

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان
Université Aboubakr Belkaid - Tlemcen -
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : « Electrotechnique »
Spécialité : « Commande électriques »

Par : *Rahli Baghdad et Hachemaoui Abdelghani*

Sujet

Étude et conception d'un convertisseur DC/DC destiné aux applications photovoltaïques

Soutenu publiquement, le 17/ 06 / 2025 , devant le jury composé de :

S-M. MELIANI	Président	Professeur U.A.B - Tlemcen
Y. DRIS	Encadrant	Maître de Conférences U.A.B - Tlemcen
A. FARGHLY	Co-encadrant	Maître de Conférences Université d'Alexandrie
M. BENYAROU	Examineur	Maître de Conférences U.A.B - Tlemcen

Année universitaire 2024 - 2025

Remerciements

Nos premiers remerciements vont tout d'abord à **Dieu**, le Miséricordieux, pour nous avoir donné la foi, le courage et la patience qui nous ont permis de réaliser et de terminer ce travail.

Ce mémoire présente les travaux réalisés dans le cadre de notre projet de fin d'études de Master, effectué au sein du Département de Génie Électrique et Électronique (GEE) de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, au sein du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), plus particulièrement dans l'équipe « Commande des Systèmes Électriques ».

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadrant, **Dr. Younes DRIS**, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen, pour la qualité de son encadrement, sa disponibilité, ses conseils avisés et ses orientations tout au long de ce travail. Sa bienveillance et son expertise ont été essentielles à la concrétisation de ce projet.

Nos remerciements vont également à notre co-encadrant, **Dr. Abdelrahman Farghly**, Maître de conférences à l'Université d'Alexandrie (Égypte), pour son suivi à distance, ses remarques pertinentes et ses apports scientifiques qui ont enrichi notre démarche.

Nous tenons à remercier sincèrement **Professeur Sidi Mohamed MELIANI**, de l'Université de Tlemcen, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

Nos remerciements s'adressent également à **Dr. Mourad Benyarou**, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté de faire partie du jury et pour ses remarques constructives.

Nous adressons nos remerciements les plus sincères à **Professeur Amine Hadj Abdelkader**, directeur du Laboratoire d'Automatique, pour son accueil, son soutien et ses grandes qualités humaines.

Nous exprimons également notre reconnaissance à **Dr. Abdelkader MECHERNANE**, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen et responsable de l'équipe « Commande des Systèmes Électriques », pour sa disponibilité, ses conseils constructifs et sa collaboration tout au long de notre travail.

Nos remerciements vont également à l'ensemble des membres du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen pour leur accueil chaleureux, leur soutien et leur esprit de collaboration, qui ont grandement facilité notre intégration et la réalisation de ce travail dans un environnement de recherche motivant.

Enfin, nous remercions l'ensemble du corps enseignant et administratif du Département de Génie Électrique et Électronique pour la qualité de la formation reçue, notamment dans les domaines de l'électrotechnique et de la commande électrique, tout au long de notre parcours académique.

Nous exprimons notre profonde gratitude à toutes les personnes, proches ou lointaines, qui nous ont soutenus et ont contribué, de près ou de loin, à la réussite de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à ma famille, pour son soutien, ses encouragements et sa présence tout au long de mon parcours académique.

À mes amis Hamid ,Islem et Mohamed, pour leur présence et leur camaraderie.

À mon binôme Abdelghani, pour son engagement et sa collaboration efficace tout au long de ce projet.

À mes collègues Hocine, Walid,Hafid, Amine, Akram, Zaki, Imad, Hicham, pour l'esprit d'équipe et les échanges constructifs.

À tous ceux qui ont contribué, d'une manière ou d'une autre, à la réalisation de ce mémoire.

Baghdad

Je dédie ce mémoire à mes parents, pour leur accompagnement discret et régulier au fil de mes études.

À mes frères et à l'ensemble de ma famille pour leur appui.

