 1.1 INTRODUCTION :

Les convertisseurs DC/DC sont des dispositifs électroniques essentiels pour convertir une tension continue (DC) d'une valeur à une autre, en ajustant efficacement le niveau de tension pour répondre aux besoins spécifiques des systèmes électriques [1].

Les convertisseurs DC/DC fonctionnent en modifiant la tension d'entrée à l'aide de composants électroniques tels que des transistors, qui sont commutés de manière à créer un chemin pour le courant électrique. Il existe plusieurs topologies de convertisseurs DC/DC, telles que les convertisseurs (hacheur BUCK / BOOST / BUCK-BOOST) et les convertisseurs à résonance, chacune adaptée à des applications spécifiques en fonction des exigences de tension et de courant [2].

Dans ce chapitre, nous allons examiner les divers types de hacheurs DC/DC et dériver le modèle mathématique du convertisseur DC/DC abaisseur à partir du schéma de circuit correspondant.

## 1.2 Convertisseur DC/DC :

En règle générale, deux catégories de convertisseurs sont identifiées :

- Variateurs de courant continu à pulsation : Convertisseurs alimentant un récepteur sous une tension continue variable
- Convertisseurs fournissant une tension continue constante en tant qu'alimentation régulée pour divers équipements [1].

### 1.2.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension (Buck) :

#### 1.2.1.1 Définition :

Le convertisseur Buck (ou convertisseur abaisseur de tension) qui part d'une tension d'entrée élevée pour générer une tension plus basse [3].

Composé d'un interrupteur commandé, tel qu'un transistor bipolaire, MOSFET ou IGBT, en série avec la source, et d'une diode de roue libre en parallèle avec la source, ce système fonctionne de manière cyclique [4].

1.2.1.2 Schéma de circuit électrique pour le convertisseur (Buck) :

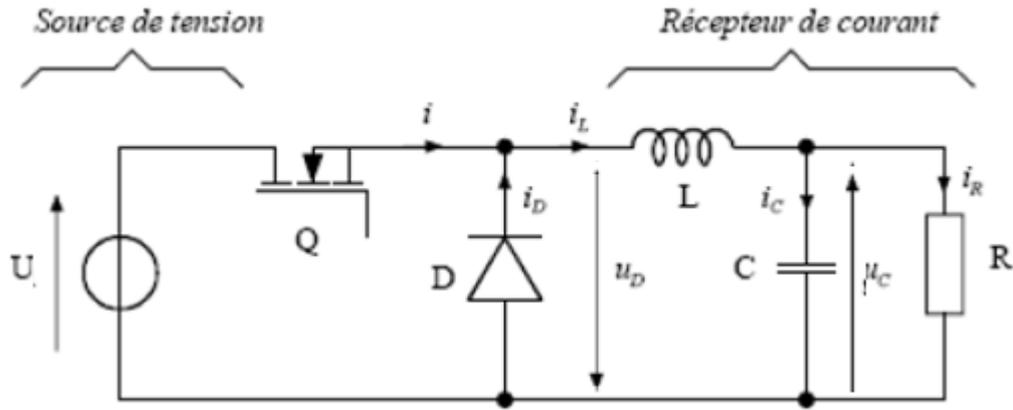


Figure 1-1 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck [1].

À l'état stable,  $D$  le rapport de conversion de tension entre la sortie ( $U_C$ ) et l'entrée ( $U$ ) est déterminé par cette relation :  $D = \frac{U_C}{U}$

1.2.1.3 Phase conduction continu :

Le système traverse deux états de conduction, pour chacun desquels on obtient un ensemble d'équations :

1.2.1.3.1 Q conduit, D ouvert :  $0 \leq t < t_e = D.T_p$

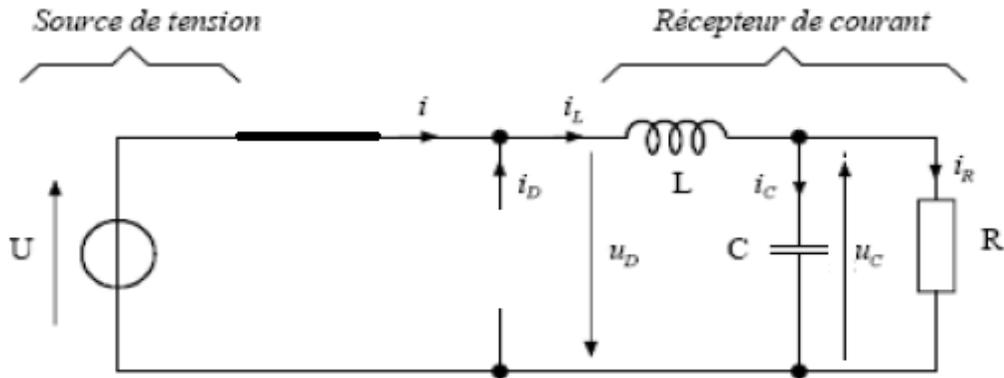


Figure 1-2 : Circuits équivalents du convertisseur Buck : Q conduit, D ouvert

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U - U_C = \frac{\Delta i^{[t_e]}}{t_e} \tag{1.1}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} + I_L^{[t_e]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L \tag{1.2}$$

Courant moyen fournit par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q) :

$$I^{[t_e]} = I_L^{t_e} = I_L \quad (1.3)$$

Courant moyen dans la diode :

$$I_D^{t_e} = 0 \quad (1.4)$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U-U_C}{L} \cdot t_e \quad (1.5)$$

1.2.1.3.2 Q ouvert, D conduit :  $D \cdot T_P = t_e \leq t < T_P$

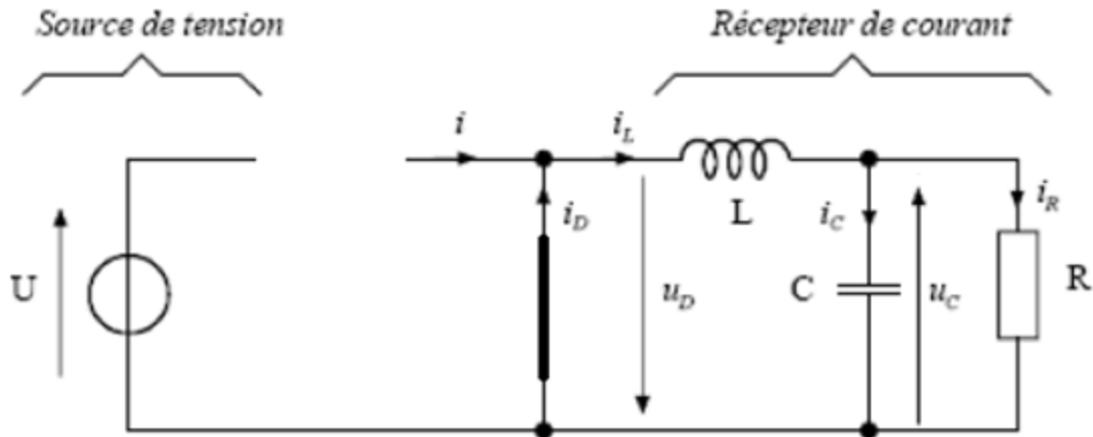


Figure 1-3 : Circuits équivalents du convertisseur Buck : Q ouvert, D conduit

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_d]} = -U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d} \quad (1.6)$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L \quad (1.7)$$

Courant moyen fournit par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q) :

$$I^{[t_d]} = 0 \quad (1.8)$$

Courant moyen dans la diode :

$$I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L \quad (1.9)$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{-U_C}{L} \cdot t_d \quad (1.10)$$

$$U_L = 0 \Rightarrow \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]} \quad (1.11)$$

$$\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \quad (1.12)$$

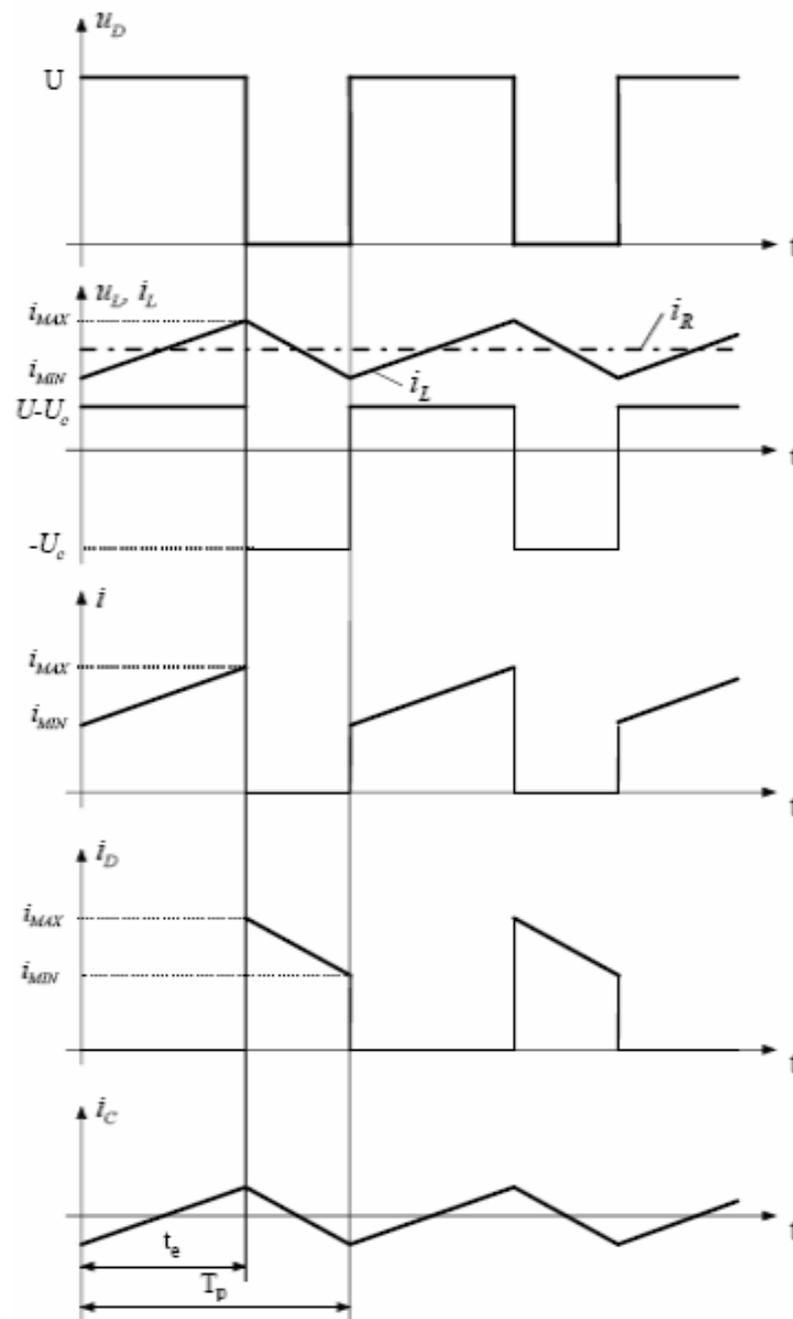


Figure 1-4 : Formes d'ondes des grandeurs principales

## 1.2.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost) :

### 1.2.2.1 Définition :

C'est un autre type de convertisseur à commutation qui opère en alternant l'ouverture et la fermeture d'un commutateur électronique de manière périodique. Il est désigné comme convertisseur élévateur car la tension de sortie est supérieure à celle de l'entrée [3].

1.2.2.2 Schéma de circuit électrique pour le convertisseur (Boost) :

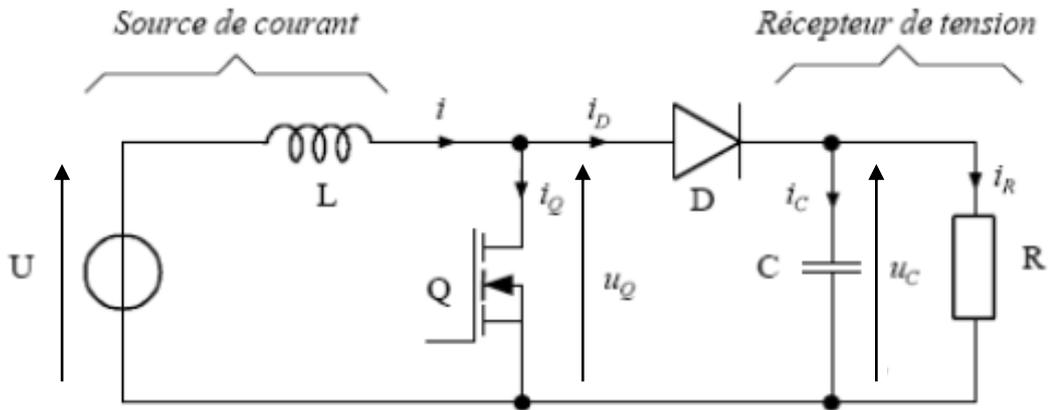


Figure 1-5 : Représentation schématique d'un convertisseur Boost [1].

À l'état stable, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est déterminé par cette relation :  $\frac{1}{1-D} = \frac{U_C}{U}$

Relations générales :

En suivant le même raisonnement que pour un convertisseur abaisseur de tension, on obtient :

Q conduit, D ouvert :  $D \cdot T_p = t_e \leq t < T_p$

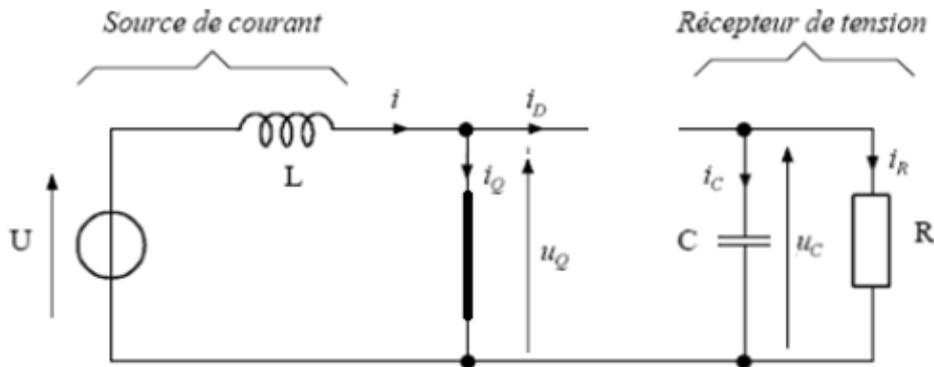


Figure 1-6 : Circuits équivalents du convertisseur Boost : Q conduit, D ouvert

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e} \tag{1.13}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R} \tag{1.14}$$

Courant moyen fournit par l'alimentation :

$$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L \quad (1.15)$$

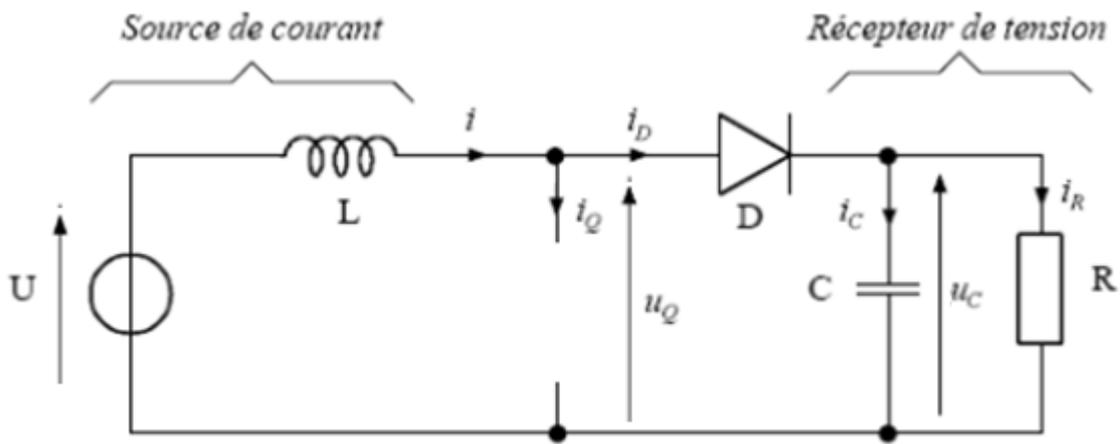
Courant moyen dans la diode :

$$I_D^{[t_e]} = 0 \quad (1.16)$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U}{L} \cdot t_e \quad (1.17)$$

**Q ouvert, D conduit :  $0 \leq t < t_e = D \cdot T_p$**



**Figure 1-7 :** Circuits équivalents du convertisseur Boost : Q ouvert, D conduit

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_d]} = U - U_C = \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d} \quad (1.18)$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L \quad (1.19)$$

Courant moyen fournit par l'alimentation :

$$I^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L \quad (1.20)$$

Courant moyen dans la diode :

$$I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L \quad (1.21)$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_d \quad (1.22)$$

$$U_L = 0 \Rightarrow \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]} \quad (1.23)$$

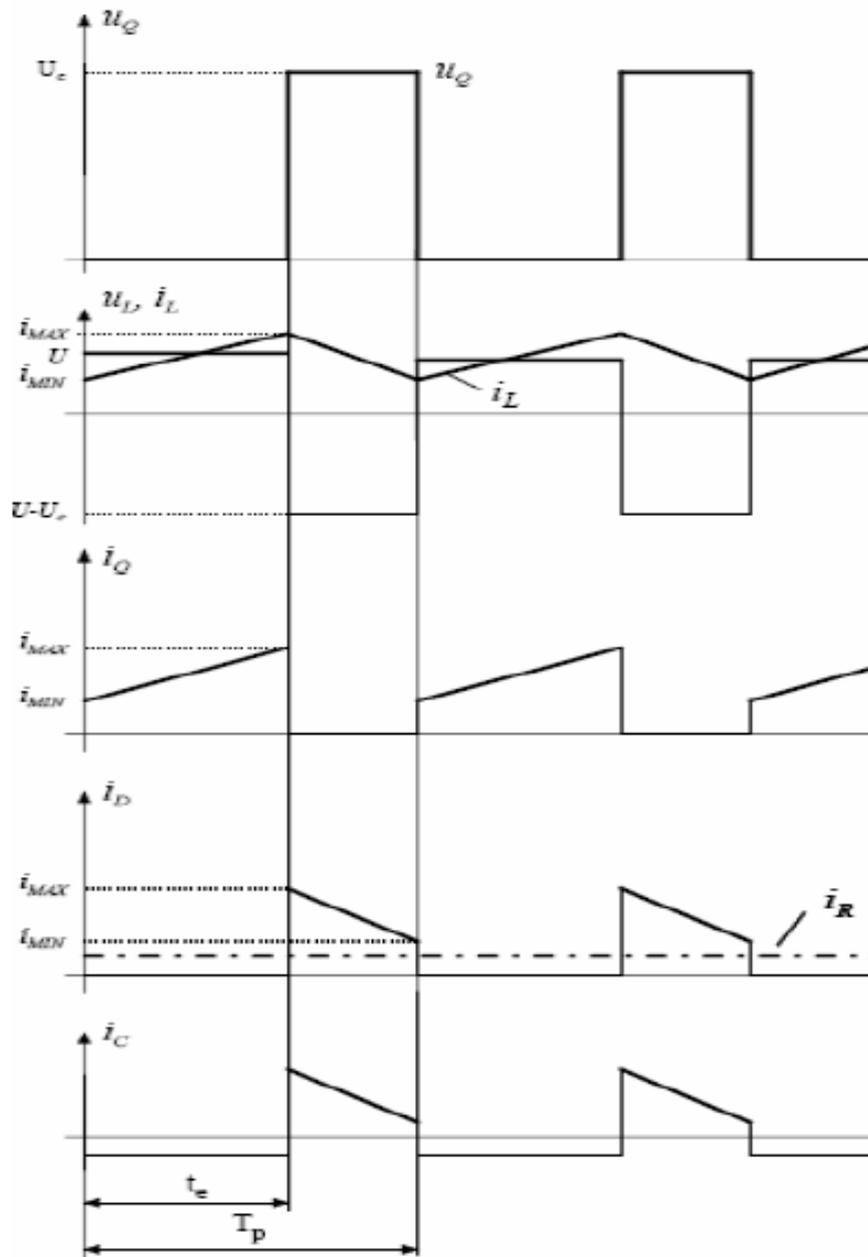


Figure 1-8 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

$$\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot D = \frac{U_c \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D \quad (1.24)$$

En mode de conduction continue, le convertisseur élévateur de tension peut être assimilé à un transformateur à courant continu, où le rapport des spires peut être contrôlé électroniquement de manière continue entre 1 et l'infini en ajustant le rapport cyclique D.

Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie reste constante indépendamment de la charge. La Figure 1-8 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions

normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant  $I_L$  diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

### 1.3 Modèle mathématique du convertisseur abaisseur (Buck) :

#### - L'interrupteur Q est fermé (phase active) :

Le schéma illustré par la **Figure 1-1** nous a aidé pour obtenir ces informations. En utilisons la loi de Kirchhoff et la loi du nœuds, le comportement de ce circuit va d'écrit comme suit [4]:

$$\begin{cases} v_e = L \cdot \frac{di_L}{dt} + v_s \\ i_L = i_s + i_c = \frac{v_s}{R} + c \cdot \frac{dv_s}{dt} \end{cases} \quad \text{Avec : } v_s = v_c \text{ et } c = i_c \cdot \frac{dv_s}{dt} \quad (1.25)$$

#### - L'interrupteur Q est ouvert (phase de roue libre) :

A partir de la **Figure 1-1** on aperçoit que le comportement de ce circuit va d'écrit comme suit :

$$\begin{cases} 0 = L \cdot \frac{di_L}{dt} + v_s \\ i_L = i_s + i_c = \frac{v_s}{R} + c \cdot \frac{dv_s}{dt} \end{cases} \quad (1.26)$$

#### 1.3.1 Modèle générale :

En combinant les deux équations précédant (1.25) et (1.26):

$$\begin{cases} U \cdot v_e = L \frac{di_L}{dt} + v_s \\ i_L = \frac{v_s}{R} + c \cdot \frac{dv_s}{dt} \end{cases} \quad (1.27)$$

Avec :

U : représente l'état du contacteur Q  $\begin{cases} U = 1 & \text{lorsque l'interrupteur est fermé} \\ U = 0 & \text{lorsque l'interrupteur est ouvert} \end{cases}$

L'équation (1.27) d'écrivant le model général du convertisseur abaisseur fonctionnant en mode continue. En peut combiner les deux parts de l'équation (1.27) comme suite :

$$U \cdot v_e = L \cdot \frac{di_L}{dt} + v_s = L \cdot \frac{d}{dt} \left( \frac{v_s}{R} + c \cdot \frac{dv_s}{dt} \right) + v_s \quad (1.28)$$

$$U \cdot v_e = L \cdot c \cdot \frac{d^2 v_s}{dt^2} + \frac{L}{R} \cdot \frac{dv_s}{dt} + v_s \quad (1.29)$$

Donc :

$$\frac{d^2 v_s}{dt^2} = -\frac{1}{Rc} \cdot \frac{dv_s}{dt} - \frac{1}{Lc} \cdot v_s + \frac{1}{Lc} U \cdot v_e \quad (1.30)$$

Cette dernier équation (1.30) peut être indiquée sous la forme d'une équation d'état comme illustré dans l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (1.31)$$

En basant sur cette représentation d'état (1.31), l'équation (1.30) sera d'écrit comme suit [4] :

$$\begin{cases} x_1 = v_s \\ x_2 = \frac{dv_s}{dt} \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{Lc} \cdot x_1 - \frac{1}{Rc} \cdot x_2 + \frac{v_e}{Lc} \cdot \alpha \end{cases} \quad (1.33)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{Lc} & -\frac{1}{Rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_e}{Lc} \end{bmatrix} U \\ Y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.34)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{Lc} & -\frac{1}{Rc} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_e}{Lc} \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0], D = 0, X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s \\ \frac{dv_s}{dt} \end{bmatrix}.$$

Il est noté que :

A, B, C et D représentant respectivement : la matrice d'état, la matrice de commande, la matrice de sortie et la matrice de transmission.

X c'est le vecteur d'état.

$v_e$ ,  $v_s$ , U, L, c, R,  $iL$ ,  $ic$  et  $is$  : représentant respectivement la tension d'entrée, la tension de sortie, l'état de l'interrupteur M, la valeur de l'inductance, la valeur du condensateur, la résistance de sortie (la charge), le courant qui travers l'inductance, le courant qui travers le condensateur et le courant qui travers la charge. Si en écrit l'équation (1.34) en modèle moyen, c'est-à-dire en fonction de rapport cyclique  $\alpha$  ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ), alors le modèle moyen représenté dans l'espace d'état va réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{Lc} \cdot x_1 - \frac{1}{Rc} \cdot x_2 + \frac{V_e}{Lc} \cdot \alpha \end{cases} \quad (1.35)$$

#### 1.4 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons débuté par définir les convertisseurs DC-DC et leurs différentes catégories. Ensuite, nous avons exploré le principe de fonctionnement ainsi que le modèle mathématique du convertisseur DC-DC de type hacheur abaisseur.

## CHAPITRE 2 : Commande de convertisseur

### Buck par les technique (PID-SMC-LF)

#### 2.1 Introduction :

La commande par mode glissant ou SMC (Sliding Mode Controller) est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement [1].

Dans ce chapitre, nous dériverons le modèle mathématique d'un convertisseur DC/DC abaisseur à partir du schéma de circuit électrique, et utiliserons le logiciel MATLAB/SIMULINK pour simuler son comportement. L'objectif de cette étude est de développer un modèle de convertisseur DC/DC abaisseur et d'analyser sa réponse en boucle fermée avec un régulateur PID.

À la fin de ce chapitre, nous commencerons par un bref rappel sur les ensembles flous ainsi qu'une vue d'ensemble de la logique floue. Ensuite, nous décrirons les notions générales ainsi que l'architecture algorithmique et structurale d'un système de commande floue, et une comparaison entre les trois techniques de commande (PID-SMC-LF).

#### 2.2 Commande du convertisseur DC/DC de type abaisseur par un régulateur PID

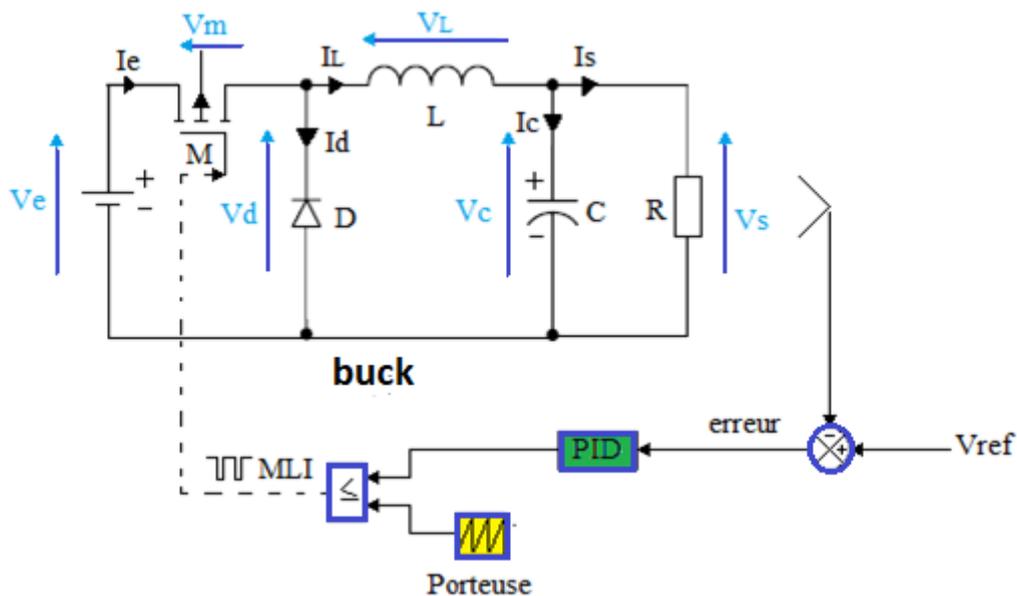


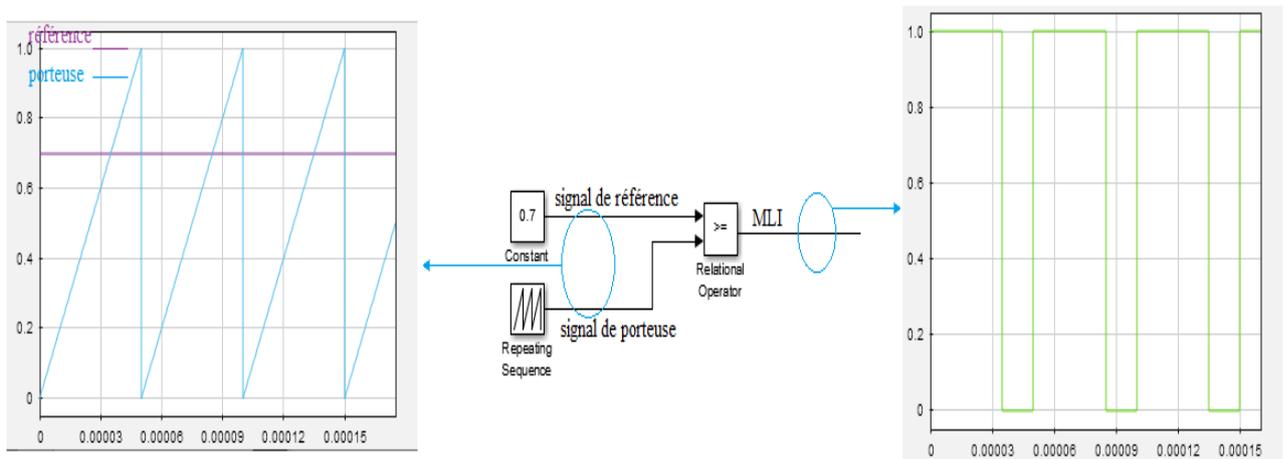
Figure 2-1 : Commande d'un hacheur abaisseur utilisant PID.

La commande de notre hacheur est basée sur un régulateur (correcteur) PID (Proportionnel, Intégrateur, Dérivateur) qui permet d'effectuer un asservissement et une régulation de ce convertisseur en boucle fermée, la loi de commande de ce correcteur est donnée dans le cahier de charge par le concepteur. L'entrée de ce correcteur est la comparaison (l'erreur) entre le signal de référence (la tension désirée) et le signal de la valeur de sortie (tension de la charge). La sortie de ce régulateur va être comparée avec une porteuse cette technique est appelée MLI, le résultat de cette comparaison va commander l'interrupteur M [4].

### 2.2.1 Principes de la commande par MLI (PWM) :

La modulation à largeur d'impulsion (MLI) est une méthode de modulation dans laquelle la période reste constante, mais le rapport cyclique est ajustable. Cette technique est largement utilisée pour contrôler la vitesse des moteurs électriques, notamment dans les variateurs de fréquence tels que les cyclo-convertisseurs, les redresseurs, les hacheurs et les onduleurs. Elle repose principalement sur la comparaison de deux signaux :

Un signal continu appelé signal de référence et un autre signal appelé signal de porteuse, de fréquence plus élevée que le premier. Les points de commutation sont déterminés par les intersections entre la porteuse et l'onde modulante, ce qui fixe la fréquence de commutation de l'interrupteur.



**Figure 2-2 :** MLI schéma avec signaux d'entrée et sortie

Si signal de réf > signal de porteuse alors S = 1

Si signal de porteuse > signal de réf alors S = 0

### 2.2.2 Modèle mathématique du convertisseur abaisseur avec PID :

PID est un régulateur qui support des trois actions P, I et D, il caractérise par réunir les effets positifs des trois correcteurs de base (Proportionnel, Intégrateur et Dérivateur). Avantage de terme I, il permet l'annulation d'une erreur statique tout en autorisant avantage de l'action D des performances de rapidité à celles d'un régulateur PI. La loi de commande est de la forme [5]:

$$R(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.1)$$

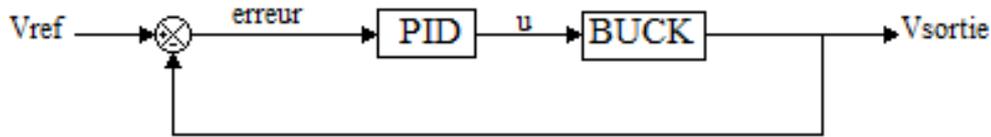


Figure 2-3 : Contrôleur PID pour un convertisseur DC/DC abaisseur.

En applique le transformeur de Laplace sur l'équation (1-29)

$$v_e \cdot U(s) = Lc \cdot S^2 v_s(s) + \frac{L}{R} \cdot S v_s(s) + v_s(s) \quad (2.2)$$

$$F(s) = \frac{v_s(s)}{U(s)} = \frac{\frac{v_e}{Lc}}{S^2 + \frac{1}{Rc}S + \frac{1}{Lc}} \quad (2.3)$$

Et sur l'équation (2-1) donc la fonction du transfert du régulateur PID est écrite comme

suite :  $R(s) = \frac{K_i + K_p S + K_d S^2}{S}$

Donc, le système aperçu dans la Figure 2-3 sera d'écrire :

$$T(s) = \frac{R(s) \times F(s)}{1 + R(s) \times F(s)} \Rightarrow T(s) = \frac{\frac{v_e}{Lc} (K_i + K_p S + S^2 K_d)}{S^3 + \left(\frac{1}{Rc} + \frac{K_d \times v_e}{Lc}\right) S^2 + \left(\frac{1 + K_p \times v_e}{Lc}\right) S + \frac{v_e K_i}{Lc}} \quad (2.4)$$

### 2.2.3 Simulation du système étudié utilisant la commande PID :

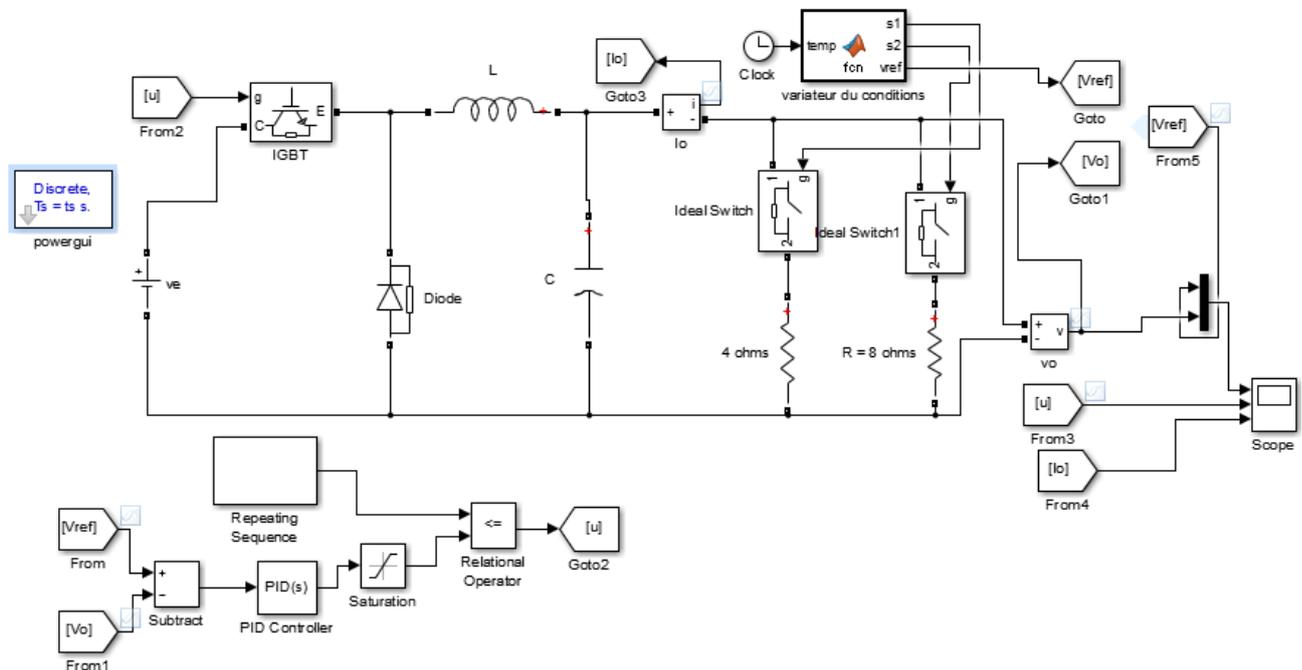
En utilisant MATLAB/SIMULINK pour simuler le circuit du convertisseur DC/DC abaisseur (Buck) dans différentes conditions de fonctionnement, l'inductance (L) et le condensateur (C) agissent comme un filtre pour réduire les ondulations de tension et de courant en sortie générées lors du découpage de la tension d'entrée. Il est donc essentiel de choisir ces valeurs avec soin. Les valeurs des composants de ce circuit que nous allons utiliser sont répertoriées dans le tableau ci-dessous :

Ve	F	L	C	R
50 V	50 KHz	10 mH	200 $\mu$ F	4 $\Omega$

**Tableau 2-1 :** Valeurs des éléments définissant le convertisseur DC/DC abaisseur.

Si l'on suppose  $K_p = 100$  .  $K_i = 100$  .  $K_d = 0.001$  . Valeurs positives respectivement pour le terme proportionnel, intégrateur et dérivateur. En va tester la robustesse de ce régulateur par variation de la tension de référence et variation de la charge comme le montre dans les figures (Figure 2-5) et (Figure 2-6).

En débit, la tension de référence est  $V_{ref}=25V$  et la charge est  $R=4\Omega$ , nous avons remarqué que la tension suit correctement la tension souhaitée avec de temps de réponse 0.00370 seconde en présence de dépassement de 2.65V d'une durée de 0.00316 secondes. A l'instant  $t=0.04$  s en fait un changement sur la charge de  $R=4\Omega$  vers  $R=8\Omega$  nous avons Remarqué un pic de 6.7V mais cette perturbation a été rejeter dans une durée de 0.002 seconde.



**Figure 2-4 :** Schéma bloc de la commande par un régulateur PID sur MATLAB/Simulink.

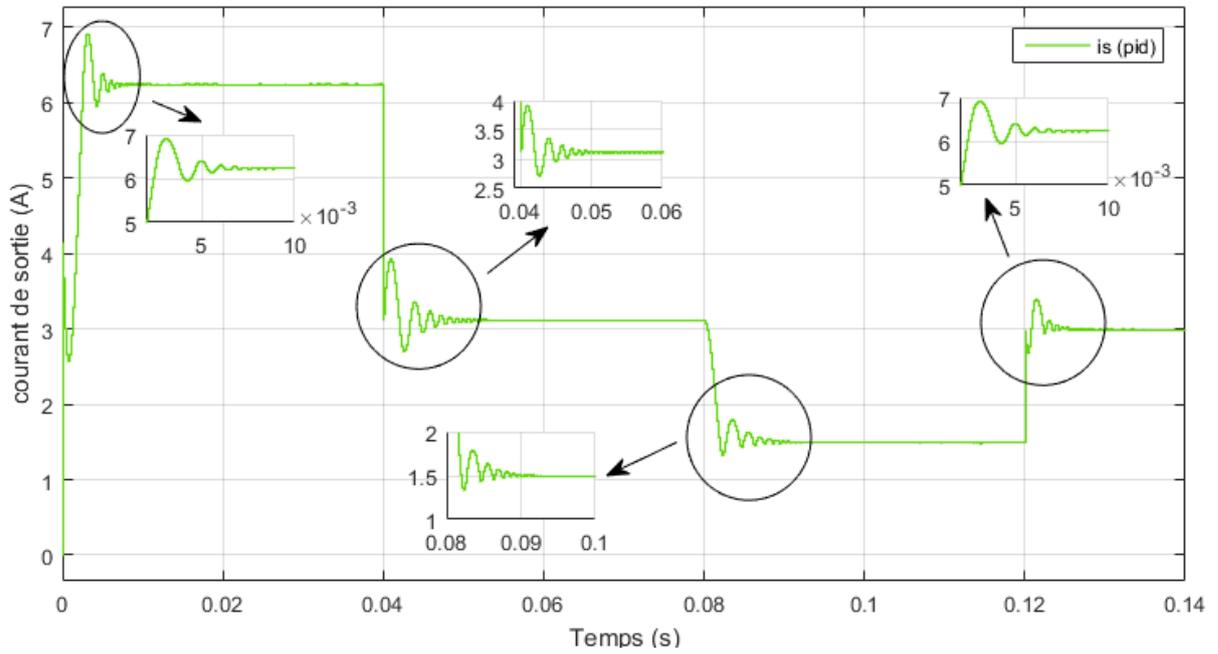


Figure 2-6 : Réponse de courant de sortie  $i_s$  (PID).

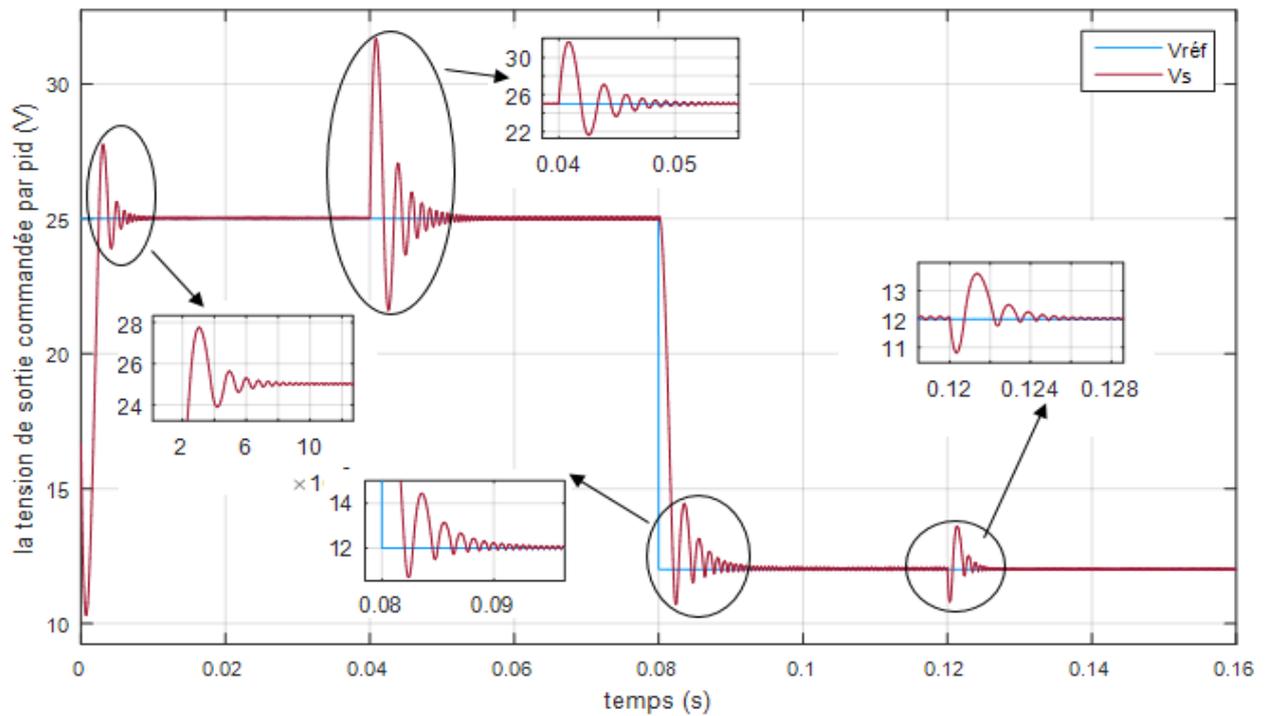


Figure 2-5 : Réponse de tension de sortie  $V_s$  (PID).

Ensuite, nous avons changé la tension désirée de  $V_{ref}=25V$  vers  $V_{ref}=12V$  mais en sauvegardons la même valeur de la charge (c'est-à-dire  $R=8\Omega$ ), la tension de sortie est encore de suivi la tension désirer avec enregistrement un dépassement de  $1.35V$  d'une durée de  $0.00242$  secondes.

En fin, nous avons fait une autre perturbation sur la charge à l'instant  $t=0.12s$  de  $R=8\Omega$  vers  $R=4\Omega$ , une chute de tension sur la sortie a été remarquer d'une valeur de  $1.17V$  mais elle a été négliger d'une durée de  $0.00073$  secondes.

La tension de sortie ( $V_s$ ) présente une valeur similaire que celle de sa référence avec enregistrement d'une erreur statique très tolérable en régime permanent

### 2.3 Commande par mode de glissement (SMC) :

La méthode des modes glissants vise à diriger la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement, puis à la faire commuter en utilisant une logique de commutation adaptée autour de cette surface, jusqu'à atteindre le point d'équilibre, ce qui caractérise le phénomène de glissement. [1]

Cette commande est employée pour la supervision de systèmes linéaires et non linéaires dans divers domaines tels que la robotique, l'aviation militaire, et les opérations sous-marines, notamment pour réguler les véhicules amphibies...[4]

#### 2.3.1 (SSV) système a structure variables :

Dans les SSV, on peut trouver deux configurations de base différentes. La première change la structure par commutation entre deux retours d'état différents.

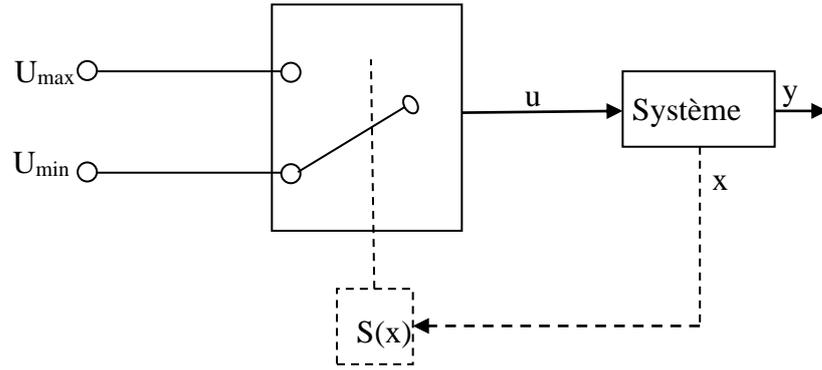
La deuxième configuration appelée : « configuration par commutation au niveau de l'organe de commande » est la plus simple.

Elle modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques. [6]

Pour la première configuration, la commande est déterminée par :

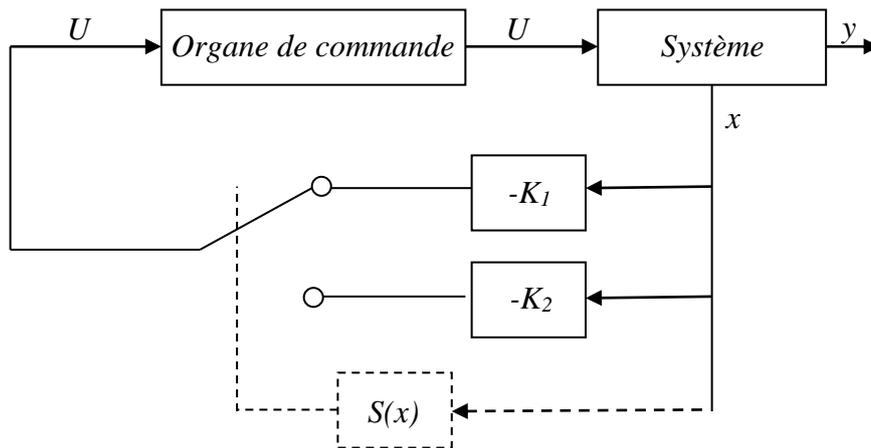
$$\begin{cases} U_C = -k_1 \cdot x & \text{si } S(x) > 0 \\ U_C = -k_2 \cdot x & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Le système opère en mode glissant, et son comportement dynamique est défini par la condition où  $S(x) = 0$ .



La seconde configuration requiert un organe de commande capable d'une action à deux positions, avec une commutation rapide entre ces positions. Cette commutation est dictée par la loi de commutation définie par [6] :

$$\begin{cases} U = U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U = U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.6)$$



Cette configuration représente un réglage à deux positions, utilisant une loi de commutation plus efficace. Une fois le régime glissant instauré, les variables d'état sont liées par l'équation  $S(x) = 0$ .

### 2.3.2 Principes fondamentaux de la commande par mode glissant :

Pour récapituler, la commande à mode glissant se compose de trois sections distinctes [7].