À mon binôme Baghdad, pour son sérieux et sa collaboration tout au long de ce travail.

À mes collègues Hocine, Walid, Amine, Akram, Imad, Hicham, pour leur participation active aux travaux de groupe et aux discussions techniques.

À tous ceux qui ont pris part à la réalisation de ce projet, directement ou indirectement.

Abdelghani

Table des matières

Introduction générale	1
1 Étude et Optimisation des Systèmes Photovoltaïques	3
1.1 Introduction	3
1.2 Energies renouvelables	3
1.2.1 Types d'énergies renouvelables	4
1.3 Énergie Solaire	4
1.3.1 Rayonnement solaire	5
1.3.2 Types d'énergies solaires	5
1.3.3 Avantages et inconvénients de l'énergie solaire	6
1.3.3.1 Avantages :	6
1.3.3.2 Inconvénients :	6
1.3.4 Potentiel solaire en Algérie	6
1.4 Système Photovoltaïque	7
1.4.1 Effet Photovoltaïque	7
1.4.2 Cellule photovoltaïque	8
1.4.2.1 Types des cellules photovoltaïques	8
1.4.3 Modélisation d'une cellule photovoltaïque	9
1.4.3.1 Paramètres d'une cellule photovoltaïque	10
(a) Courant de court-circuit I_{sc}	10
(b) Tension en circuit ouvert V_{oc}	10
(c) Puissance maximale	10
(d) Facteur de forme	10
(e) Rendement d'une cellule	11
1.4.4 Principales caractéristiques d'un système photovoltaïque	11
1.4.4.1 Caractéristique Courant-Tension	11
(a) Influence de l'éclairement	12
(b) Influence de la température	12
(c) l'influence de la résistance série et shunt	13
1.5 Générateur Photovoltaïque (GPV)	14
1.5.1 Choix du type de panneau photovoltaïque	14
1.5.2 Adaptation entre un GPV et une charge	15
1.6 Convertisseurs DC/DC	16
1.6.1 Types de Hacheurs	16
1.6.1.1 Hacheur Abaisseur (Buck)	17
1.6.1.2 Hacheur Élévateur (Boost)	18
1.6.1.3 Hacheur Abaisseur-Élévateur (Buck-Boost)	19
1.6.2 Choix du Type de Convertisseur	20
1.7 Commande MPPT	20
1.7.1 Algorithme Perturber et Observer (P&O)	21

1.7.2	Algorithme Incrément de la Conductance (INC)	21
1.8	Conclusion	22
2	Présentation matérielle et configuration Simulink de la carte F28379D	23
2.1	Introduction	23
2.2	Présentation de la famille C2000 de Texas Instruments	23
2.2.1	Vue d'ensemble de la famille C2000	23
2.2.2	Spécifications techniques et modules intégrés	24
2.2.3	Domaines d'application typiques	24
2.3	Architecture de la carte F28379D	24
2.3.1	Microcontrôleur principal :	25
2.3.2	Horloge et systèmes de temporisation	25
2.3.3	Interfaces de communication	26
2.4	Présentation des broches et boutons de la carte LAUNCHXL-F28379D	26
2.4.1	Connecteurs principaux :	27
2.4.2	Boutons et cavaliers	27
2.4.3	Indicateurs LED	28
2.4.4	Interface de débogage et de communication	28
2.5	Convertisseurs Analogique-Numérique (ADC) de la carte F28379D	28
2.5.1	Nombre d'ADC et de Canaux	28
2.5.2	Caractéristiques de chaque Mode de Résolution	28
2.5.2.1	Mode 12 bits	29
2.5.2.2	Mode 16 bits	29
2.5.3	Mode Différentiel – ADCD	29
2.6	Module ePWM	29
2.6.1	Nombre de modules ePWM disponibles sur la carte	29
2.6.2	Caractéristiques des modules ePWM	30
2.6.3	Calcul de la période et du rapport cyclique	30
2.7	Guide d'Installation et Configuration de la Carte Texas Instruments C2000 (C28379D) sous MATLAB 2021a	30
Introduction		30
2.7.1	Recherche du Support Package C2000	30
2.7.2	Installation des Logiciels Tiers	32
2.7.3	Configuration des la carte sur MATLAB	35
2.7.4	Test avec un Projet Simulink	36
2.8	Test des modules ADC et PWM sur la carte F28379D via l'interface Simulink	37
2.8.1	Test du module ADC sur Simulink	37
2.8.2	Collecte des données ADC dans CCS	40
2.8.3	Test du module PWM sur Simulink	46
2.9	Conclusion	48
3	Simulation sous MATLAB/Simulink d'un système photovoltaïque avec hacheur et algorithme MPPT	49
3.1	Introduction :	49
3.2	Modèle PV de « SimPower Systems » :	49
3.2.1	Présentation du bloc "PV Array" :	49
3.2.2	Paramétrage du module photovoltaïque :	50
3.2.3	Étude du comportement du générateur PV sous Simulink	51
3.3	Modèle hacheur boost synchrone « Simulink » :	52
3.3.1	Dimensionnement des composants	52