1. Le choix de la surface de glissement.
2. L'établissement des conditions de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

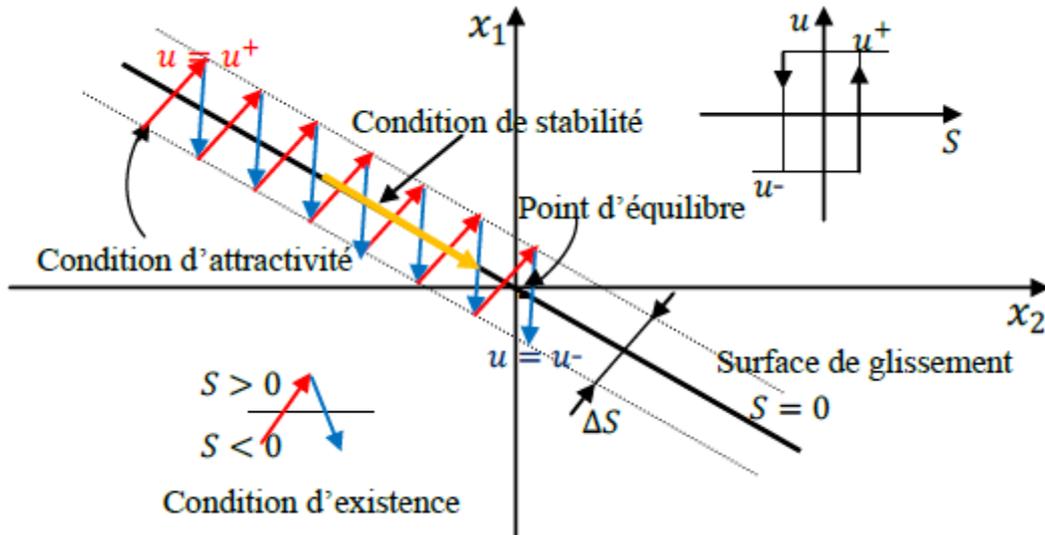


Figure 2-7 : Schéma de fonctionnement en mode glissant.

### 2.3.3 Concept de la commande via le mode de glissement :

#### 2.3.3.1 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement implique la détermination non seulement du nombre requis de ces surfaces, mais aussi de leurs formes adaptées à l'application et aux objectifs spécifiques [8].

La surface de glissement, une fonction scalaire, guide le déplacement de la variable de contrôle vers l'état souhaité du système. Bien que diverses formes de surfaces de glissement aient été suggérées, celle généralement préconisée pour assurer la convergence vers l'état désiré du système est celle définie par Soline. [8]

La structure typique de la surface de glissement, garantissant la convergence d'une variable vers sa valeur cible :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (2.7)$$

Avec :

$e(x)$ : représente l'erreur entre la valeur actuelle et désirée.

$\lambda$  : est un constant positif.

$r$  : représente le degré relatif, qui est égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie du système pour faire apparaître la commande.

L'objectif de cette technique de commande est de maintenir la surface de glissement à zéro

Pour un choix convenable du paramètre  $\lambda$ , ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire [8].

### 2.3.3.2 Conditions d'existence et de convergence :

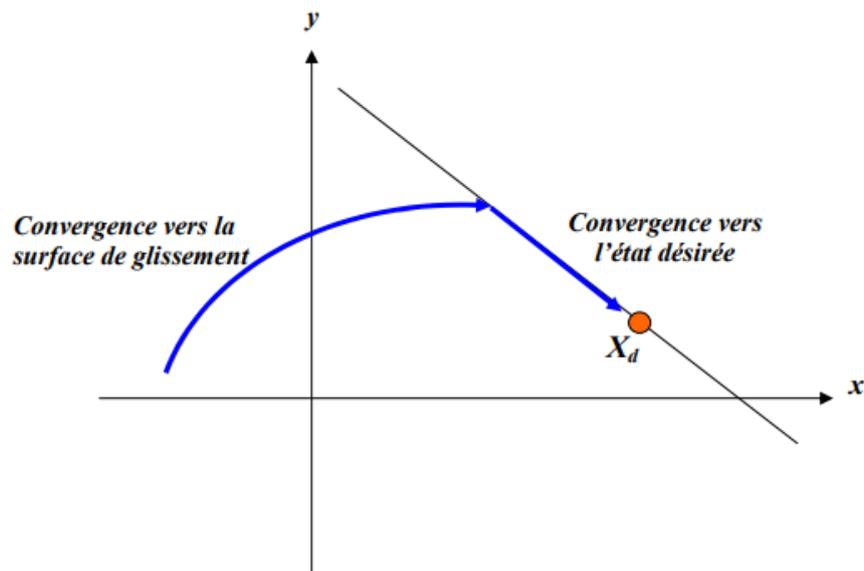
La convergence du système est illustrée par le mode de glissement dans la **Figure 2-8**.

Les critères d'existence et de convergence déterminent comment les diverses dynamiques convergent vers la surface de glissement et y demeurent malgré les perturbations. Deux aspects doivent être pris en compte pour garantir cette convergence [9] :

#### 2.3.3.2.1 Fonction de commutation :

Cette méthode, la plus ancienne, a été introduite et étudiée par Elmyanov et Utkin. Elle est formulée de la manière suivante :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (2.8)$$



**Figure 2-8 :** Convergence du système glissant.

#### 2.3.3.2.2 Fonction de Lyapunov :

On définit la fonction de Lyapunov  $V(x)$  qui est une fonction scalaire définie positive. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes linéaire et non linéaires [10]

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.9)$$

Le choix de la loi de commande doit garantir que la fonction de Lyapunov décroisse, ce qui signifie que sa dérivée doit être négative  $\dot{V}(x) < 0$ .

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (2.10)$$

Pour que la fonction de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (garantissant ainsi l'existence du mode glissant) [11].

Il est simplement nécessaire de s'assurer que :  $\dot{S}(x).S(x) < 0$

### 2.3.3.3 Détermination de la loi de commande :

La loi de commande de la méthode de commande à mode glissant se compose de deux éléments :

- La commande équivalente
- La commande discontinue.

$$U = u_{eq} + u_d \quad (2.11)$$

$u_{eq}$ : représente la commande équivalente, calculée en supposant que le comportement du système pendant le mode glissant est décrit par :  $S(x) = 0$

La commande non linéaire  $u_d$  est conçue pour assurer que la variable à contrôler soit attirée vers la surface de glissement et pour satisfaire à la condition de convergence. La fonction la plus simple est la fonction signe (relais simple).

Il sera illustré comment le système de commande est conçu pour répondre à un système non linéaire, à savoir :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (2.12)$$

#### 2.3.3.3.1 Commande équivalente :

En se référant aux équations (2-12) et (2-11), on peut déduire la commande équivalente  $u_{eq}$  comme suit :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t).u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t).u_d] \quad (2.13)$$

Lorsque le système est en mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface devient nulle, ce qui nous conduit à :

$$u_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \cdot \left[ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right] ; u_d = 0 \quad (2.14)$$

En substituant  $u_{eq}$  dans l'équation (2-12), on dérive l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x, t) - g(x, t) \cdot \left[ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \cdot \left[ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right] \quad (2.15)$$

Cette équation décrit la dynamique du système équivalent lorsqu'il se trouve dans la surface de glissement. La commande  $u_{eq}$  peut être considérée comme la valeur moyenne de la commande  $u_{eq}$  lors des commutations rapides entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .

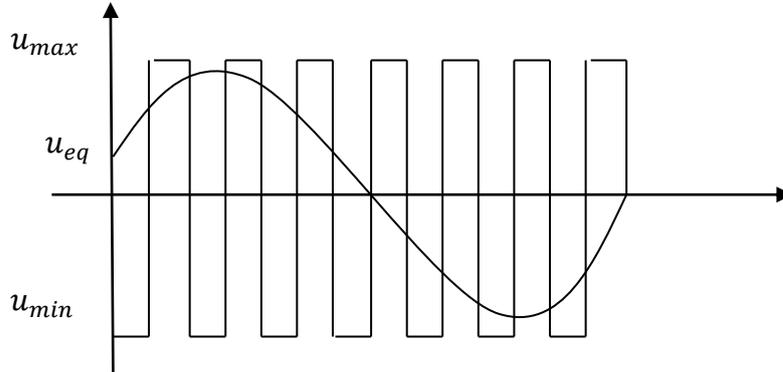


Figure 2-9 : Représentation de la commande équivalente

### 2.3.3.3.2 Commande discontinue :

L'addition du  $u_d$  terme dans la loi de commande assure l'attractivité de la surface de glissement, ce qui est déterminant pour la stabilité du système. Cette propriété est caractérisée par la vérification de l'équation (2.8) [12], qui définit la région où le mode de glissement est actif. Pendant la phase de convergence, le terme  $u_{eq}$  est remplacé par sa valeur déterminée par l'équation (2-14) dans (2-13), ce qui conduit à une nouvelle expression de la dérivée de la surface de glissement.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t) \cdot u_d] \quad (2.16)$$

La tâche consiste à déterminer  $u_d$  de manière à ce que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t) \cdot u_d] < 0 \quad (2.17)$$

Une approche directe consiste à sélectionner  $u_d$  sous la forme d'un relais qui respecte la condition équation (2-8). Cette méthode conduit à la commande suivante, comme illustré par la Figure 2-9 [12] :

$$u_d = -k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (2.18)$$

Où  $k$ , une constante positive, symbolise le gain de la commande discontinue.

Néanmoins, l'emploi d'une commande de type relais peut engendrer des dynamiques non souhaitées, notamment le phénomène de broutement.

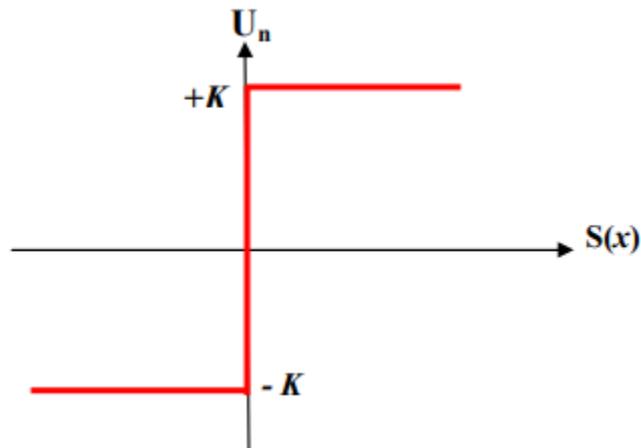


Figure 2-10 : Représentation de la commande discontinue

#### 2.3.4 Phénomène de broutement :

Dans la pratique, l'utilisation de la commande discontinue peut activer des dynamiques à haute fréquence non prises en compte dans le modèle, ce qui conduit à l'apparition de phénomènes de "réticence" ou de "broutement", également connus sous le terme anglais "chattering". Ce phénomène se manifeste par de grandes oscillations autour de la surface.

Au cours des premières années suivant son introduction, la commande par mode glissant a été freinée par ce phénomène, qui peut entraîner une usure précoce du dispositif de commande, accroître la consommation d'énergie et même provoquer l'instabilité du système en activant des dynamiques haute fréquence non prises en compte dans la modélisation. [13]

Dans certaines applications, le phénomène de broutement est inacceptable pour deux raisons principales [14] :

- À des fréquences de broutement élevées, le système peut ne plus être correctement modélisé, ce qui peut entraîner une instabilité en boucle fermée.
- Le broutement induit une dynamique significative sur les actionneurs (moteurs), pouvant réduire leur durée de vie et causer des vibrations dangereuses.

Ce phénomène de réticence survient parce que la commutation de la commande ne se réalise pas à une fréquence infinie, en raison des imperfections physiques telles que les retards et les limitations des actionneurs.

### 2.3.5 Conception de la commande SMC pour un convertisseur abaisseur conventionnel :

#### 2.3.5.1 Section théorique :

Dans ce qui suit, nous examinons l'application de la commande par mode glissant conventionnelle au convertisseur abaisseur DC/DC. L'équation dynamique de ce convertisseur est donnée par :  $x_1 = v_s$   $x_2 = \frac{dv_s}{dt}$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{-x_1}{Lc} - \frac{x_2}{Rc} + \frac{v_e}{Lc} a \end{cases} \quad (2.19)$$

Lors de la première étape, on définit une surface de glissement S avec les dynamiques souhaitées, qui peuvent être sélectionnées de la manière suivante [15] :

$$S = \lambda e + \dot{e} \quad (2.20)$$

Si  $\lambda$  est une constante positive choisie par le concepteur et que la tension désirée est  $v_r$ , alors on peut définir l'erreur de suivi et sa dérivée comme suit [12] :

$$\begin{cases} e = x_1 - v_r \\ \dot{e} = x_2 \end{cases} \quad (2.21)$$

Pour assurer l'existence du mode glissant, la commande doit répondre à la condition suivante :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (2.22)$$

Dans la deuxième étape, on élabore une loi de commande pour amener le système à accéder à la surface de glissement et à y rester jusqu'à ce qu'il atteigne l'origine du plan de phase. La commande équivalente est obtenue en appliquant les conditions d'invariance de la surface, définies par :  $S = 0$  avec  $\dot{S} = 0$

En différentiant la surface de glissement définie par l'équation (2.20) selon l'équation (2-21), on obtient l'équation (2.23) :

$$\dot{S} = \lambda x_2 + \dot{x}_2 \quad (2.23)$$

En combinant les équations (2.19) et (2.23), on arrive à l'équation (2.24) :

$$\lambda x_2 - \frac{1}{Lc} x_1 - \frac{1}{Rc} x_2 + \frac{v_e}{Lc} a = 0 \quad (2.24)$$

Ainsi, on obtient l'expression de la commande équivalente :

$$a_{eq} = \left(\frac{Lc}{v_e}\right) \cdot \left[\frac{1}{Lc} x_1 + \left(\frac{1}{Rc} - \lambda\right) x_2\right] \quad (2.25)$$

La composante discontinue de la commande est définie par :

$$a_n = -k \cdot \text{sign}(s) \quad (2.26)$$

Si  $k$  est une constante positive choisie par le concepteur, alors les combinaisons des équations conduisent à la loi de contrôle  $a_{smc}$  (pour α sous contrôle par mode glissant conventionnel), qui est donnée par l'équation suivante :

$$a_{smc} = \left(\frac{Lc}{v_e}\right) \left[\frac{1}{Lc} x_1 + \left(\frac{1}{Rc} - \lambda\right) x_2 - k \cdot \text{sign}(s)\right] \quad (2.27)$$

La stabilité asymptotique est réalisée en appliquant la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (2.28)$$

La condition de stabilité est :

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (2.29)$$

$$\dot{V} = S\left(\lambda x_2 - \frac{1}{Lc} x_1 - \frac{1}{Rc} x_2 + \frac{v_e}{Lc} a_{smc}\right) \quad (2.30)$$

On remplace l'expression de  $a_{smc}$  dans l'équation (2.30) on trouve :

$$\dot{V} = S\left(\lambda x_2 - \frac{1}{Lc} x_1 - \frac{1}{Rc} x_2 + \frac{v_e}{Lc} \left(\frac{Lc}{v_e}\right) \frac{x_1}{Lc} + \frac{x_2}{Rc} - \lambda x_2 - k \text{sign}(s)\right) \quad (2.31)$$

$$\dot{V} = S(-k \text{sign}(s)) = -S \cdot k \text{sign}(s) \quad (2.32)$$

Si :  $S > 0$

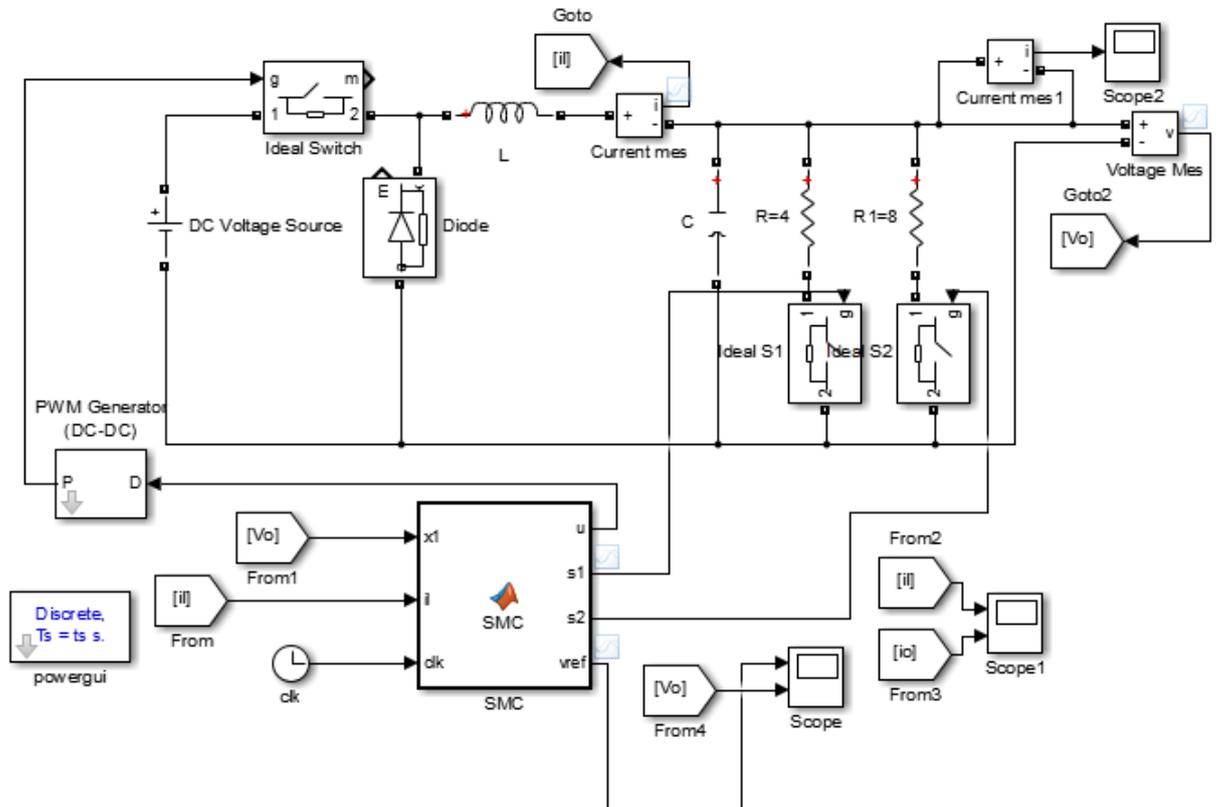
$$\dot{V} = -S \cdot k \text{sign}(s) < 0 \quad (2.33)$$

Si :  $S < 0$

$$\dot{V} = -S \cdot k \text{sign}(s) < 0 \quad (2.34)$$

Par conséquent, la stabilité de Lyapunov est satisfaite.

### 2.3.6 Simulation du système étudié en utilisant la commande par mode glissant conventionnelle(SMC) :



**Figure 2-11** : Schéma bloc de la commande par mode glissant conventionnel du convertisseur DC/DC De type dévolteur.

#### 2.3.6.1 Conception de convertisseur dévolteur utilisé :

Le cahier des charges que nous nous sommes imposés est le suivant :

- $V_{in} = 50V$
- $f = 20kHz$

Le choix d'une fréquence de commutation de 20kHz a été choisi par les raisons suivantes :

Plus la fréquence de commutation est grande, moins est grande la taille des composants réactifs utilisés (capacités et inductance). Autrement dit, la densité de puissance est plus élevée [5].

Le retard de la sortie est faible par rapport à l'entrée qui est dû au temps de commutation.

- $L = 10mH$
- $C = 200\mu F$

Les paramètres essentiels usés dans la conception de contrôleur sont ajustés par simulation en tenant compte les critères suivants :

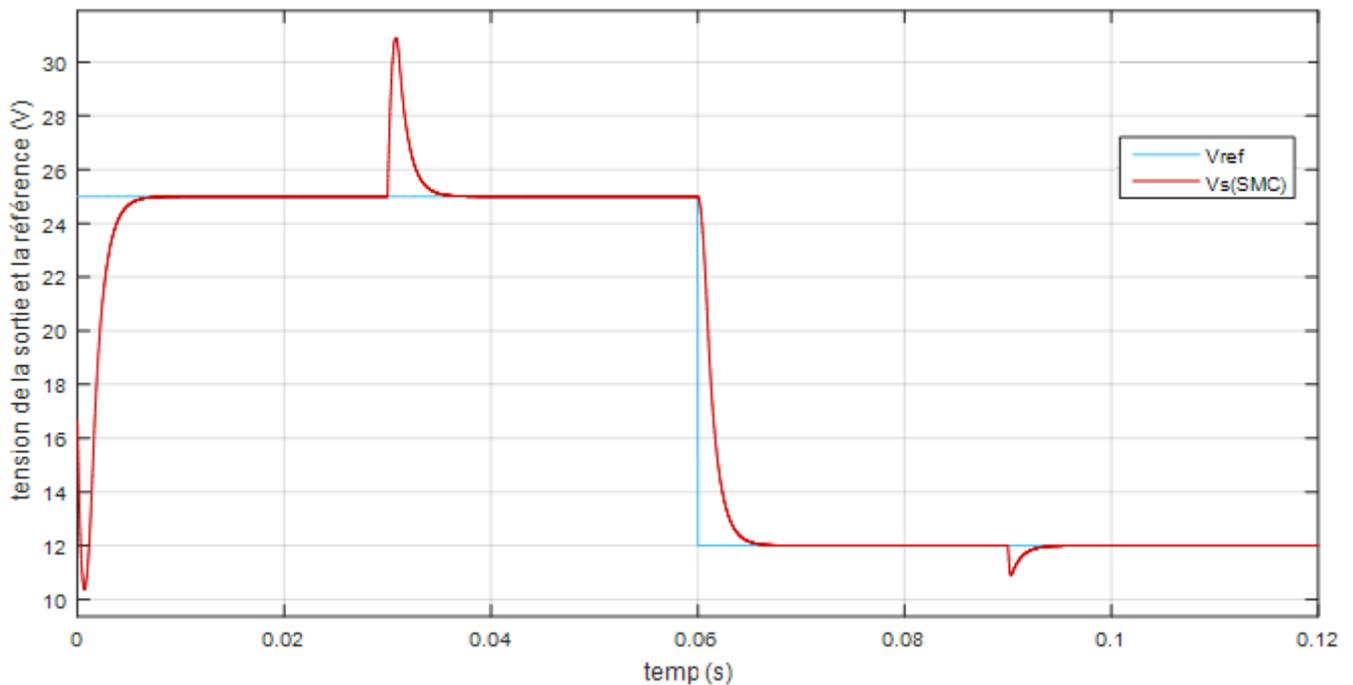
- Rapidité de la réponse sans dépassement important.
- Réduction de l'amplitude des oscillations.
- Réduction de l'erreur statique

Les conditions de fonctionnement seront une variation de la tension de référence (désiré) et la charge et être divisé sur 4 parties :

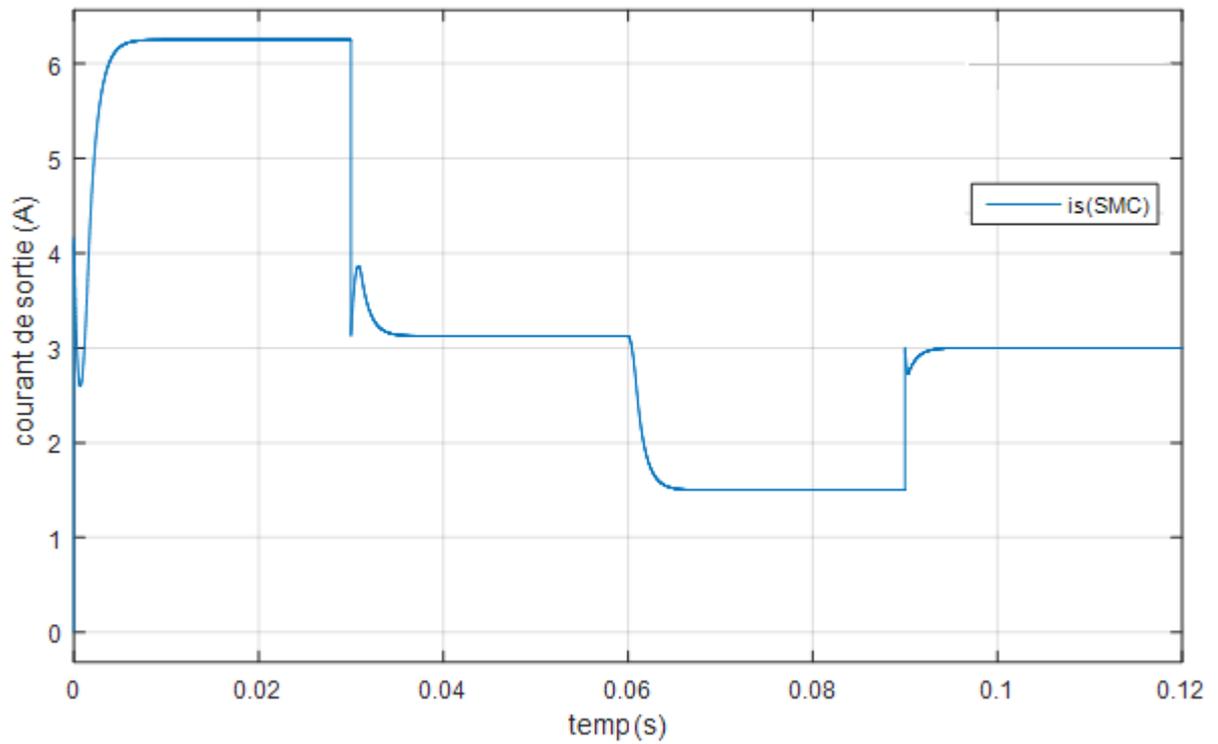
- ❖ [0s → 0.03s] : la tension de référence est 25V et la charge est 4Ω.
- ❖ [0.03s → 0.06s] : la tension de référence est 25V et la charge est 8Ω.
- ❖ [0.06s → 0.09s] : la tension de référence est 12V et la charge est 8Ω.
- ❖ [0.09s → 0.12s] : la tension de référence est 12V et la charge est 4Ω.

Et pour les signaux que nous allons visualisés : la tension de sortie  $V_s$  avec sa référence, le courant de sortie  $i_s$ , le courant de l'inductance  $i_L$ , tous représentés dans les figures suivantes respectivement (**Figure 2-12/ Figure 2-13/ Figure 2-14**).

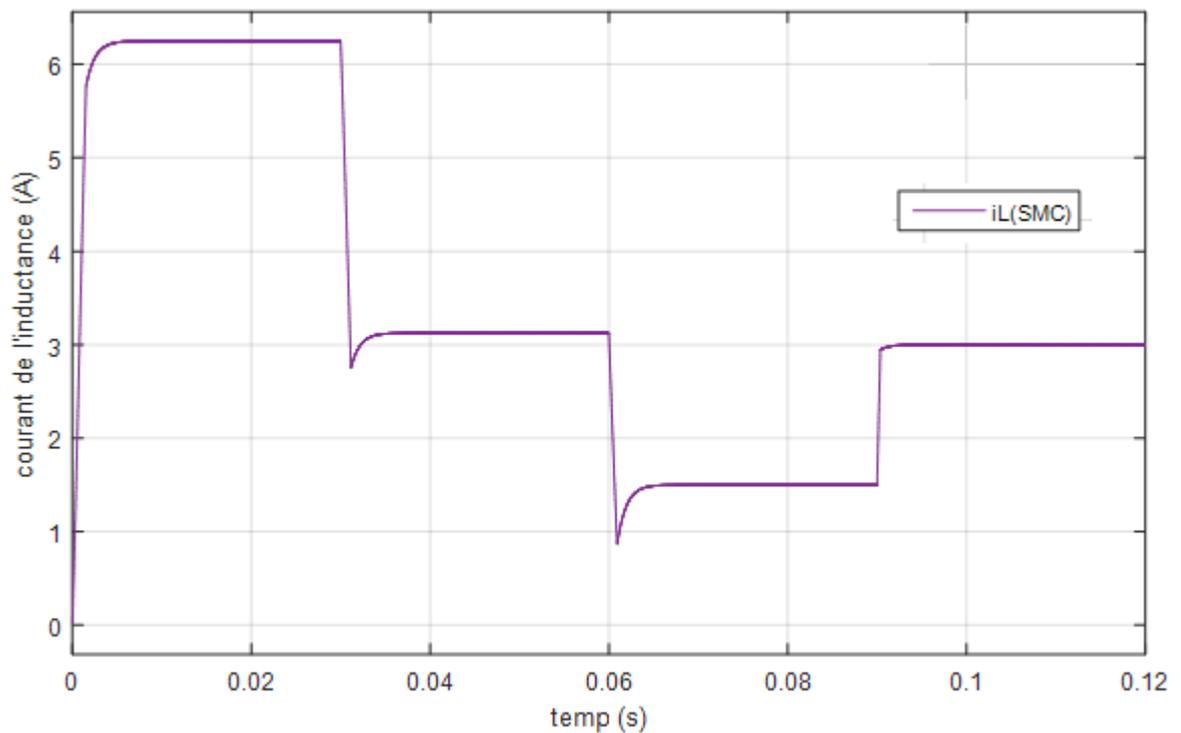
La simulation est réalisée avec un temps d'échantillonnage d'une valeur de 5μs



**Figure 2-12** : Réponse de la tension de sortie  $V_s$  avec sa référence (SMC).



**Figure 2-13 :** Réponse du courant de sortie  $i_s$  (SMC).



**Figure 2-14 :** Réponse du courant de l'inductance  $i_L$  (SMC).

Le comportement de ce système, comparé à la dernière simulation (PID), a été simplifié d'un système du deuxième ordre à un système du premier ordre, comme indiqué par l'absence de dépassement dans les signaux observés et les oscillations en régime permanent. La **Figure 2-12**

montre que la tension de sortie suit la tension de référence requise en un temps de réponse très satisfaisant et rapide de 0.00357s pour  $V_{ref}=25V$ .

Après l'application d'une perturbation sur la charge (passant de  $4\Omega$  à  $8\Omega$ ), un pic de tension de 5.89V est observé pendant 0.00253s. À  $t=0.06s$ ,  $V_{ref}$  est changé de 25V à 12V, et la tension de sortie suit sa référence en 0.00358s avec une erreur statique négligeable de  $e=3.5mV$ . Lors d'une perturbation de la charge (de  $8\Omega$  à  $4\Omega$ ), une chute de tension de 1.1V est observée, mais elle est éliminée après 0.96ms avec une erreur statique de  $e=1.7mV$ .

Les interprétations des simulations suivantes seront exposées dans un tableau à la fin du chapitre pour comparer et évaluer la dynamique et la robustesse de chaque commande. Les courants de l'inductance et de la sortie, présentés dans les figures (**Figure 2-13** et **Figure 2-14**), correspondent efficacement aux simulations effectuées.

## 2.4 Commande par logique flou (LF) :

### 2.4.1 Historique de la logique floue :

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques et appliquée dans de nombreux domaines, y compris le contrôle de processus industriels, la prise de décision, les systèmes de reconnaissance de formes, l'intelligence artificielle, la robotique, la médecine et bien d'autres encore. Des chercheurs du monde entier ont contribué à son développement théorique et pratique, rendant la logique floue une discipline essentielle dans le domaine de l'intelligence artificielle et des systèmes basés sur les connaissances [16].

### 2.4.2 Définition :

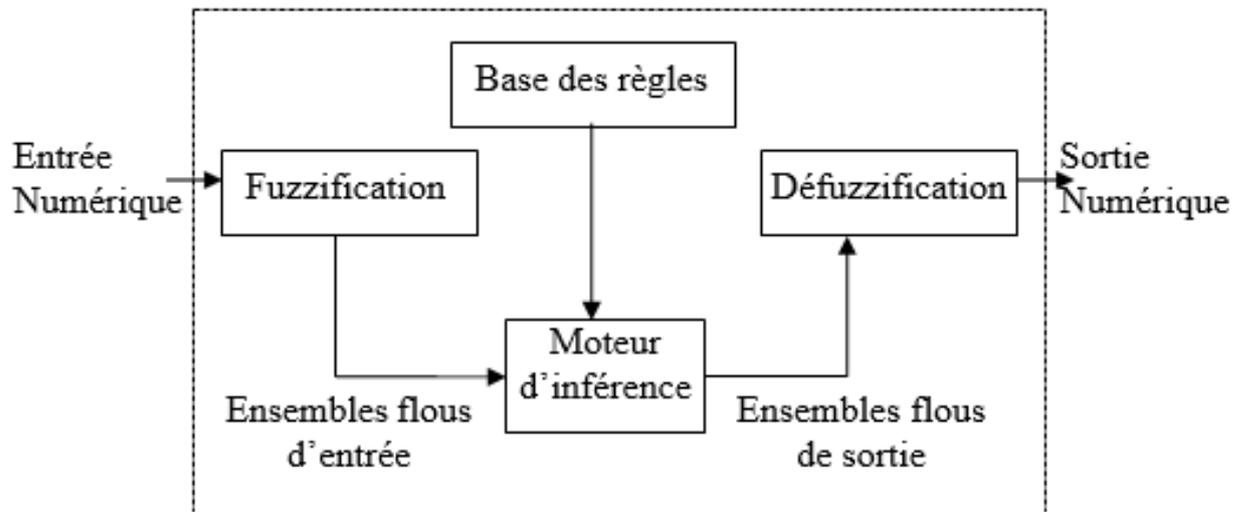
La logique floue constitue aujourd'hui une approche alternative intéressante. Elle présente plusieurs avantages tels que le raisonnement proche de celui de l'homme, Cette théorie introduite par le professeur Lotfi Zadeh. Sa capacité à contrôler des performances dynamiques et ses qualités intéressantes de robustesse.

La logique floue inspire ses caractéristiques du raisonnement humain, il permettrait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement Son but est comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui

décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [16] [14].

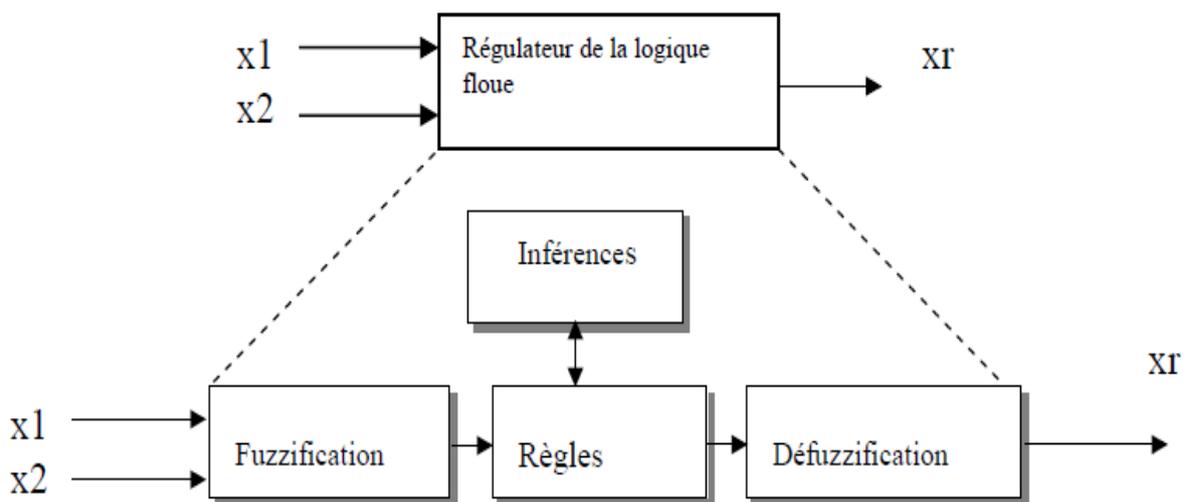
### 2.4.3 Rappel sur les systèmes flous type-1 :

La configuration d'un système flou de type-1 est illustrée dans la **Figure 2-15**. Elle se compose de quatre modules distincts, dont les explications sont fournies ci-dessous [17].



**Figure 2-15 :** Structure générale d'un système flou.

### 2.4.4 Principe et structure de la commande :



**Figure 2-16 :** Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.

Le contrôleur flou utilisé pour ajuster la tension de sortie du convertisseur est de type Sugeno. Il prend en entrée l'erreur ( $e$ ) et produit en sortie la variation normalisée de commande (variation

du rapport cyclique normalisé) [18], calculée selon les trois étapes du réglage flou. La sortie du régulateur est utilisée pour commander les interrupteurs du convertisseur afin d'ajuster le niveau de la tension de sortie.

Le schéma bloc de la structure de commande par régulateur flou d'un convertisseur statique (Buck) est représenté dans la **Figure 2-16**.

### 2.4.5 Application de la logique floue :

Tandis que son application au niveau des systèmes de réglage et de commande est relativement récente, depuis quelques années la commande par la logique floue a connu, essentiellement au Japon à partir de 1985 un essor appréciable. En effet, elle a été appliquée dans des problèmes industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés à l'énergie, le transport, les machines-outils, et la robotique, etc.... [19].

#### 2.4.5.1 Terminologie de la logique floue :

##### 2.4.5.1.1 Ensembles Flous :

Soit  $X$  un espace de points (objets) dont l'élément générateur est noté par  $x$ , c.-à-d.,  $X=\{x\}$ . Un ensemble flou  $A$  dans  $X$  est un ensemble défini par sa fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  qui associe à chaque point dans  $X$  un nombre réel appartenant à l'intervalle [3] :

$$\begin{cases} \mu_A(x): X \rightarrow [0] \\ \mu_A(x): X \rightarrow [1] \end{cases} \quad (2.35)$$

Ce nombre réel représente le degré d'appartenance de  $x$  dans  $A$ . Alors, plus le degré d'appartenance est proche de l'unité, plus l'élément  $x$  appartient à  $A$ . Si la valeur de la fonction d'appartenance est égale à l'unité, on dit que  $x$  appartient complètement à l'ensemble  $A$ . Si elle est égale à zéro, on dit que  $x$  n'appartient pas à  $A$ , et si elle est entre 0 et 1, on dit donc que  $x$  appartient partiellement à l'ensemble flou  $A$  :

$$\mu_A(x) \begin{cases} = 1 & x \text{ est un élément complet de } A \\ \in ]0, 1[ & x \text{ est un élément partiel de } A \\ = 0 & x \text{ n'est pas un élément de } A \end{cases} \quad (2.36)$$

Supposons que  $A$  et  $B$  soient deux ensembles flous avec des fonctions d'appartenance respectives définies comme  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  est  $X$  est leur univers de discours. En utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance, nous pouvons définir des opérations ensemblistes telles que l'inclusion, l'intersection, l'union et le complément [13].

- **Inclusion** :  $A$  est dit inclus dans  $B$ , propriété que l'on note  $A \subseteq B$ , si tout élément  $x$  de  $X$  qui appartient à  $A$  appartient aussi à  $B$  avec un degré au moins aussi grand:

$$u_A(x) \leq u_B(x), x \in X$$

- **Intersection** : L'intersection de  $A$  et  $B$ , que l'on note  $A \cap B$ , est l'ensemble flou constitué des éléments de  $X$  affectés du plus petit des deux degrés d'appartenance  $u_A$  et  $u_B$ .  $u_{A \cap B}(x) = \min(u_A(x), u_B(x))$   $x \in X$ .

- **Union** : L'union de  $A$  et  $B$ , que l'on note  $A \cup B$  est l'ensemble flou constitué des Éléments de  $X$  affectés du plus grand des deux degrés d'appartenance  $u_A$  et  $u_B$ :

$$u_{A \cup B}(x) = \max(u_A(x), u_B(x))$$

- **Complément** : Le complément de  $A$ , que l'on note  $\bar{A}$  est l'ensemble flou de  $X$  constitué des éléments de  $x$  lui appartenant d'autant plus qu'ils appartiennent peu à  $A$  :

$$u_{\bar{A}} = 1 - u_A(x), x \in X$$

#### 2.4.5.1.2 Variable linguistique :

Il s'agit d'une variable dont les valeurs ne sont pas numériques, mais plutôt des termes ou des expressions exprimées en langage naturel. Elle est utilisée pour représenter des connaissances imprécises ou floues concernant une variable dont la valeur précise peut être inconnue. Une variable linguistique  $x$  est généralement caractérisée par un triplet  $(x, T(x), X)$  où  $x$  désigne le nom de la variable,  $X$  son univers de discours, et  $T(x)$  son ensemble de termes ou valeurs linguistiques.[20]

#### 2.4.6 Modèle flou type Takagi-Sugeno-Kang (TSK)

Le modèle Takagi-Sugeno-Kang (TSK) est une approche de modélisation floue qui étend les principes de la logique floue pour représenter des systèmes complexes. Contrairement aux modèles flous de Mamdani qui produisent des sorties floues, les modèles TSK génèrent des sorties réelles.

$$R^{(i)}: \text{Si } x_1 \text{ et } A_1^i \text{ et } \dots \dots \text{ et } x_p \text{ et } A_p^i \text{ alors } y^i = f(x_1, \dots, x_p) \quad (2.37)$$

##### 2.4.6.1 Choix des éléments du moteur d'inférences floues

La nécessité de rendre le réglage des commandes floues plus simple conduit à prendre certaines décisions concernant la structure du correcteur. Cette section vise à exposer ces décisions. Le premier aspect concerne le choix de la forme des fonctions d'appartenance en entrée. Afin de faciliter les réglages du contrôleur flou, nous utiliserons des formes mixtes, ce qui permet de traiter très simplement des fonctions linéaires par morceaux en entrée.

Les fonctions d'appartenance sont placées de telle manière qu'à tout moment il n'y ait que deux fonctions d'appartenances activées pour chaque entrée. Ce choix apporte plusieurs avantages. Tout d'abord, en limitant les interactions entre les paramètres, la commande est ainsi considérablement simplifiée. De plus, une action très localisée sur la surface de commande est ainsi rendue possible. Enfin, limitant le nombre des fonctions actives simultanément, le temps de

calcul nécessaire au traitement flou sur le calculateur est également réduit, en vue de rendre possible une implantation sur microcontrôleur [4].

Après avoir décidé du type de fonction d'appartenance en entrée, il est nécessaire de déterminer leur nombre, c'est-à-dire la couverture de l'univers du discours. Une augmentation de ce nombre entraînera une augmentation du nombre de sous-ensembles flous, ce qui augmentera la sensibilité de la commande floue. Cependant, cela se traduira également par un nombre croissant de paramètres à régler, ce qui peut poser des problèmes en termes de temps et de difficulté de réglage. Nous avons donc choisi de fixer ce nombre à deux afin de trouver un bon compromis entre la sensibilité de la commande et la complexité du réglage [21].

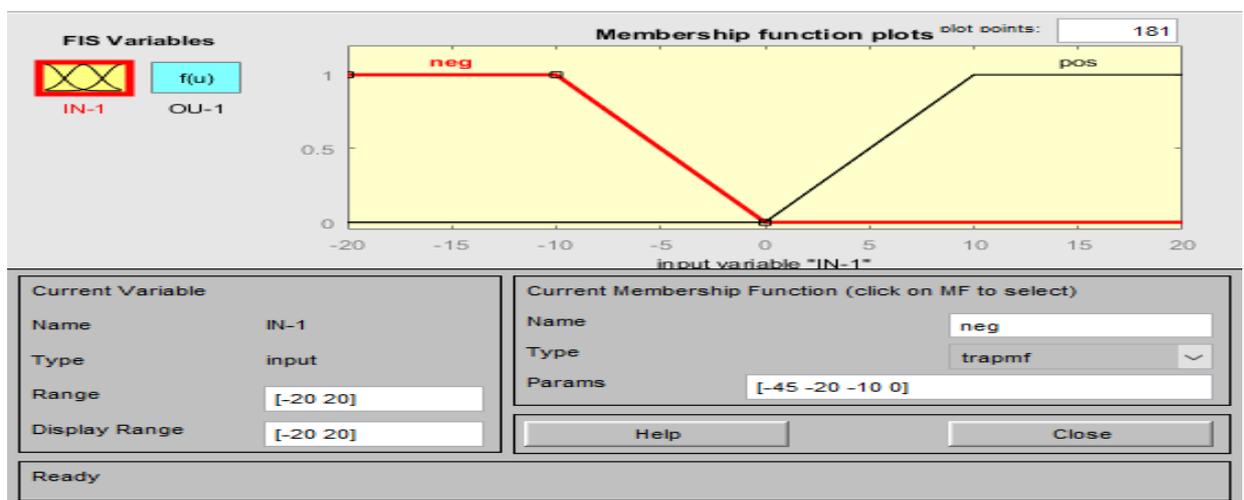


Figure 2-17 : Ensembles flous de l'entrée (erreur)

Range : [1 0]. Par ailleurs la matrice d'inférence adaptée est constituée de 2 règles récapitulées :

If (IN-1) is pos then (OU-1) is POS

If (IN-1) is neg then (OU-1) is ZE

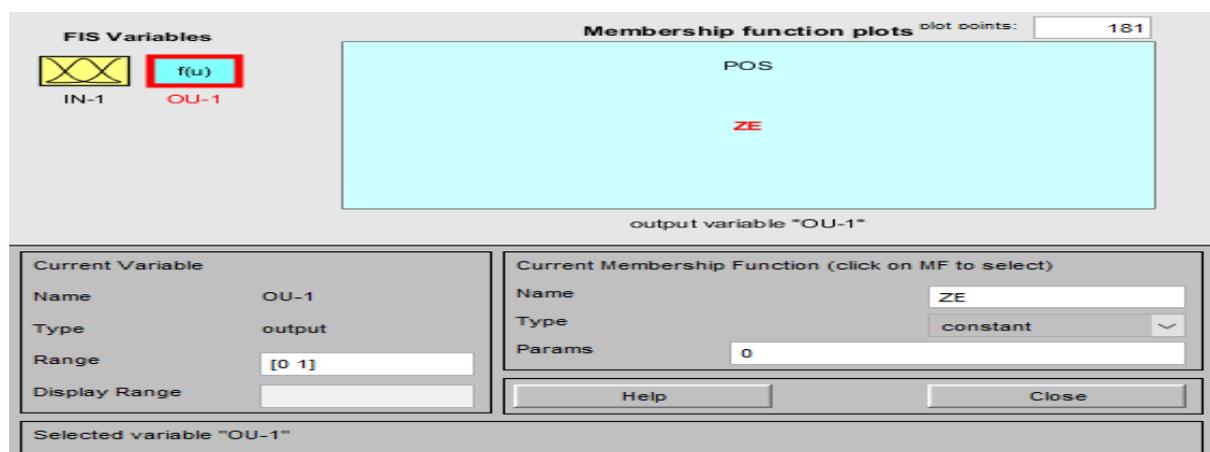


Figure 2-18 : Ensembles flous de la sortie

**2.4.6.1.1 Base de règles :**

Dans cette section, nous rassemblons dans un bloc virtuel toutes les définitions utilisées dans la théorie des ensembles flous, telles que l'univers de discours, les variables linguistiques et le choix des opérateurs. De plus, la base de règles est présentée sous forme de règles "SI...ALORS..." provenant de la stratégie de commande de l'expert [22] [23].

**2.4.6.1.1.1 Fuzzification :**

La fuzzification consiste à définir pour chacun des entrées réelles, les degrés d'appartenance relativement à chacune de ses fonctions d'appartenance. Cela conduit à obtenir pour chaque variable réelle, un ensemble de variables floues. [24]

**2.4.6.1.1.2 Inférence :**

L'inférence est une étape qui relie le signal de sortie aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [25] :

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani)
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen)
- Méthode d'inférence Somme-Produit (Sugeno)

**2.4.6.1.1.3 Défuzzification :**

Les ensembles flous de sortie sont combinés et transformés en une valeur numérique précise afin d'obtenir une réponse déterminée. Plusieurs méthodes de défuzzification peuvent être employées :

- La méthode de centre de gravité.
- La méthode de maximum.
- La méthode de surface

**2.4.7 Simulation du système étudié basé sur la commande logique floue :**

L'analyse des performances de la commande par logique floue appliquée au convertisseur DC/DC type dévolteur est évaluée sous l'environnement MATLAB/Simulink avec différentes conditions de fonctionnement.