3.3.1.1	Calcul du condensateur de sortie C	53
3.3.1.2	Calcul de l'inductance L	53
3.3.1.3	Étude du mode de conduction – Calcul de l'inductance critique L_{crit}	54
3.3.2	Modélisation du hacheur Boost dans Simulink	54
3.4	Implémentation des méthodes MPPT sous Simulink	55
3.4.1	Réalisation de la méthode P&O	56
3.4.2	Réalisation de la méthode INC	56
3.5	Intégration du système complet PV–MPPT–Hacheur	57
3.5.1	Effet de l'irradiance sur P&O et INC	57
3.5.1.1	Méthode P&O	58
3.5.1.2	Méthode INC	59
3.5.2	Effet de la température sur P&O et INC	60
3.5.2.1	Méthode P&O	60
3.5.2.2	Méthode INC	62
3.5.3	Comparaison entre les méthodes P&O et INC sous variation climatique	63
3.6	Conclusion :	63

4 Étude expérimentale et conception d'un convertisseur Boost synchrone pour système photovoltaïque **64**

4.1	Introduction	64
4.2	Extraction des caractéristiques électriques du panneau photovoltaïque	64
4.2.1	Outils de mesure utilisés	65
4.2.1.1	Mesure de la tension	65
4.2.1.2	Mesure du courant	66
4.2.2	Tracés des courbes I–V et P–V	66
4.3	Conception du convertisseur Boost synchrone	68
4.3.1	Sélection des composants du convertisseur	68
4.3.1.1	Critères de choix du MOSFET	68
4.3.1.2	Pilote HCPL-3120	69
4.3.2	Étude des pertes du MOSFET PSMN012-80PS	70
4.3.2.1	Pertes en conduction	70
4.3.2.2	Pertes en commutation	70
4.3.2.3	Pertes totales	71
4.3.2.4	Calcul du rendement de puissance	71
4.3.3	Refroidissement des MOSFETs	71
4.3.4	Architecture d'un Convertisseur Boost Synchrone	72
4.3.4.1	Choix de la Résistance de Grille	73
4.3.5	Commande MOSFET High-Side avec Circuit Bootstrap	73
4.4	Diagnostic de la surchauffe des transistors et résolution du problème	74
4.5	Évaluation du rendement du convertisseur Boost synchrone	75
4.5.1	Methodologie de mesure	75
4.5.2	Analyse détaillée du rendement (η)	76
4.6	Analyse expérimentale complète du Boost	78
4.6.1	Analyse des résultats de sortie du convertisseur Boost à 60 kHz	78
4.6.2	Affichage des signaux de tension et de courant à la sortie avec l'oscilloscope	79
4.7	Test du convertisseur Boost avec un panneau solaire en conditions réelles	80
4.8	Conclusion	81