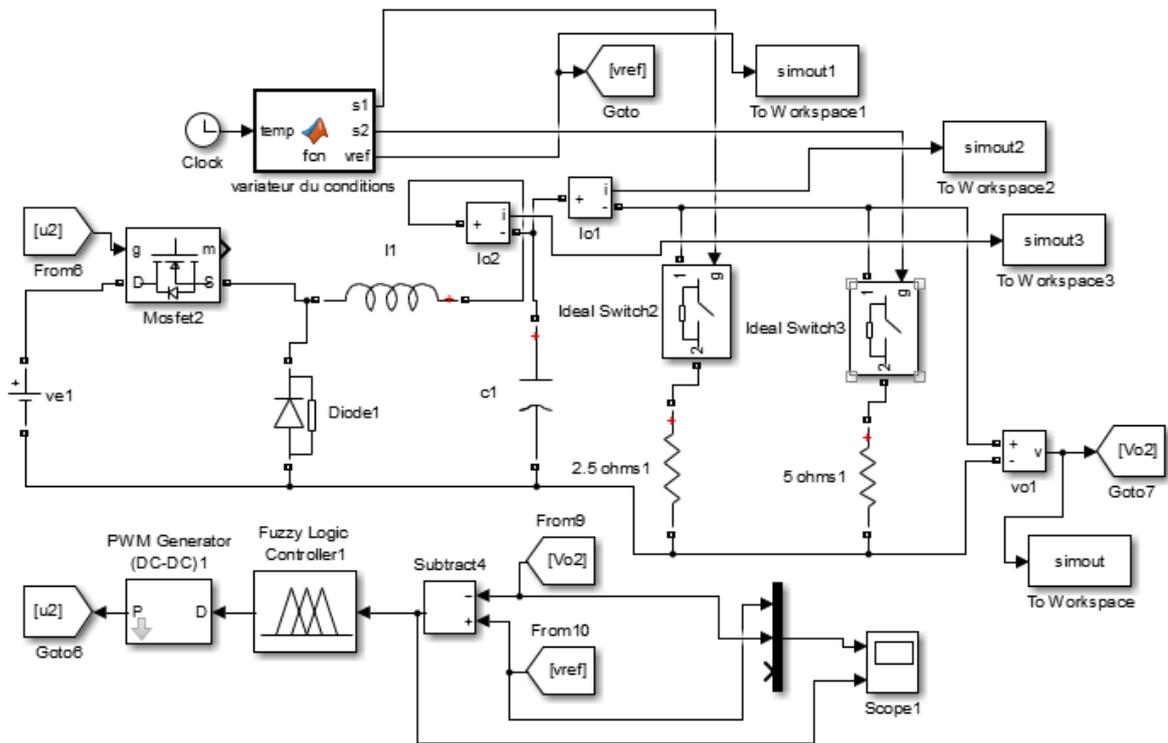


Figure 2-19 : Schéma bloc de la commande par LF du convertisseur Buck.

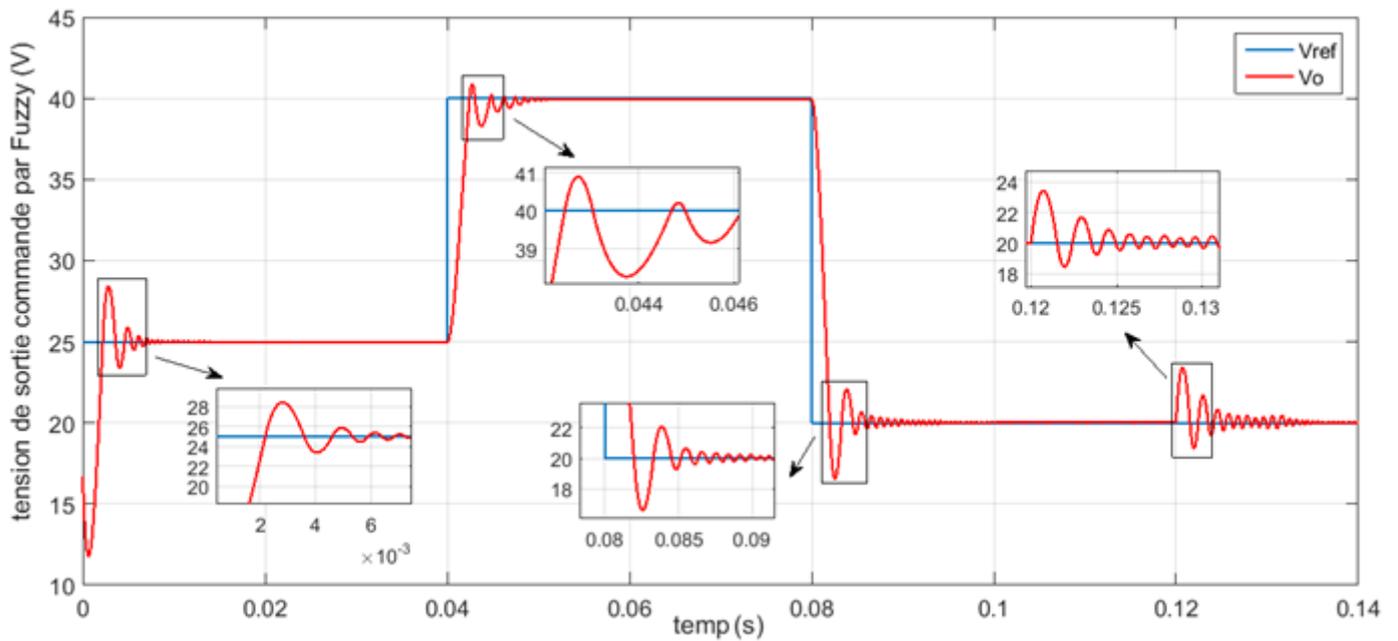


Figure 2-20 : Réponse de tension de sortie Vo (LF).

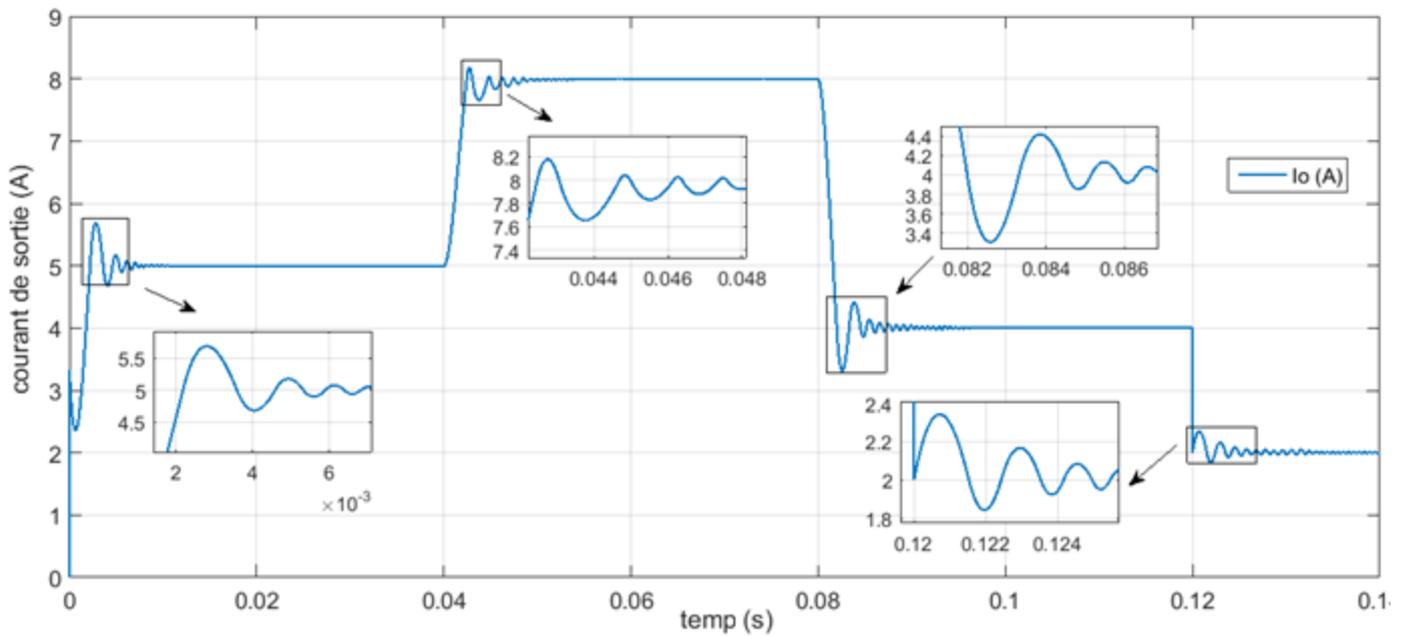


Figure 2-22 : Réponse de courant de sortie  $i_o$  (LF).

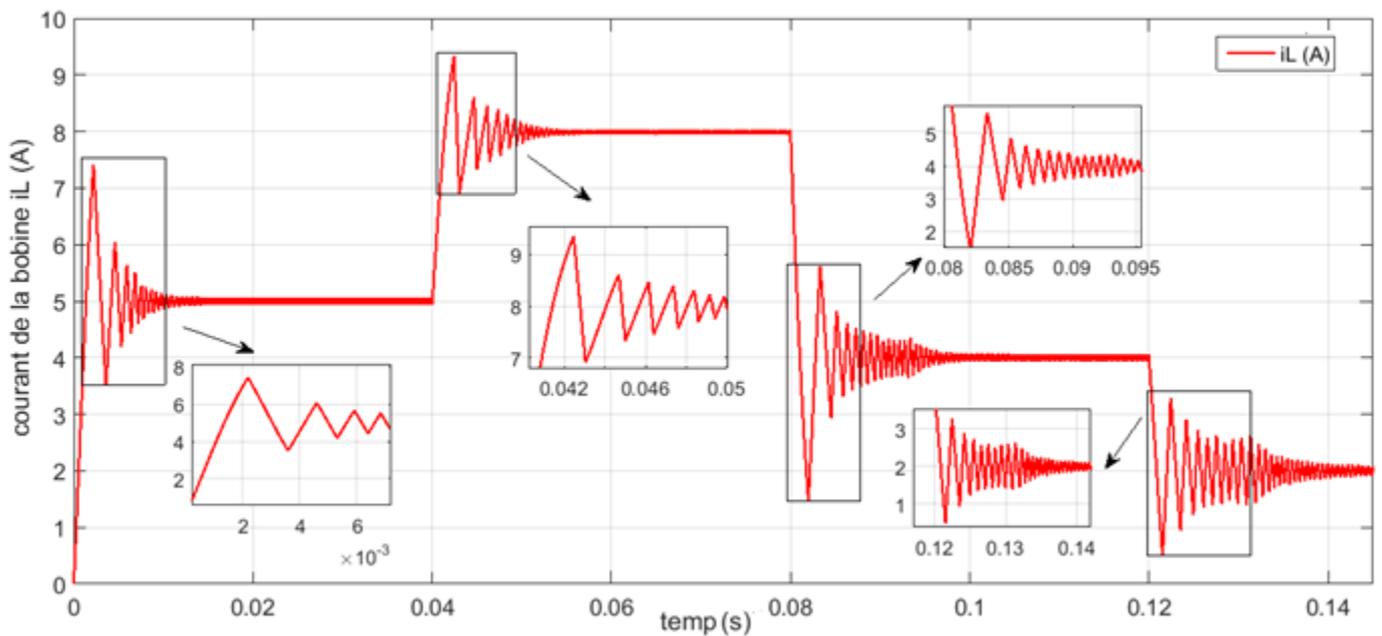


Figure 2-21 : Réponse de courant de l'inductance  $i_L$  (LF).

Les figures (Figure 2-20/ Figure 2-21 / Figure 2-22) illustrent respectivement les variations de la tension de sortie ( $V_o$ ), du courant traversant l'inductance ( $i_L$ ) et du courant de sortie ( $i_o$ ).

Pour tester la robustesse de la commande, on applique la variation de la tension de référence de 25V à 40V à l'instant  $t=0.04$  seconde et de 40V à 20V à l'instant  $t=0.08$  seconde, puis on applique la perturbation de charge de  $5\Omega$  à  $2.5\Omega$  à l'instant  $t=0.12$  seconde.

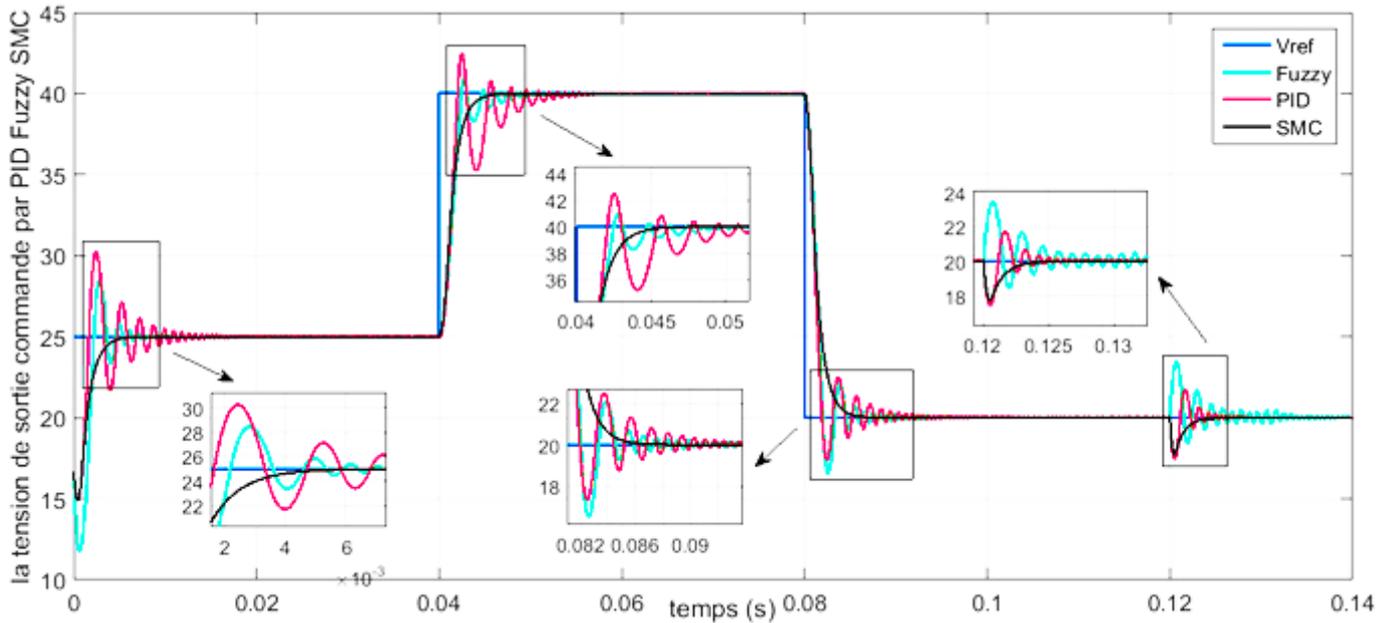
On remarque que la tension de sortie suit avec dépassement de 3V d'une durée de 0.002 secondes, avec un temps de réponse de 0.004seconde. Lors de l'application de la variation de la charge pour une tension de sortie de 20V, une chute de tension de 3.5V a été enregistrée pendant un temps  $t=0.01$  seconde. Après ce temps, la tension de sortie reprend sa valeur de référence de 20V grâce au contrôle appliqué.

Les courants de l'inductance et de la sortie montrés par les figures (**Figure 2-21/ Figure 2-22**) réagissant positivement aux différents tests de robustesse effectués avec enregistrement de légers dépassements pour le courant de l'inductance.

#### 2.4.8 Analyse comparative approfondie des trois méthodes de commande (SMC, PID, LF) :

Technique utilisée	Temps de réponse pour atteindre la référence de 25v	Chute de tension pour la variation de la charge	Temps du rejet de perturbation
SMC	0.00357seconde	3V	0.004
PID	0.0046seconde	2V	0.005
LF	0.00368 seconde	3V	0.01

**Tableau 2-2** : Présente une comparaison des trois techniques de commande étudiées.



**Figure 2-23 :** Analyse de la fluctuation de la tension de sortie en fonction des variations de la référence et de la charge à travers l'application de trois méthodes différentes (SMC, PID,LF).

## 2.5 Conclusion :

Les techniques de commande PID, par mode glissant et par logique floue proposent différentes stratégies pour la régulation des systèmes. La commande PID se distingue par sa simplicité et sa popularité grâce à sa robustesse et son efficacité. La commande par mode glissant est particulièrement efficace pour les systèmes non linéaires, offrant une excellente résistance aux perturbations. La commande par logique floue se caractérise par sa capacité à gérer de manière flexible et intuitive des systèmes complexes. Chaque méthode présente des avantages spécifiques et est adaptée à des applications particulières, améliorant ainsi la performance et la stabilité des systèmes-régulés.

## **CHAPITRE 3 : Commande de convertisseur Buck par les techniques MPPT (P&O-Fuzzy)**

### **3.1 Introduction :**

Les énergies renouvelables ont beaucoup retenu l'attention ces dernières années en raison de la forte demande de ressources énergétiques vertes. L'importance des panneaux solaires (système d'énergie solaire) est aujourd'hui plus grande en tant que sources renouvelables car ils présentent de nombreux avantages tels que la production d'énergie électrique propre, peu d'entretien, et contrairement à d'autres sources d'énergie renouvelable, elle n'a aucune restriction géographique [26].

Les panneaux solaires, bien qu'ils soient en plus performants, ont des rendements qui restent assez faibles. C'est pourquoi il faut exploiter le maximum de puissances qu'ils peuvent générer en réduisant au maximum les pertes d'énergie qui peuvent survenir. Ce rendement peut être amélioré par des solutions utilisant la technique de poursuite du point de puissance maximale (dite technique MPPT). Cette technique fait appel à une interface entre le panneau et la charge qui est généralement un dispositif de conversion de puissance DC/DC [4]

Le but principal de ce chapitre est l'étude d'un convertisseur DC/DC abaisseur de tension commandé par un circuit d'avec MPPT permet d'extraire le maximum de puissance disponible à partir du générateur photovoltaïque (GPV) et donc améliorer le rendement de la chaîne de conversion. Avec un mode de comparaison entre le système MPPT de deux manières par P&O et par la logique floue.

### 3.2 Commande MPPT « Maximum Power Point Tracking » :

#### 3.2.1 Définition :

La commande MPPT « Maximum Power Point Tracking » est une méthode permet au générateur PV de travailler à sa puissance maximale quel que soit les conditions météorologiques d'irradiations et de température Le principe de cette commande est basé sur la variation automatique du rapport cyclique  $\alpha$  d'un convertisseur DC-DC à la valeur adéquate de manière à maximiser continuellement la puissance à la sortie du panneau PV., pour cette raison on va présenter et étudier par la suite les algorithmes de commande les plus populaires [27].

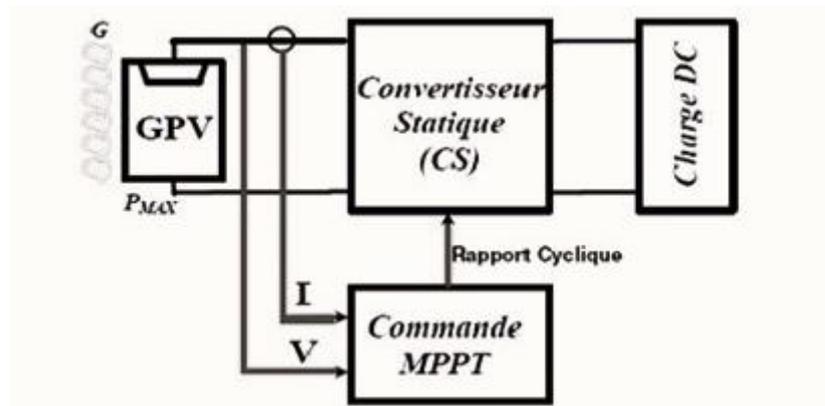


Figure 3-1 : Schéma synoptique d'une commande MPPT

#### 3.2.2 Premiers types de commande MPPT :

BOEHRINGER a utilisé la première commande MPPT au PV en 1968. C'est un algorithme simple pouvant être implémenté numériquement (Figure 3-2).

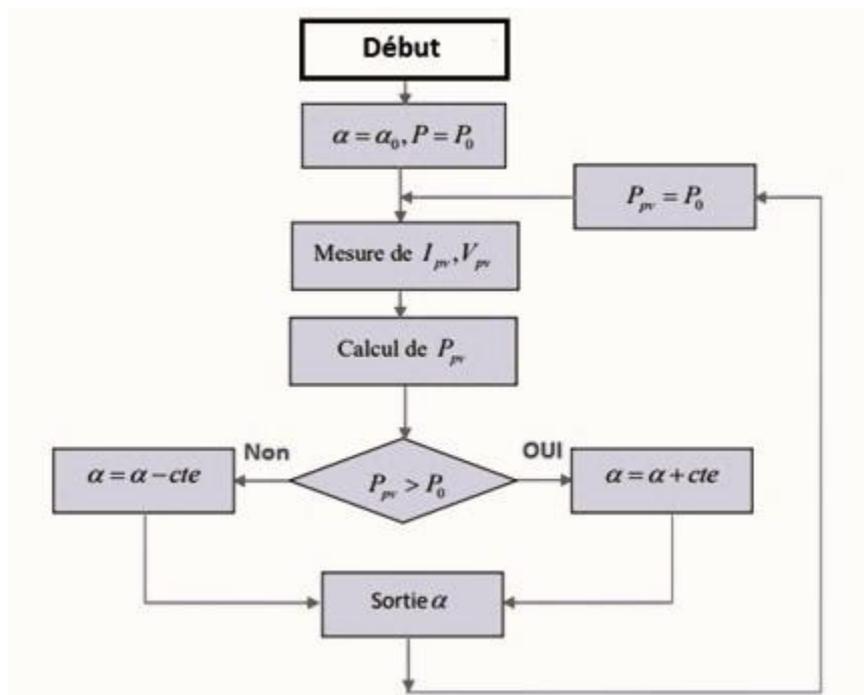


Figure 3-2 : structure organisationnelle de la première commande MPPT

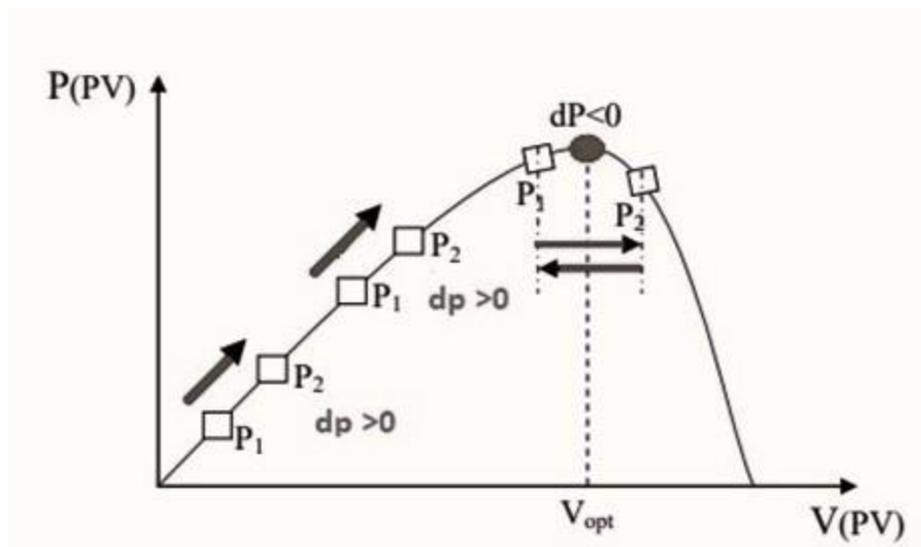
Il est destiné aux applications spatiales qui avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres [6].

### 3.2.3 Principe de travail d'une MPPT :

Nous devons chercher le point de puissance maximale, pour cela, nous comparons un point de puissance  $P_2$  mesuré à l'instant  $t$  avec un point de puissance ( $P_1$ ) mesuré à l'instant ( $t_1$ ) a **Figure 3-3**.

Si  $P_1 < P_2$ , la dérivée est positive, cela signifie que nous nous rapprochons du point de puissance maximal. Si la dérivée de puissance est négative, cela veut dire que nous avons dépassé le point de puissance maximal.

Ainsi, au démarrage du système, la recherche de PPM se fait progressivement, en cherchant le premier maximum. Les commandes MPPT présentent finalement un bon compromis de rendement en statique et dynamique mais aussi de robustesse sont basées sur une continue évaluation de la puissance et une comparaison avec l'état à l'instant précédent.



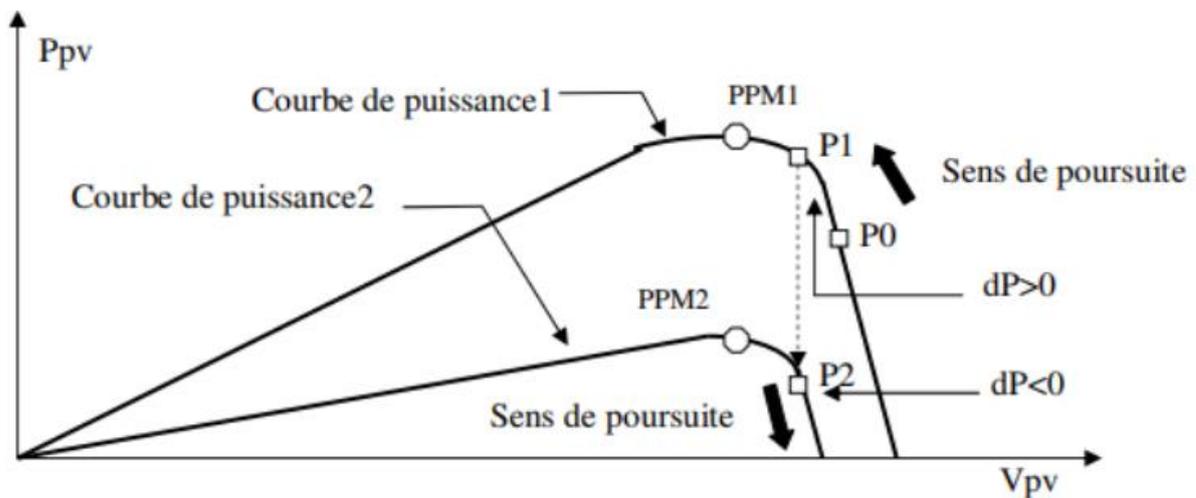
**Figure 3-3** : Principe de fonctionnement d'une commande MPPT.

Cependant, pour la plupart des MPPT, pour arriver à converger dans de bonnes conditions, quel que soit l'algorithme, il faut que les courbes de puissance délivrées par le générateur soient constantes ou lentement variables, si cette hypothèse n'est pas respectée (changements brutaux des conditions de fonctionnement) le système peut diverger. Nous avons répertorié les différents problèmes qui peuvent survenir :

La puissance délivrée par le générateur peut présenter plusieurs maximums, cela peut se produire, en particulier lorsque les diodes de protections (diodes by-pass) des cellules PV associé en série ou en parallèle se ferment.

Des changements brutaux d'éclairement et de charge peuvent survenir à tout moment sans que la fréquence de ces changements soit prévisible. Ainsi, le changement peut à tout instant avoir sa courbe de puissance modifiée et donc son PPM comme l'illustre la **Figure 3-4**. Le point de fonctionnement  $P1$  se trouve sur la partie montante de la courbe de puissance 1 avant le changement d'éclairement, suite à la variation d'éclairement, le point de fonctionnement passe de  $P1$  à  $P2$  qui se trouve sur la courbe de puissance 2.

En comparant la puissance  $P1$  à  $P2$ , on en déduit une dérivée négative, donc on inverse le sens de poursuite pensant avoir dépassé le point de puissance maximum, ici la commande MPPT perd momentanément le PPM. De plus, le changement du sens de la poursuite fait éloigner encore plus le point d'opération PPM [28].



**Figure 3-4** : Changement d'éclairement et conséquence sur les courbes de puissance d'un GPV.

### 3.2.3.1 Connexion directe entre le GPV et la charge :

La connexion directe est surtout utilisée en raison de sa simplicité de mise en œuvre, son coût minimal et sa fiabilité. En termes de rendement, même si la puissance du GPV est choisie judicieusement par rapport à la charge, ce type de connexion souffre souvent d'une mauvaise adaptation électrique et présente des pertes importantes de production d'énergie. La diode anti-retour placée entre le GPV et la charge sert de protection [29].

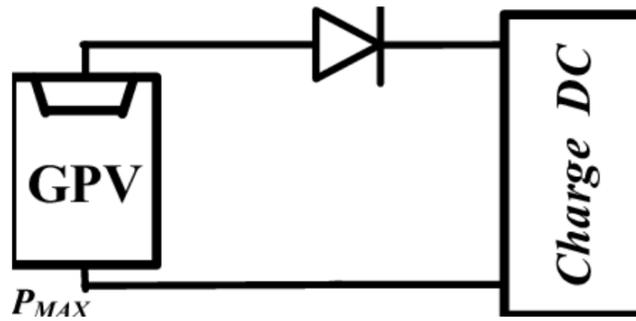


Figure 3-5 : Connexion directe entre un GPV et une charge

### 3.2.3.2 Fonctionnement optimal d'un GPV :

L'optimisation du fonctionnement d'un système de panneaux solaires photovoltaïques est essentielle pour accroître leur efficacité. La caractéristique d'un tel système est non linéaire et dépend des variations de température et d'éclairement ambiantes. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser une technique MPPT afin d'atteindre la puissance maximale disponible du système, ce qui permet d'améliorer son rendement. En d'autres termes, l'objectif est de maximiser la puissance transmise à la charge connectée aux bornes du générateur photovoltaïque [30].

Caractéristique électrique du panneau solaire GPV On peut ainsi retrouver l'allure des caractéristiques courant-tension I(V) et puissance- tension P(V) du GPV par les figures (Figure 3-6/ Figure 3-7).

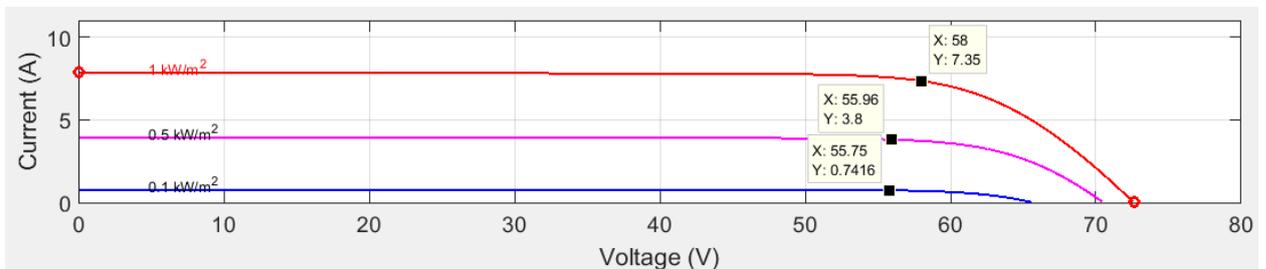


Figure 3-6 : Caractéristique I-V d'un GPV

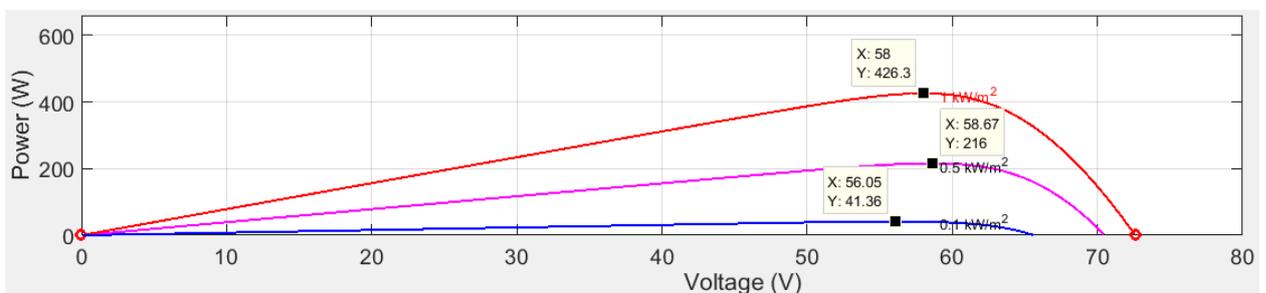


Figure 3-7 : Caractéristique P-V d'un GPV

### 3.2.4 Différents types de commandes MPPT :

Si l'on veut poursuivre le point PPM réel, il serait nécessaire d'obtenir de l'information sur la puissance réelle extraite du module PV. Cela peut être réalisé en mesurant la tension  $V_{pv}$  à la sortie du panneau et le courant  $I_{pv}$  qu'il fournit. En utilisant la formule de la puissance électrique ( $P=V_{pv}*I_{pv}$ ), différents algorithmes de contrôle peuvent être utilisés pour suivre le PPM du module PV. Trois implémentations de commande MPPT sont envisageables :

- à implantation analogique. Elle se caractérise par une simplicité dans la conception et une grande dynamique vis à vis de son équivalente numérique et aussi des diverses perturbations. Elle peut être complètement réalisée avec des composants analogiques et logiques sans qu'aucun calcul ne soit nécessaire. L'autre avantage de cette commande est sa capacité de fonctionner à des fréquences de découpages élevées. Elle peut dépasser facilement le 1MHz. Cela permet donc de réduire considérablement la taille des composants passifs (capacités et inductances) constituant le convertisseur d'énergie.
- à implantation mixte logique et analogique qui est basé sur l'addition d'un filtre nommé LFR (Loss Free Résistor). Ce concept a été développé par S.Singer dans le cas général de source de puissance fortement non linéaire.
- à implantation numérique faisant intervenir que des composants digitaux. La pièce principale de ces commandes est un microcontrôleur. Elles sont souvent incluses avec diverses fonctions notamment des protections. L'algorithme implanté est plus ou moins lourd selon la précision du système, la robustesse et la rapidité de la boucle de commande. Ainsi, parmi les nouvelles MPPT publiées récemment, on peut citer la commande MPPT de type numérique proposée par M. Matsui. Celle-ci est basée sur la mesure des tensions de sortie et d'entrée d'un convertisseur de type boost. En effet, connaissant le lien entre les grandeurs d'entrée et de sortie d'un convertisseur statique en fonction de son rapport cyclique, une fois les mesures effectuées, on peut calculer la valeur du rapport cyclique permettant de faire la meilleure adaptation source-charge. Ces types de commande sont valables en basses fréquences et puissances élevées. Leur inconvénient se manifestent lorsque la fréquence de système de conversion augmente, elles peuvent induire alors des erreurs sur la détermination du rapport cyclique optimal. De ce fait, elles peuvent entraîner des pertes importantes en rendement [31].

### 3.2.5 Différents algorithmes de contrôle MPPT :

Les méthodes de MPPT (Maximum Power Point Tracking) sont des techniques utilisées dans les systèmes d'énergie solaire pour optimiser l'efficacité de conversion de l'énergie solaire en électricité en maintenant le panneau solaire fonctionnant à son point de puissance maximale,

quelle que soit la variation des conditions environnementales telles que l'intensité de la lumière solaire et la température. Voici quelques-unes des méthodes de MPPT les plus couramment utilisées :

Il y'a des méthodes sont classées en deux variantes directe et indirecte :

### 3.2.5.1 Méthodes indirectes (Méthodes Offline) :

Les méthodes indirectes reposent sur la connaissance préalable de la caractéristique non linéaire du générateur photovoltaïque, qui n'est pas précisément disponible. Pour les mettre en œuvre, il est nécessaire de mesurer l'éclairement et la température du générateur photovoltaïque, puis de consulter la courbe de puissance afin de déterminer le courant (ou la tension) de fonctionnement optimale correspondante. Ensuite, le courant (ou la tension) mesurée du générateur est comparée aux valeurs optimales stockées dans le système de commande en fonction des conditions atmosphériques mesurées. La commande est alors ajustée pour atteindre la valeur optimale de puissance. Parmi ces méthodes, on peut citer : [32]

- La méthode de la tension de circuit ouvert du
- La méthode de court-circuit.

### 3.2.5.2 Méthodes directes (méthodes Online) :

Les méthodes directes sont des algorithmes itératifs qui recherchent la valeur optimale de la tension  $V_{pv}$  du GPV afin de maximiser sa puissance. Leur avantage réside dans le fait qu'ils n'exigent pas la connaissance préalable des caractéristiques des panneaux PV. Dans la littérature, on trouve divers algorithmes MPPT, tels que :

- La méthode de perturbation et observation (P&O).
- La méthode l'incrémentation de l'inductance (Inc-Cond), ...etc.

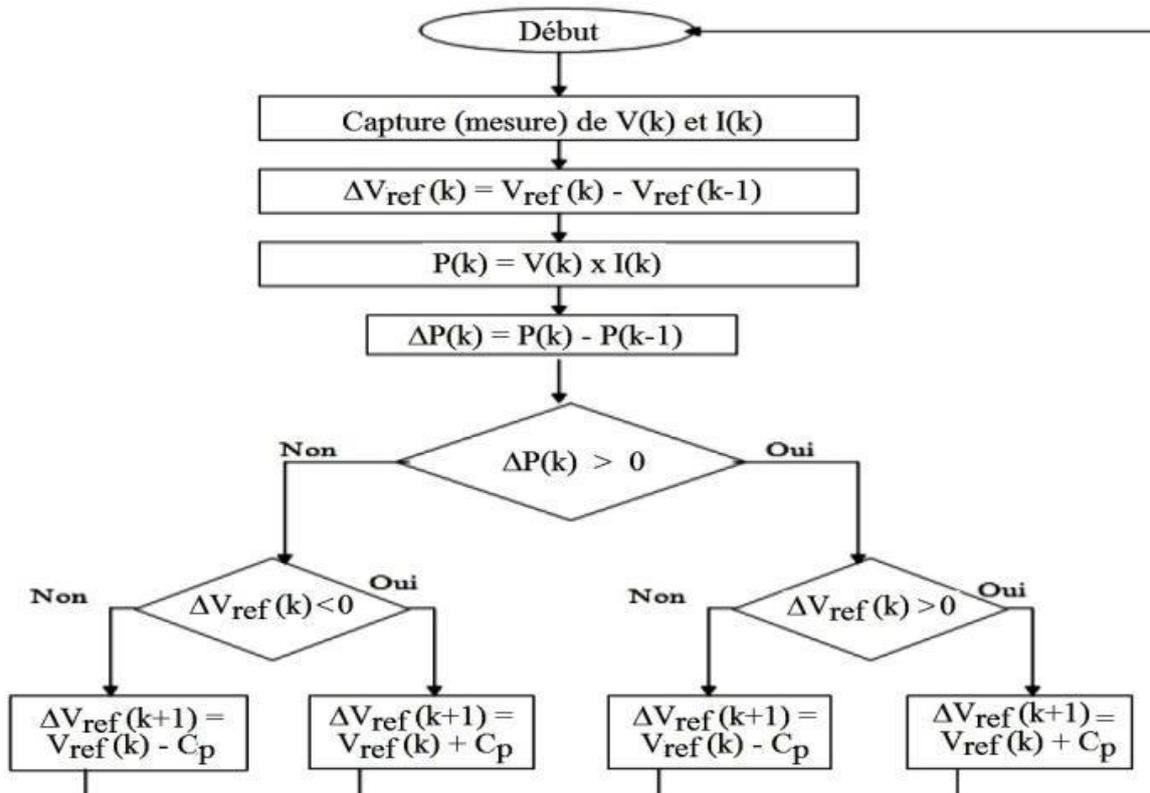
#### 3.2.5.2.1 Méthode de perturbation et observation (P&O) :

La méthode P&O est relativement simple à mettre en œuvre et ne nécessite que des mesures de tension et de courant ainsi que des calculs de puissance. Cependant, elle peut présenter des inconvénients tels que des oscillations autour du PPM, surtout lorsque les conditions environnementales changent rapidement, et elle peut ne pas être aussi précise que certaines autres méthodes plus avancées. Malgré cela, elle reste largement utilisée en raison de sa simplicité et de son efficacité dans de nombreuses applications solaires [32].

Pour expliquer le principe de cette commande extrême, partant d'une commande avec un rapport cyclique petit, et à chaque cycle, en ajustant  $\alpha$  régulièrement,  $V_{pv}$  et  $I_{pv}$  sont mesurée afin de calculer  $P(K)$ , la valeur obtenue est comparée avec la valeur  $P(K-1)$  calculée au cycle

précédent, selon cette comparaison,  $V_{pv}$  est ajustée soit dans le même sens que dans le cycle précédent soit dans une direction opposée. De cette manière, la puissance va alors augmenter, repasser par le maximum, puis diminuer ; dès détection d'une diminution de la puissance, le sens de la commande est à nouveau inversé... Finalement, le système se place en oscillation autour du maximum.

Cette oscillation permet au système de pilotage de vérifier que le maximum ne s'est pas déplacé et dans le cas échéant de le suivre mais elle entraîne une perte de rendement qui augmente avec le pas d'incrémentation de la perturbation, le point de fonctionnement moyen étant en dessous du maximum. Si ce pas d'incrémentation est large, l'algorithme du MPPT répond rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement. Le rendement de cette technique est d'environ 85%. L'inconvénient majeur de la méthode de perturbation et observation (P&O) est sa propension à osciller autour du point de puissance maximale (PPM), surtout lorsque les conditions environnementales changent rapidement. La **Figure 3-8** représente l'algorithme de la méthode P&O [32] :



**Figure 3-8** : Organigramme de la méthode P&O.

### 3.2.5.2.2 Algorithme d'incrémentation de l'inductance

Cette méthode représente l'une des solutions suggérées pour éviter les problèmes de la méthode P&O, elle consiste à établir une relation qui lie directement la variation de la puissance en fonction de la tension, de cette façon, la recherche du PPM sera établie indépendamment des caractéristiques du panneau solaire et des composants électroniques, ce qui confère à cette méthode une plus grande fiabilité. Cette méthode repose sur l'observation que la pente de la courbe caractéristique de puissance du panneau est nulle au point de puissance maximale (MPP), positive à gauche et négative à droite [33] [4].

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 & \text{AU MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > 0 & \text{a gauche du MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < 0 & \text{a droite du MPP} \end{cases} \quad (3.1)$$

Puisque :  $\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V}$

Alors, l'équation (3-1) peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{-1}{V} & \text{AU MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{-1}{V} & \text{a gauche du MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{-1}{V} & \text{a droite du MPP} \end{cases} \quad (3.2)$$

Le MPP peut donc être poursuivi en comparant la conductance instantanée ( $G_{ci} = I/V$ ) à l'incrément de la conductance ( $\Delta G_{ci} = \Delta I / \Delta V$ ), comme le montre l'organigramme de la figure (3.9).  $V_{ref}$  est la tension de référence pour laquelle le panneau PV est forcé à fonctionner. Au MPP,  $V_{ref} = V_{MPP}$ . Une fois que le MPP est atteint, le point de fonctionnement correspondant est maintenu, à moins qu'un changement dans  $\Delta I$  est noté, indiquant un changement des conditions atmosphériques et donc du MPP. L'algorithme augmente ou diminue  $V_{ref}$  pour suivre le nouveau MPP.

La taille de l'incrément détermine la rapidité de la poursuite du MPP. Une poursuite rapide peut être obtenue avec un incrément plus grand, mais le système ne pourrait pas fonctionner exactement au MPPT et oscille autour de celui-ci. Il y a donc, comme pour la méthode P&O, un compromis entre rapidité et précision.

Cette méthode peut être optimisée en approchant le point de fonctionnement près du MPP lors d'une première étape, puis en utilisant l'algorithme IncCond pour le suivre précisément dans une deuxième étape.

En général, le point de fonctionnement initial est ajusté pour correspondre à une charge résistive proportionnelle au rapport de la tension de circuit ouvert  $V_o$  sur le courant de court-circuit  $I_o$ . Ces deux solutions assurent que le vrai MPP est poursuivi s'il existe plusieurs maximal locaux. Une manière moins évidente pour effectuer la méthode IncCond est d'utiliser la conductance instantanée et l'incrément de la conductance pour générer un signal d'erreur [4].

$$e = \frac{1}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (3.3)$$

D'après l'équation (3.3), l'erreur est nulle au MPP. Un régulateur PI peut donc être utilisé pour annuler cette erreur.

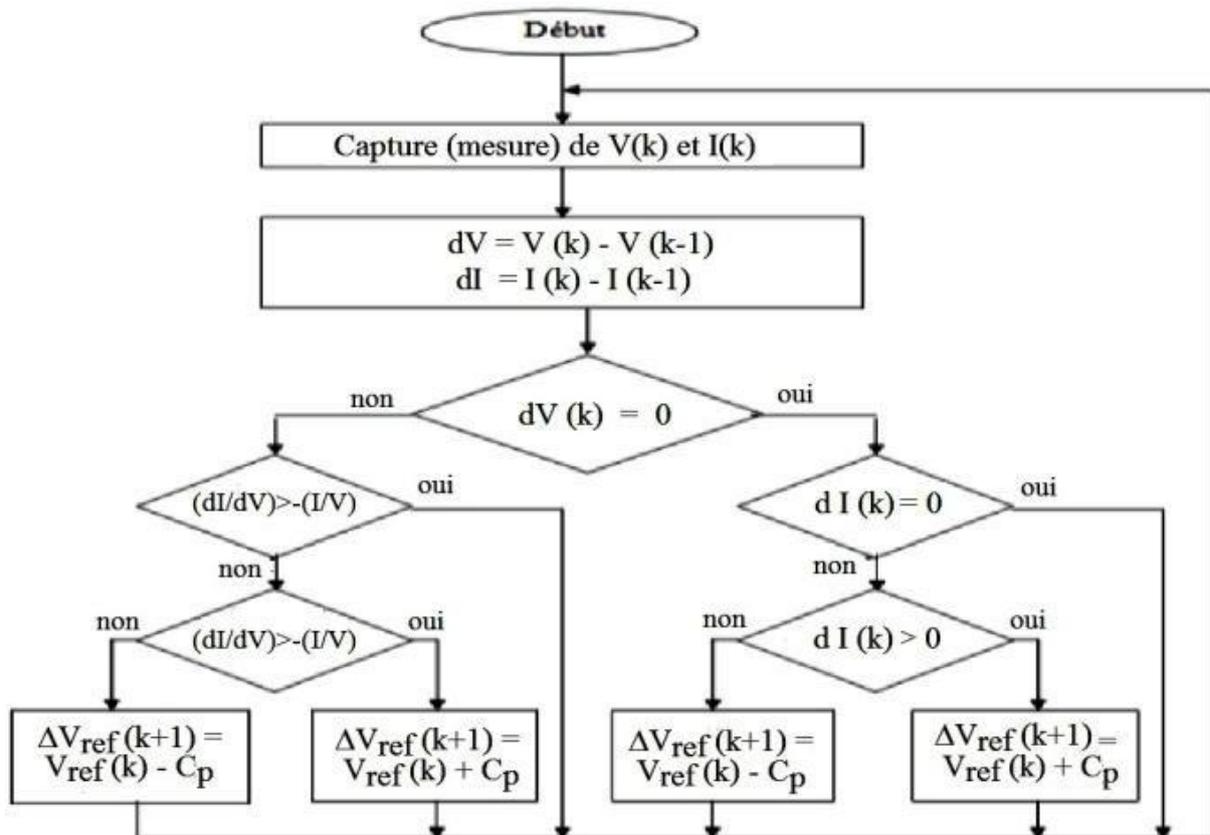


Figure 3-9 : Organigramme de la méthode IncCond.

La mesure de la tension et du courant instantanés du panneau PV nécessite deux captures. La méthode IncCond se prête parfaitement à la commande par microcontrôleur, qui peut garder en mémoire les valeurs précédentes de la tension et du courant.

Changement des conditions atmosphériques et donc du MPP. L'algorithme augmente ou diminue  $V_{ref}$  pour suivre le nouveau MPP. La rapidité de la poursuite du MPP est déterminée par la taille de l'incrément.

Un incrément plus grand permet d'obtenir une poursuite rapide, mais le système risque de ne pas fonctionner exactement au MPPT et d'osciller autour de celui-ci.

Il y a donc, comme pour la méthode P&O, un compromis entre rapidité et précision.

Cette méthode Peut être améliorée en amenant le point de fonctionnement près du MPP dans une Première étape, puis d'utiliser l'algorithme IncCond pour suivre exactement le MPP dans une deuxième étape [4] [28].

D'autres algorithmes MPPT plus complexes sont également décrits dans la littérature, souvent en utilisant des techniques novatrices :

- Les algorithmes basés sur la logique floue.
- Les algorithmes à base de réseau de neurons.
- Les algorithmes d'identification en temps réel du MPPT.
- L'algorithme de la capacité parasite (Parasitique Capacitance).
- La méthode de l'oscillation forcée.

Dans le cas où la charge est une batterie, il existe un algorithme qui vise à maximiser uniquement le courant de charge puisque la tension en sortie est constante. Cet algorithme fait ainsi appel à un seul capteur ce qui réduit considérablement le coût.

### 3.2.6 Simulation du convertisseur DC/DC abaisseur par la commande MPPT P&O :

On examine les performances de la commande traditionnelle sur un convertisseur DC/DC abaisseur en utilisant MATLAB/SIMULINK et en tenant compte de diverses conditions de fonctionnement. Les valeurs des composants du circuit électrique du convertisseur dévolteur analysé sont présentées dans les tableaux (3.1) et (3.2).

Cordes parallèles	Séries-connectés modules par chaines	Puissance maximale	tension	Courant	cellule
1	2	213.15w	36.3V	7.84A	60NCELL

**Tableau 3-1** : Paramètre du générateur PV.

Tension	capacité	Charge initiale	réponse
48V	100AH	45%	1S

**Tableau 3-2** : Paramètre de La batterie

Nous avons interprété la commande MPPT - P&O selon les figures (Figure 3-6/ Figure 3-7), et à l'aide des courbes de puissance, tension de sortie, et courant de sortie et de batterie.