Conclusion générale	82
A Mesures de rendement du Boost	86
B Algorithme INC	90

Liste des tableaux

1.1	Comparaison des types d'énergie	4
1.2	Comparaison des types d'énergie solaire	5
1.3	Répartition de l'ensoleillement en Algérie [29]	6
1.4	Avantages, inconvénients et perspectives des différentes technologies photovoltaïques. [8]	8
1.5	Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque SY-M80W [36] .	15
1.6	Comparaison des convertisseurs DC-DC [23]	20
1.7	Comparaison des algorithmes MPPT [2]	22
2.1	Résumé des principaux modules intégrés du microcontrôleur F28379D [19]	24
2.2	Interfaces de communication du microcontrôleur F28379D [10]	26
3.1	Comparaison entre les méthodes P&O et INC selon différents critères de performance	63
4.1	Comparaison entre différents MOSFETs disponible	69
4.2	Spécifications électriques du MOSFET PSMN012-80PS [28]	69
4.3	Caractéristiques techniques du driver HCPL-3120 [5]	70
4.4	Comparaison entre les 3 fréquences	77
4.5	Mesures expérimentales pour différentes valeurs de α	78

Table des figures

1.1	Rayonnement AM1.5 sur surface inclinée à 37° [38]	5
1.2	Centrales éoliennes et photovoltaïques de Sonelgaz en algerie [34]	7
1.3	Structure physique d'une cellule photovoltaïque (PV) [38]	8
1.4	Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque [38]	9
1.5	Courbe caractéristique I-V de la cellule photovoltaïque (composée des courants générés par la lumière et la diode) [38].	9
1.6	Caractéristique I-V du panneau photovoltaïque [38]	11
1.7	Effet du changement d'éclairement sur la caractéristique I-V [29]	12
1.8	Effet du changement d'éclairement sur la caractéristique P-V [29]	12
1.9	Effet du changement de la température sur la caractéristique I-V [9]	13
1.10	Effet du changement de la température sur la caractéristique P-V [9]	13
1.11	Influence de la résistance série sur la caractéristique I-V [12]	13
1.12	Influence de la résistance shunt sur la caractéristique I-V [12]	14
1.13	Composantes d'un générateur de modules photovoltaïques	14
1.14	Caractéristique I-V du panneau photovoltaïque avec charge [2]	16
1.15	Convertisseur DC/DC [29]	16
1.16	Schéma électrique d'un convertisseur Buck	17
1.17	Schéma du convertisseur Buck avec l'interrupteur en positions 1 et 2	17
1.18	Schéma électrique d'un convertisseur Boost	18
1.19	Schéma du convertisseur Boost avec l'interrupteur en positions 1 et 2	18
1.20	Schéma électrique d'un convertisseur Buck-Boost	19
1.21	Schéma du convertisseur Buck-Boost avec l'interrupteur en positions 1 et 2	19
1.22	Schéma de principe du convertisseur MPPT [29]	20
1.23	Organigramme de l'algorithme P&O [2]	21
1.24	Organigramme de l'algorithme INC [2]	22
2.1	LAUNCHXL-F28379D	25
2.2	Présentation de la carte LAUNCHXL-F28379D [18]	26
2.3	Schéma des connecteurs BoosterPack de la carte F28379D [18]	27
2.4	Recherche et Téléchargement du Support Package C2000	31
2.5	Ouverture du Support Package dans MATLAB	31
2.6	Accès au Support Package via MATLAB	32
2.7	Sélection des Logiciels à installer	32
2.8	Installation de controlSUITE	33
2.9	Installation de Headers C2804x	33
2.10	Installation de Code Composer Studio (CCS)	34
2.11	Installation du SDK MotorControl	34
2.12	Validation des Installations dans MATLAB	35
2.13	Paramètres de configuration matériel dans Simulink(1)	35
2.14	Paramètres de configuration matériel dans Simulink(2)	36
2.15	Bibliothèque de cartes F28379D	36