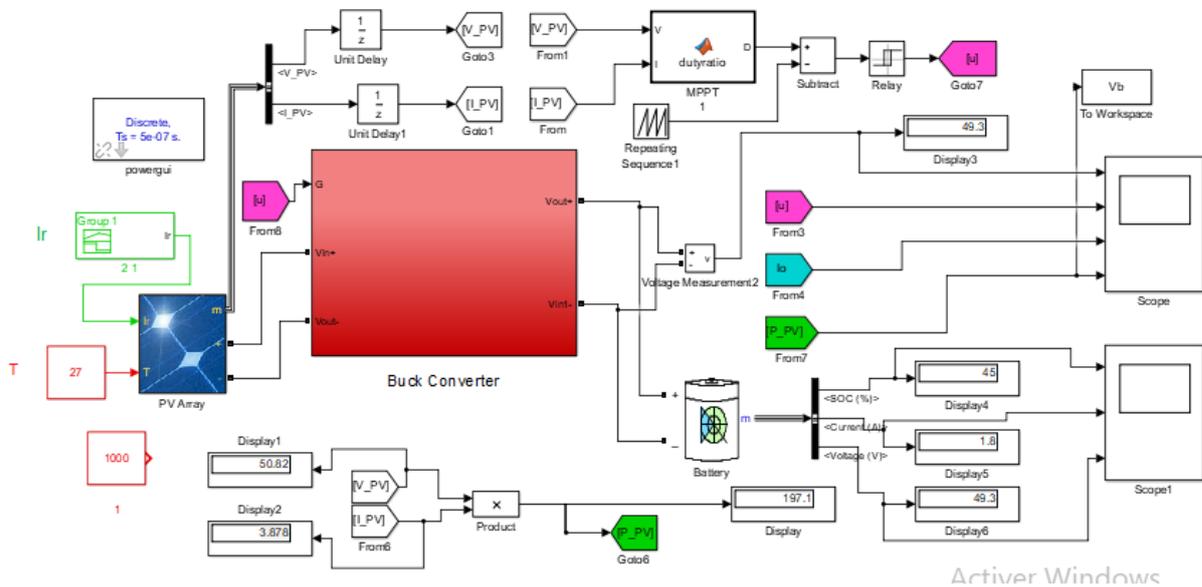


Figure 3-10 : Schéma bloc de la commande MPPT sur MATLAB/Simulink

**Zone 1 :** d'après la Figure 3-11 le GPV est exposé à irradiation=1000W/m<sup>2</sup> qui signifie en réalité que le jour est bien.

**Zone 2 :** d'après la Figure 3-11 le GPV est exposé à irradiation=500W/m<sup>2</sup> qui signifie en réalité que le jour est nuageux.

**Zone 3 :** d'après la Figure 3-11 le GPV est exposé à irradiation=800W/m<sup>2</sup> qui signifie en réalité que l'état de l'atmosphère est perturbé.

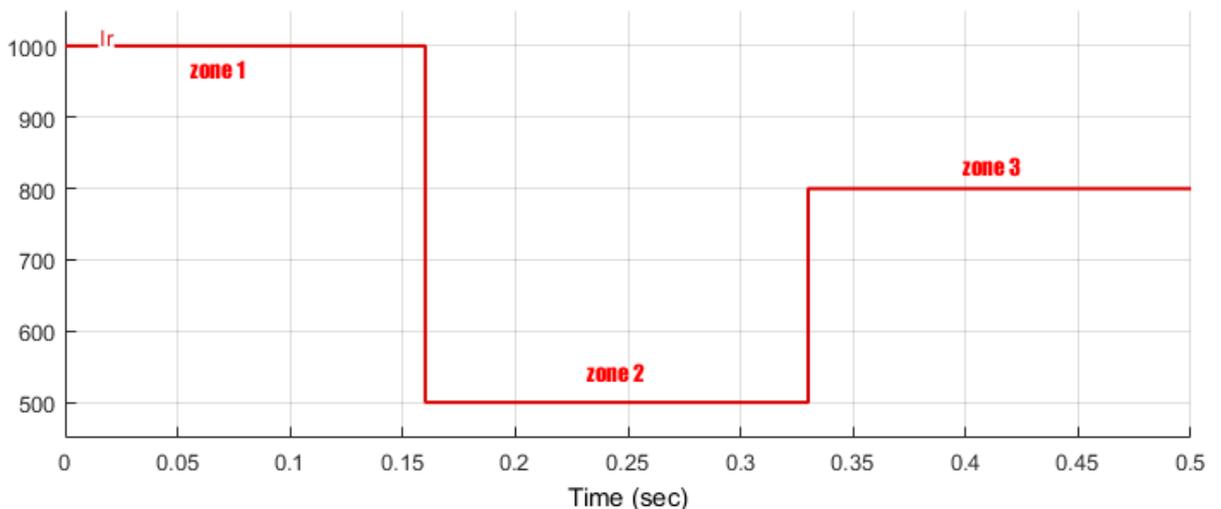


Figure 3-11 : Irradiation du module photovoltaïque.

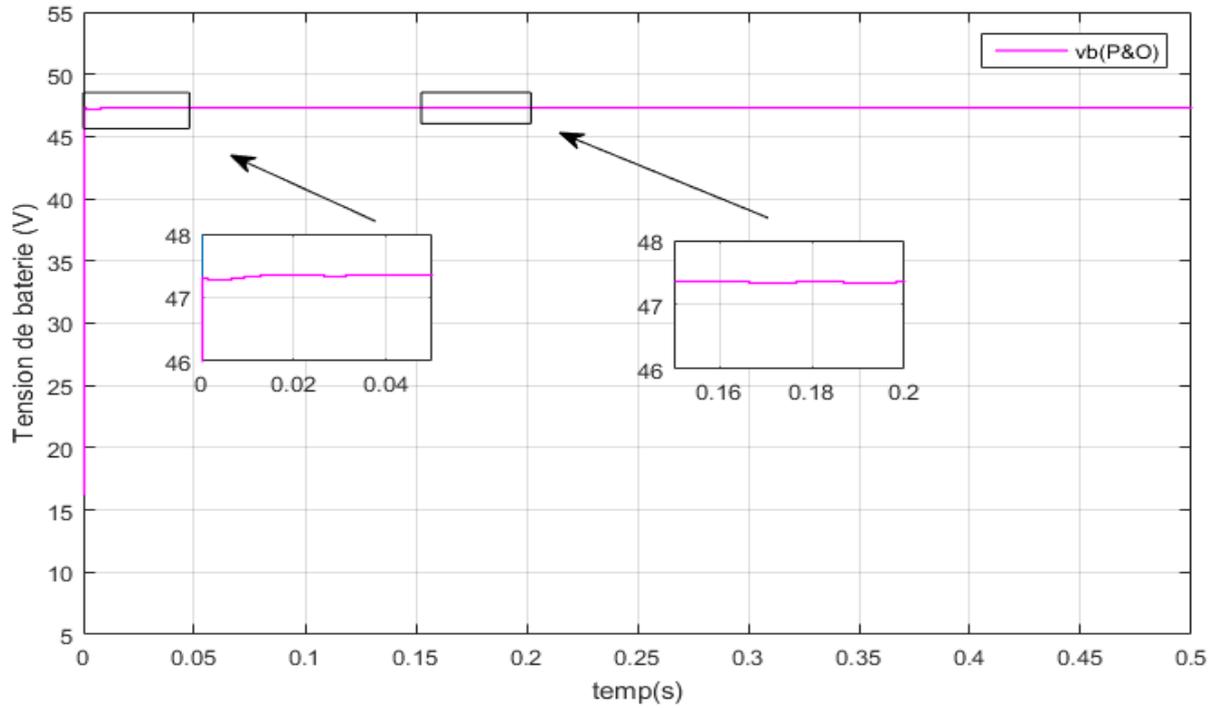


Figure 3-13 : Tension de la batterie.

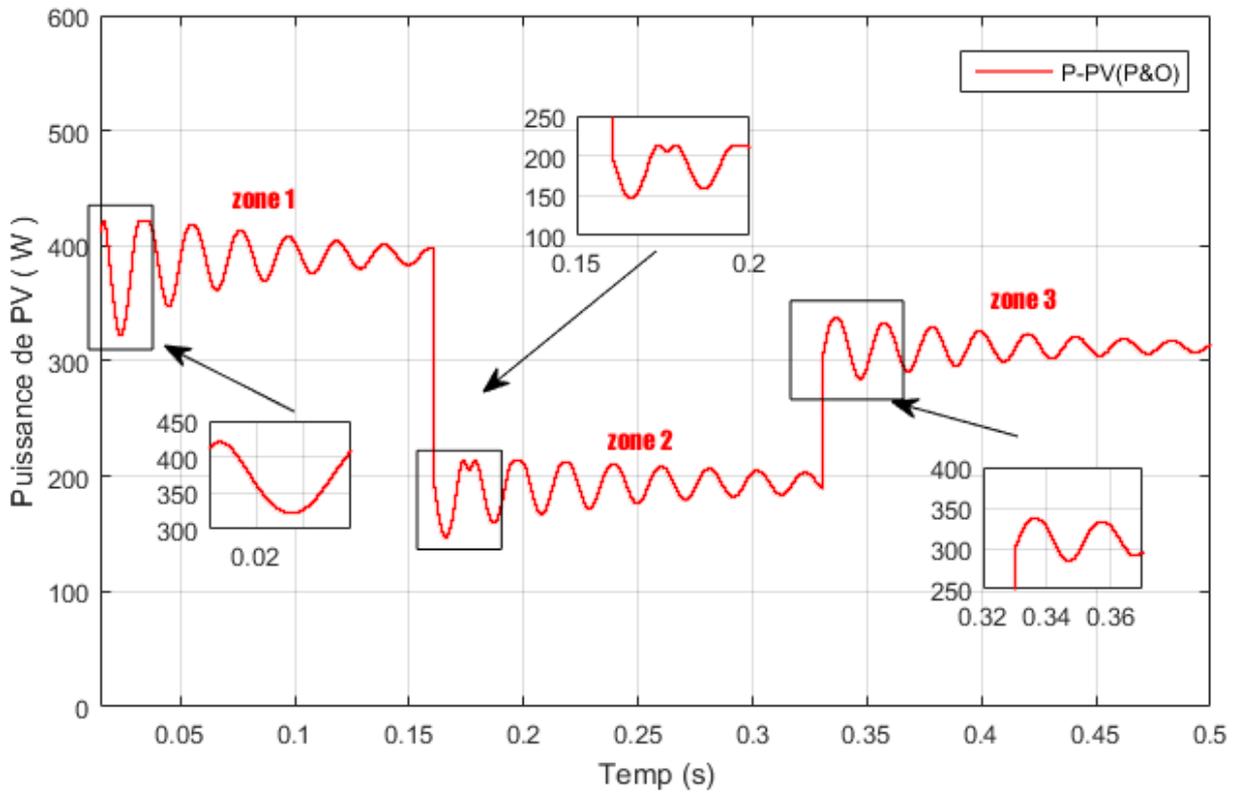


Figure 3-12 : Puissance de PV.

En examinant la **Figure 3-12** nous constatons que le générateur photovoltaïque n'a pas atteint la puissance requise. De l'autre côtés, le courant ( $i_o$ ), tel qu'illustré dans la **Figure 3-14** réagit de

manière appropriée lors de l'application du test de robustesse, bien qu'il n'atteigne pas le courant maximal qu'il peut fournir à une irradiation de 1000 W/m<sup>2</sup>.

Même cas pour l'autre test de l'ensoleillement=500W/m<sup>2</sup> et 800W/m<sup>2</sup>.

Par ailleurs, dans la **Figure 3-13**, on observe également une baisse de tension de 0,7V dans la batterie, ce qui signifie qu'elle n'a pas atteint la tension requise de 48V.

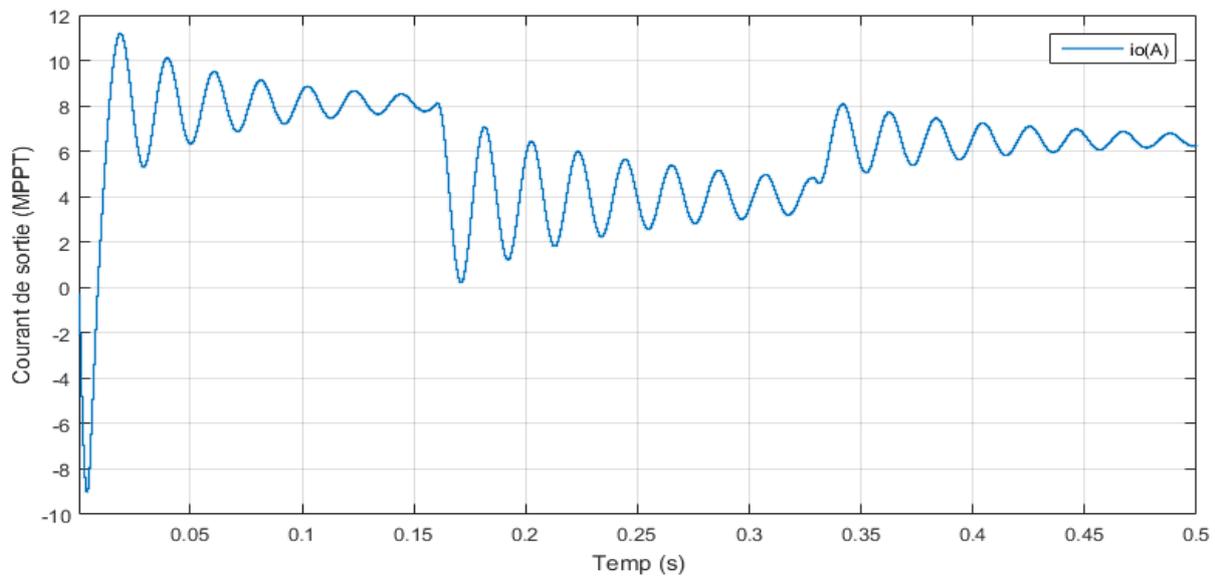


Figure 3-14 : Courant de sortie io

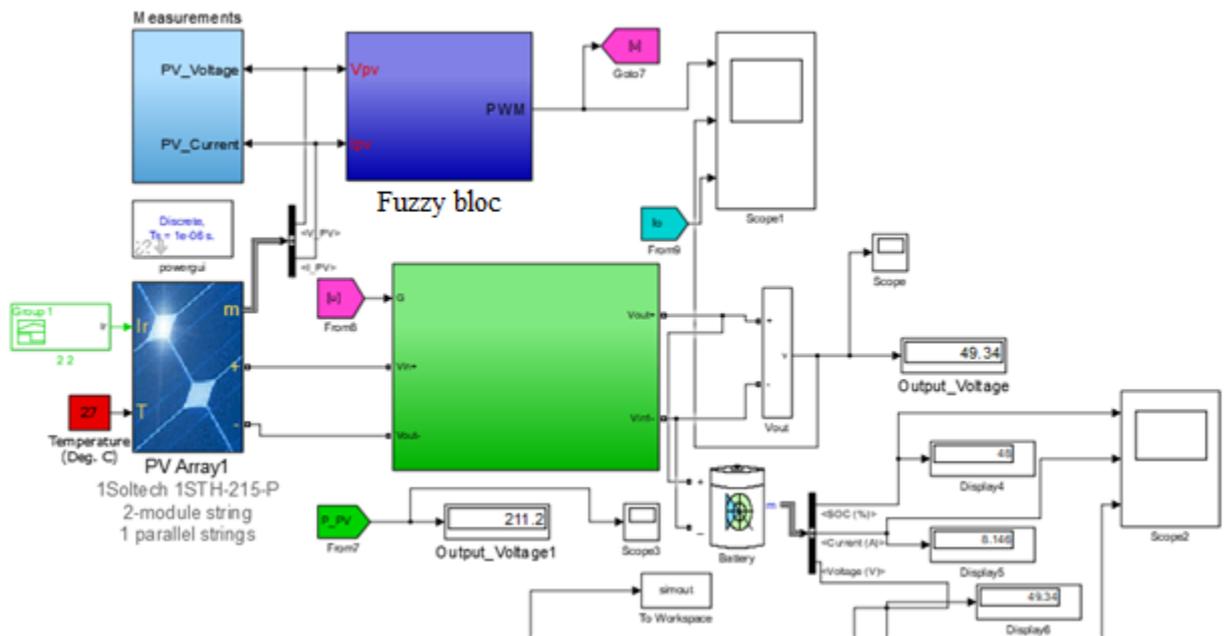


Figure 3-15 : Bloc Simulink de la commande MPPT(fuzzy)

La figure 3-16, 3-17 et 3-18 représente la fonction triangulaire du sorite et l'entrée qui utilisé pour le bloc fuzzy logique.

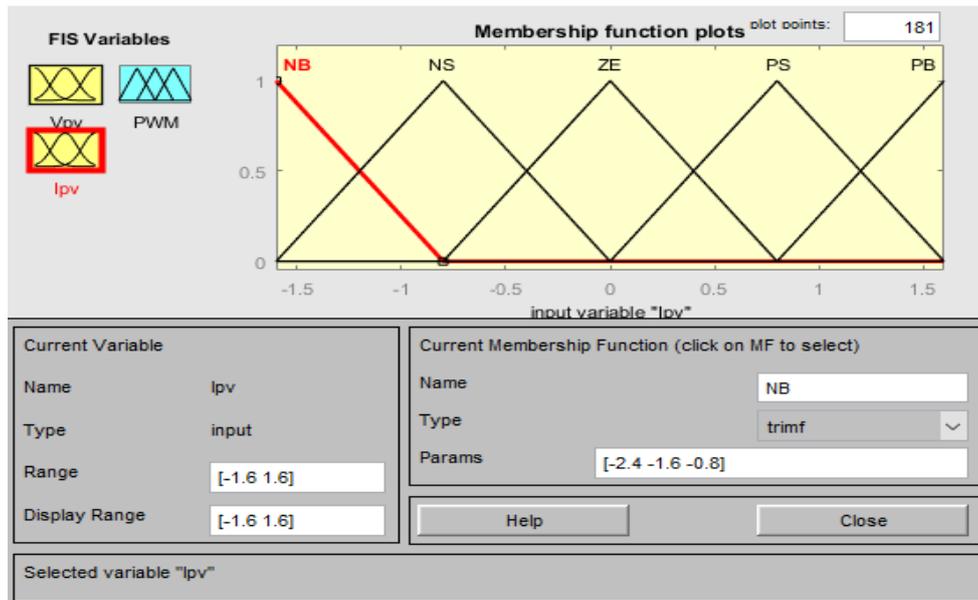


Figure 3-16 : Fonctions d'appartenance pour l'entrée (Ipv).

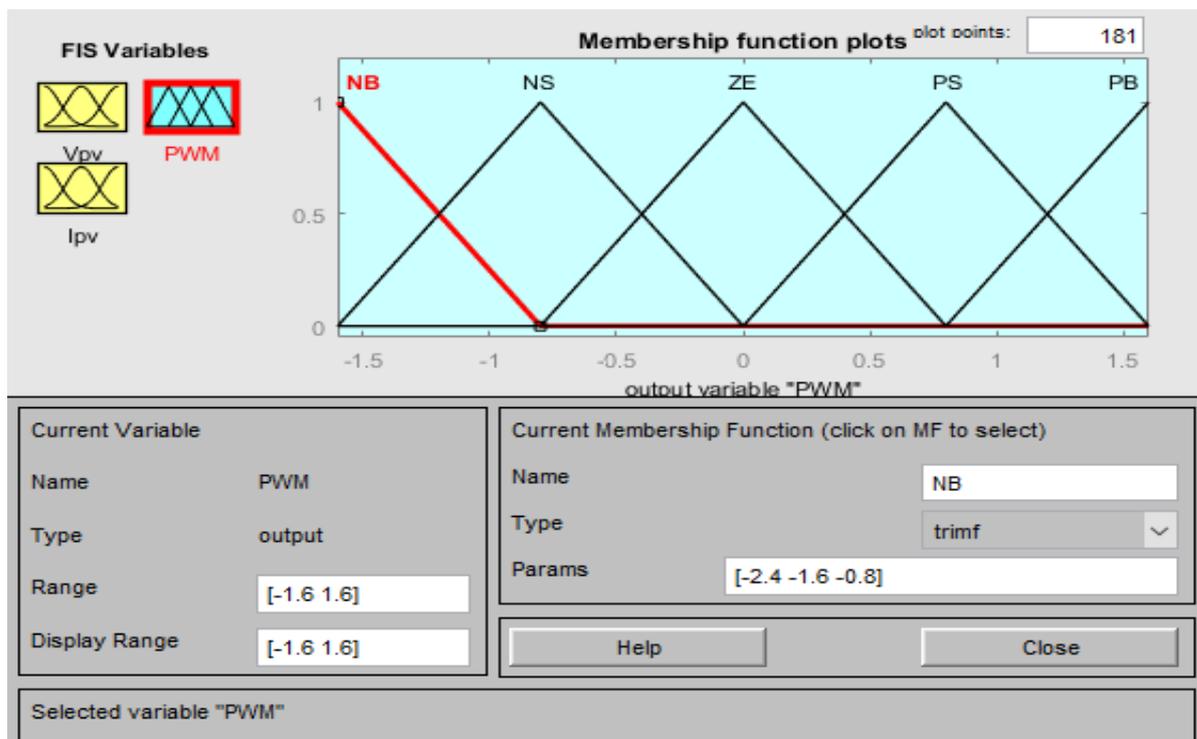


Figure 3-17 : Fonctions d'appartenance pour la sortie (Pwm).

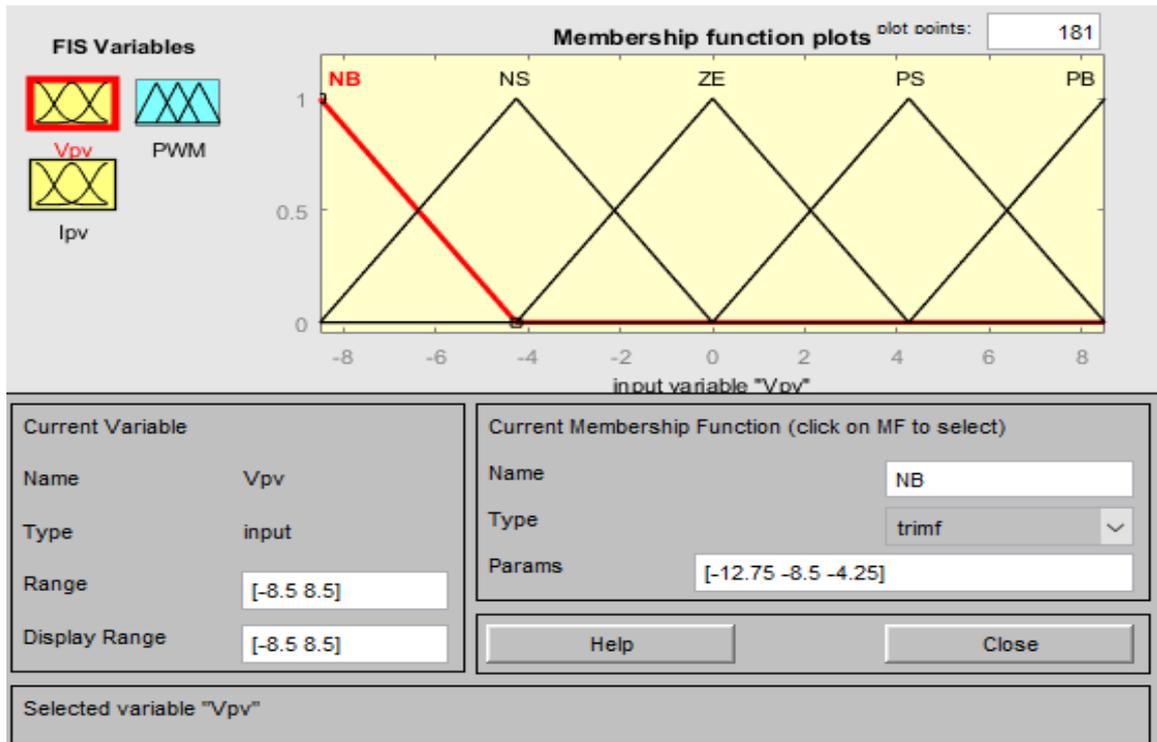


Figure 3-18 : fonctions d'appartenance pour l'entrée (Vpv).

	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	PB	PS	NB	NS	NS
NS	PS	PS	NB	NS	NS
ZE	NS	NS	PB	PB	PB
PS	NS	PB	PS	NB	PB
PB	NB	NB	PB	PS	PB

Figure 3-19 : Tableau d'inférence floue.

**Zone 1 :** d'après la **Figure 3-11** le GPV est exposé à irradiation=1000W/m<sup>2</sup> qui signifie en réalité que le jour est bien.

**Zone 2 :** d'après la **Figure 3-11** le GPV est exposé à irradiation=500W/m<sup>2</sup> qui signifie en réalité que le jour est nuageux.

**Zone 3 :** d'après la **Figure 3-11** le GPV est exposé à irradiation=800W/m<sup>2</sup> qui signifie en réalité que l'état de l'atmosphère est perturbé.

D'autre part de la **Figure 3-22** on remarque aussi qu'il y a une chute de tension dans la batterie aviron 0.7V. Donc n'a pas atteint la tension requise 48V.

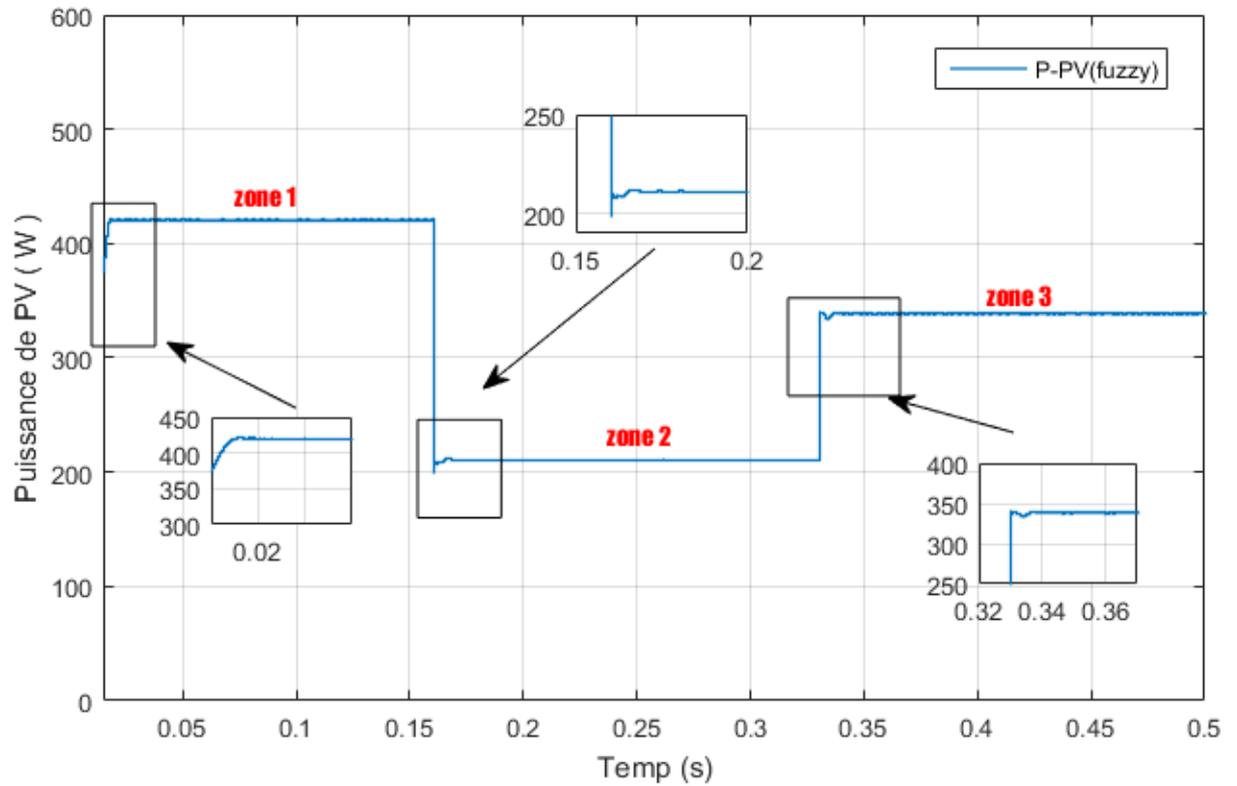


Figure 3-20 : Puissance de PV (LF)

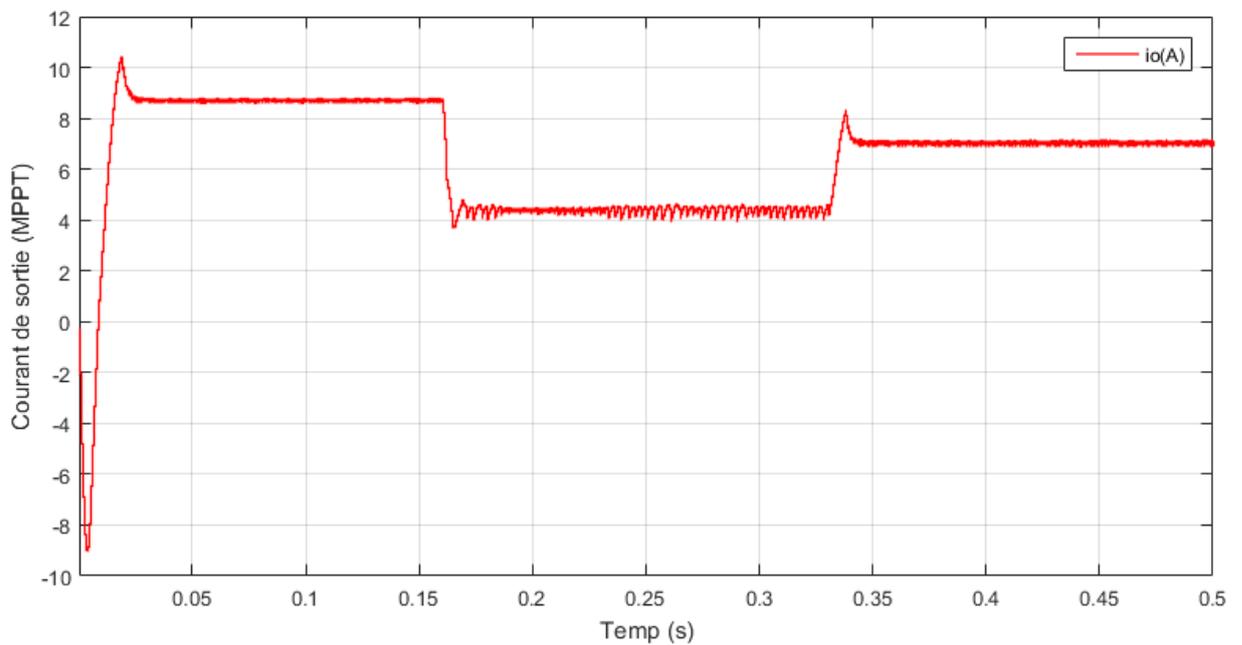


Figure 3-21 : Courant de sortie  $i_o$  MPPT (LF)

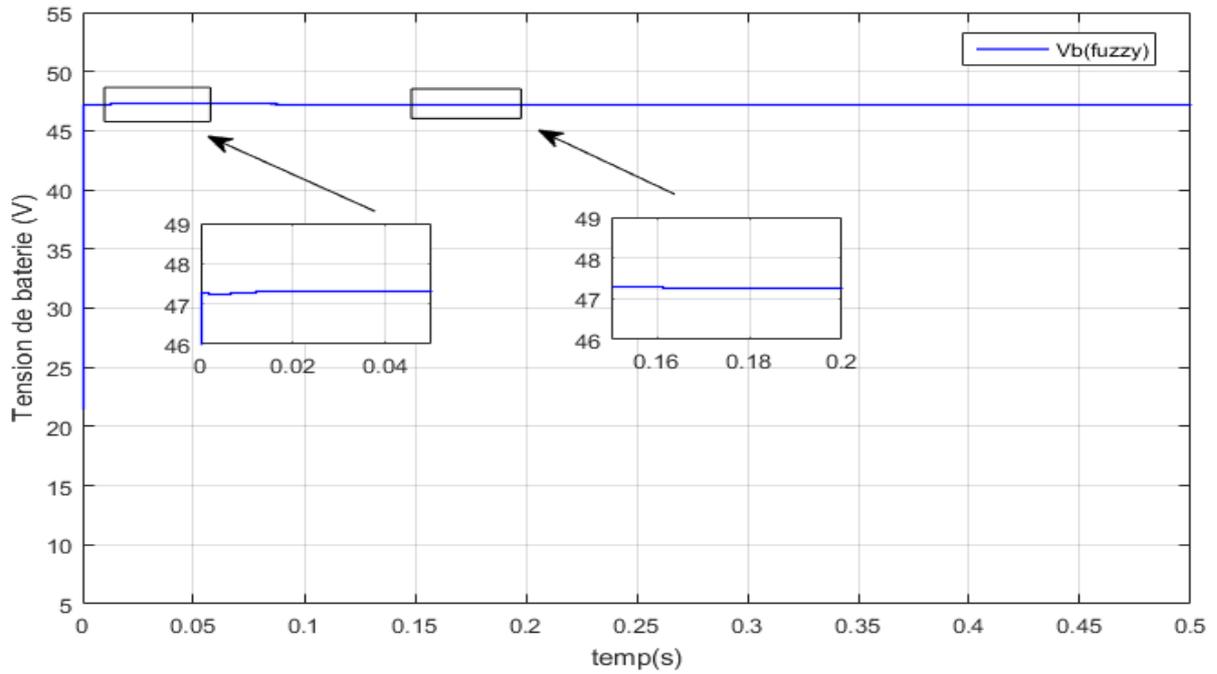


Figure 3-22 : Tension de batterie.

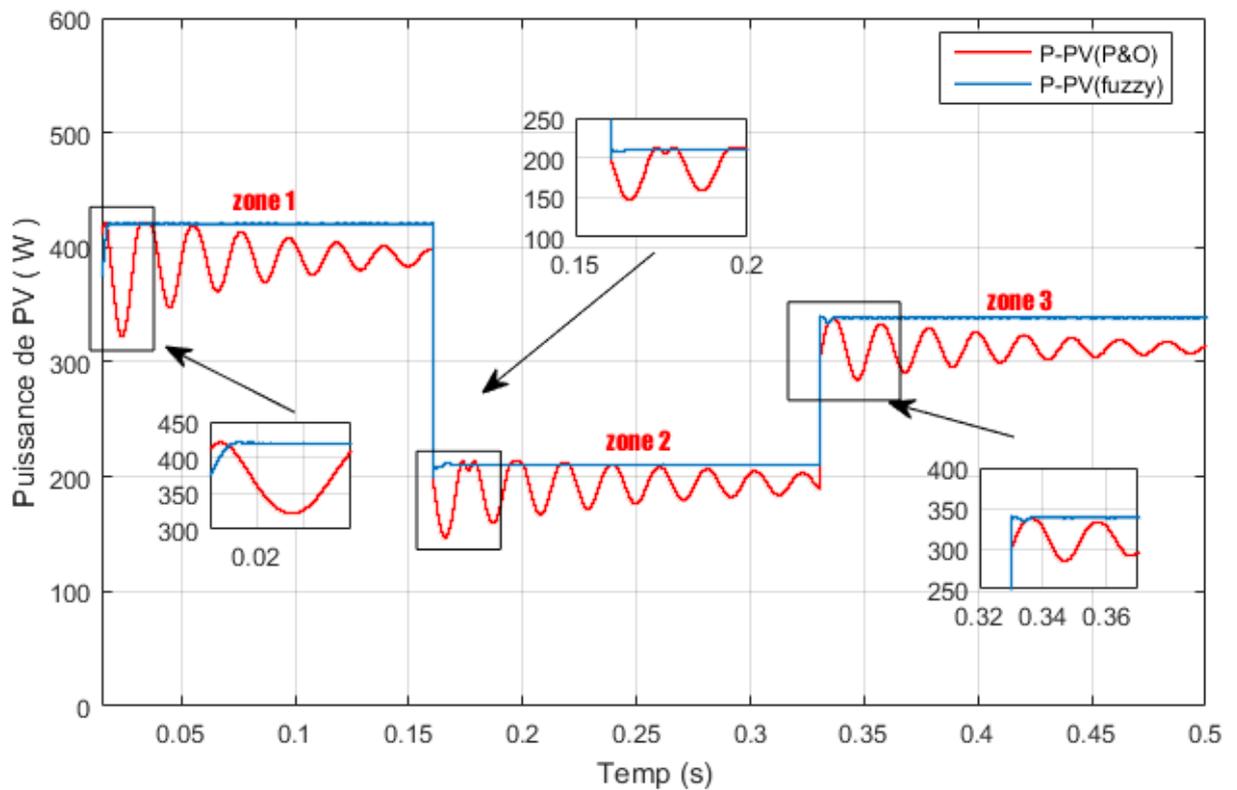


Figure 3-23 : Puissance de PV par les deux méthodes (P&O-Fuzzy)

### 3.2.7 Approfondissement comparative pour les deux méthodes MPPT (P&O et LF) :

La **Figure 3-23** représente la puissance de sortie du système photovoltaïque en (w/s) et montre une comparaison entre deux algorithmes MPPT utilisés dans les systèmes photovoltaïques (PV) par la méthode (P&O) et une méthode basée sur la logique floue.

#### Etape 1 :

Dans les conditions idéales le GPV produit une puissance de sortie (P&O - fuzzy) égale à 426W

La méthode P&O montre des oscillations et des dépassements importants, ce qui indique une réponse initiale moins stable par rapport à la méthode de logique floue qui est plus stable avec moins d'oscillations.

Et la vue agrandie met en évidence la réponse plus fluide de la méthode de logique floue par rapport à la méthode P&O.

#### Etape 2 :

Dans les conditions idéales le GPV produit une puissance de sortie (P&O - fuzzy) égale à 221W

La méthode P&O continue de présenter des oscillations, ce qui indique une difficulté à maintenir une puissance de sortie stable.

La méthode de logique floue montre une puissance de sortie plus stable avec des oscillations plus petites et moins fréquentes.

La vue rapprochée montre les performances supérieures de la méthode de logique floue en matière de réduction des fluctuations de puissance.

#### Etape 3 :

Dans les conditions idéales le GPV produit une puissance de sortie (P&O - fuzzy) égale à 340W

La méthode P&O montre toujours des oscillations, indiquant des oscillations en cours.

La méthode de logique floue maintient une puissance de sortie relativement stable avec des oscillations minimales.

#### Extrait de l'analyse

La méthode MPPT basée sur la logique floue offre une convergence plus stable et plus rapide vers le point d'énergie maximale que la méthode P&O traditionnelle aussi est montrée des oscillations moins nombreuses et plus petites, indiquant un suivi plus efficace et plus stable du point d'énergie maximal.

En général, la méthode de logique floue est supérieure à la méthode P&O pour maintenir une puissance de sortie stable et s'adapter plus efficacement aux changements.

### **3.3 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons intégré le convertisseur abaisseur avec la commandes MPPT, on a utilisé temps l'algorithme Perturb and observ (P&O).

Ensuite, nous avons tenté de le substituer par un autre algorithme fondé sur la logique floue.

Les résultats obtenus avec le dernier algorithme MPPT-LF sont très satisfaisants et surpassent ceux obtenus avec le premier algorithme MPPT-P&O.

### Conclusion générale :

Cette étude se concentre sur l'analyse, la modélisation et la simulation des convertisseurs DC/DC de type hacheur abaisseur. Tout d'abord, nous avons exploré les différents types de hacheurs, notamment les hacheurs dévolteurs et survolteurs. L'objectif principal de ce mémoire est de développer des commandes robustes pour contrôler un hacheur abaisseur.

Après une introduction générale sur les hacheurs et une explication détaillée du fonctionnement des hacheurs dévolteurs

Dans le deuxième chapitre, nous avons appliqué une commande classique basée sur un régulateur PID et la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) pour gérer l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur de ce convertisseur. Nous avons également utilisé deux techniques avancées : la logique floue et le mode glissant. Ces approches sont robustes et assurent une convergence asymptotique, bien qu'elles puissent entraîner des phénomènes de broutement.

Dans le troisième chapitre, nous avons contrôlé le convertisseur abaisseur avec deux commandes de suivi du Point de Puissance Maximale (MPPT). Nous avons d'abord utilisé l'algorithme Perturb and Observe (P&O), puis on a essayé de le remplacer par un autre algorithme basé sur la logique floue (LF).

Toutes les commandes présentées dans les premier, deuxième et troisième chapitres ont été simulées à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Il reste néanmoins à réaliser une implémentation pratique, qui permettrait d'évaluer la robustesse des commandes proposées.

## Références :

- [1] D. E. HOSSYEN, «Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode,» ,Thèse de Magister Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012.
- [2] A. ZENATI, «Modélisation et simulation de microsystèmes multi domaines à signaux,» Thèse doctorat ,Université Joseph Fourier Grenoble I, 2007.
- [3] A. GAGA, «Gestion et Optimisation des Flux Energétiques dans un Micro Réseau DC Isolé,» Thèse doctorat, l'Université Sidi Mohamed ben Abdellah, Faculté des Sciences et Techniques de Fès, 2017.
- [4] H.MOHAMED S et S.ISHAK, «Etude et conception d'une commande non linéaire appliqués au convertisseur statique DC-DC,» Memoire de Master , Bordj Bou Arréridj, 2021.
- [5] N. YAKOUB, « Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC », Mémoire de Magister, Université de Ferhat Abbas, 2014.
- [6] B. ABDELHAKIM, «Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome,» Thèse doctorat UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF, 2015.
- [7] A. S. A. E. Mahdi, «Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation,» Mémoire de Magister ,SIDI-BEL-ABBES, 2010.
- [8] B. BENAZZA, «Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse,», Mémoire de Magister ,Sidi BelAbbès, 2008.
- [9] H.Tamrbed et T.Azarobr, «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone,» Thèse d'ingénieur ,Annaba, 2000.
- [10] M. Abid, «Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI,» Thèse doctorat , Université Djillali Liabes Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [11] H. Amimeur, «Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement,» , Mémoire de Magister ,Université de Batna, 2008.
- [12] A. HADJER, «Contribution à la commande robuste des sustème non linéaires,» Mémoire de Magister, Université de Farhat Abbas-sétif, 2014.
- [13] T. Takagi et M. Sugeno, «Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control,» Journal article IEEE Trans. Systems Man Cybernet, vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [14] L.BARAZANE,« Application des systèmes émèrgents à la commande d'un moteur asynchrone »,thèse de Doctorat d'état, Ecole nationale polytechnique,2003.
- [15] K. Chafaa, «Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires bases sur les techniques flouesl,» Thèse doctorat Université de Batna, 2006.

- [16] L.OUSSAMA et D.SEIF EDDINE, «Etude comparative entre la commande par logique floue,» Memoire de Master UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA, 2019.
- [17] M. LEMYA, «Contribution au Contrôle Adaptatif Flou,» ,Thèse doctorat ,Université Batna2.
- [18] A.Dell.Aquila ,M.Lisserre. V.G.Monopoli, M.Capurso «Aninty power Factor Front End Rectifier For DC Power Systems», Journal article In proceedings of the IEEE Transactions on power Tech Conference. Vol.2,PP6 Bologna,23-26june2003.
- [19] R.M.Schup bach et j.c. Balda, «Comparing DC/DC converters for power management in hybrid electric vehicles,» In proceedings of the IEEE Transactions on power Tech Conference, vol. 2, pp. 23-26, 2003.
- [20] H. Omar, «Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DC-DC en utilisant le formalisme LMI,» Constantine, 2013.
- [21] T.HAMZA et Z.MOHAMED, «Contribution à la conception et l'implémentation des régulateurs à base de la logique floue sur les APIs (S7-200),» Memoire de Master Tizi-Ouzou, 2011.
- [22] C. C. Lee, «fuzzy logic in control systems ; fuzzy logic controller,», part I,|| IEEE Trans. on Syst.,Man, and Cybern., Vol.SRIC-20, No.2, pp.404-418, 1990.
- [23] C. C. Lee, «fuzzy logic in control systems ; fuzzy logic controller,», part II,|| IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern., Vol.SA4C-20. No.2, pp.419-435. 1990.
- [24] P. Borne, J. Rozinoer, J.R..Dieulot et L. Dubois, «ntroduction à la commande floue,» Livre ,Edition Technip ,Paris, 1998.
- [25] H.RIAD et CH.FAOUZI, «Optimisation par la logique floue d'un système photovoltaïque,» Memoire de Master ,Université Abderrahmane Mira ,Bejaia, 2022/2023.
- [26] B.DJAMEL et B.EL-ABBES, «commande MPPT pour les systemes photovoltaïque en utilisant l'optimisation par essaim de particules,» Memoire de Master, univ SAAD DAHLEB Blida, 2012.
- [27] K. F. ZOHRA, «Commande MPPT pour les panneaux photovoltaïques en ombrage,» Memoire de Master, univ Ahmed Draïa-Adrar, 2020
- [28] B.HANANE et B.ISSAAD, «une etude comparative entre les mppt's photovoltaïques,» Memoire de Master , univ MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, 2018.
- [29] «Commande de la puissance générée Via les Techniques MPPT».
- [30] L.DJAMEL, «Poursuite du Point Maximale d'un Système Photovoltaïque par les Méthodes Intelligentes,» Memoire de Master univ MOHAMED BOUDIAF M'SILA, 2016.
- [31] M. T. HALIMA, «Technique MPPT pour un système photovoltaïque à base d'un algorithme d'optimisation globale,» Laghouat, 2023.
- [32] KETFI NOUDJOUR et DAHMANI RAHMA, «Commande non linéaire d'un système d'énergie renouvelable,» Bordj Bou Arréridj, 2020.

- [33] k. M.SAMIRA, «Maximisation de la production d'un système photovoltaïque à base de MPPT soumis à des éclairagements différents,» Annaba, 2017.

**RÉSUMÉ :**

Le travail présenté dans ce mémoire de fin d'étude porte sur la conception d'un régulateur de tension non linéaire pour le contrôle d'un hacheur abaisseur. Dans un premier temps, nous aborderons les différents types de convertisseurs DC/DC, puis nous appliquerons les commandes PID classique, SMC, et la logique floue sur un hacheur abaisseur. Les résultats obtenus seront discutés à partir de simulations réalisées dans le logiciel MATLAB/Simulink. Enfin, nous examinerons l'application de la commande MPPT sur un convertisseur DC/DC associé à un GPV par deux méthodes (MPPT par P&O et MPPT basé sur LF), en analysant les résultats des simulations effectuées dans MATLAB/Simulink.

**Mots clés :** Convertisseur DC/DC, Hacheur dévolteur, Buck, Régulateur PID, Commande par mode glissant, Commande logique floue, Traqueur de point de puissance maximale , générateur photovoltaïque, Perturber et observer.

**ABSTRACT:**

The work presented in this thesis focuses on the design of a nonlinear voltage regulator for controlling a buck converter. First, we will discuss the different types of DC/DC converters, followed by the application of classical PID control, SMC, and fuzzy logic control on a buck converter. The results obtained will be discussed based on simulations performed in MATLAB/Simulink. Finally, we will examine the application of MPPT control on a DC/DC converter associated with a PV panel by two methods (P&O and MPPT based on LF), by analysing the simulation results obtained in MATLAB/Simulink.

**Keywords:** DC voltage converter, DC Buck converter, PID controller, sliding mode controller, fuzzy logic controller, Maximum Power Point Tracking, photovoltaic generator, Perturb and observ.

**ملخص:**

العمل المقدم في هذه الأطروحة يركز على تصميم منظم جهد غير خطي للتحكم في خافض الجهد. في البداية، سنناقش الأنواع المختلفة من المحولات DC/DC، ثم نطبق التحكم الكلاسيكي PID، وتحكم SMC، والمنطق الضبابي على خافض الجهد. ثم مناقشة النتائج التي تم الحصول عليها بناءً على المحاكاة التي تم إجراؤها في برنامج MATLAB/Simulink، وأخيراً البحث في تطبيق التحكم MPPT متعقب نقطة الاستطاعة القصوى على محول DC/DC خافض الجهد مرتبط بنظام طاقة شمسية بطريقتين (P&O و MPPT على أساس LF)، و تحليل نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها في برنامج MATLAB/Simulink.

**الكلمات الرئيسية:** محول جهد التيار المستمر، مخفض جهد التيار المستمر، متحكم PID، متحكم الوضع المنزلق، متحكم المنطق الضبابي، متعقب نقطة الاستطاعة القصوى، مولد ضوئي، اضطراب ومراقبة.