2.16	Exemple de clignotement de 2 LED	37
2.17	Reglage de parametre des GPIO et la source	37
2.18	Modèle Simulink de lecture des signaux ADC	38
2.19	Lecture et conversion ADC avec carte F28379D	38
2.20	Configuration de canal d'ADC	38
2.21	Configuration du « Solver » pour le réglage du temps d'échantillonnage	39
2.22	Exécution du modèle en temps réel	39
2.23	Signal ADC de courant en temps réel	39
2.24	Signal ADC de tension en temps réel	40
2.25	Comparaison du signal ADC de courant avant et après filtrage	40
2.26	Lancement du projet avec "Build, Deploy & Start" dans Simulink	41
2.27	Accès au fichier C généré via "Open Project in Code Composer Studio"	41
2.28	Exploration du fichier projet dans Code Composer Studio	41
2.29	Compilation du projet embarqué dans CCS ("debug")	42
2.30	Configuration du debug probe XDS100v2	42
2.31	Sélection du CPU1	43
2.32	Fenêtre de progression du processus	43
2.33	Affichage des signaux ADC en temps réel	44
2.34	Affichage des signaux ADC en temps réel (graphique)	44
2.35	Résultats du signal de tension en temps réel (graphique)	45
2.36	Exportation des données du signal ADC	45
2.37	Sélection du répertoire et sauvegarde des données en Excel	46
2.38	Schéma Simulink du module PWM	46
2.39	Signal PWM généré par la carte F28379D	47
2.40	Configuration de Bloc PWM avec période et inversion A/B	47
2.41	Réglage du Dead Band	48
2.42	Affichage des signaux PWM sur oscilloscope	48
3.1	Modèle "PV Array"	50
3.2	Paramètres de modèle "PV Array"	51
3.3	Caractéristiques I-V et P-V du modèle "PV Array" à différentes irradiances	51
3.4	Caractéristiques I-V et P-V du modèle "PV Array" à différentes températures	52
3.5	Modèle Simulink de boost synchrone	55
3.6	Évolution du courant dans l'inductance	55
3.7	Évolution de la tension d'entrée et de sortie du convertisseur	55
3.8	Schéma Simulink de l'algorithme MPPT P&O	56
3.9	Schéma Simulink de l'algorithme MPPT INC	57
3.10	Modèle Simulink du système complet avec double MPPT (P&O et INC)	57
3.11	Signal d'entrée d'irradiance à variation atmosphérique progressive	58
3.12	Évolution du (VPV, IPV, Vcharge, Ppv) avec P&O sous variations d'irradiance	58
3.13	Variation du rapport cyclique α par la méthode P&O sous variations d'irradiance	59
3.14	Évolution des grandeurs électriques avec INC sous variations d'irradiance	59
3.15	Variation du rapport cyclique α par la méthode INC sous variations d'irradiance	60
3.16	Profil thermique progressif appliqué au module photovoltaïque	60
3.17	Évolution du (VPV, IPV, Vcharge, Ppv) avec P&O sous variations de température	61

3.18	Variation du rapport cyclique α par la méthode P&O sous variations de température	61
3.19	Évolution des grandeurs électriques avec INC sous variations de température	62
3.20	Variation du rapport cyclique α par la méthode INC sous variations de température	62
4.1	Caractérisation extérieure d'un module photovoltaïque avec capteurs et rhéostat	65
4.2	Capteur de tension B25	65
4.3	Capteur de courant ACS712ELC-05B	65
4.4	Adaptation du capteur B25 pour 22 V vers 3,3 V	66
4.5	Mesure de l'irradiance et des températures du PV	67
4.6	Mesures pratiques des grandeurs en court-circuit et en circuit ouvert	67
4.7	Comparaison entre les mesures expérimentales et les résultats de simulation	67
4.8	Boost synchrone	68
4.9	Schéma fonctionnel de HCPL-3120 [5]	69
4.10	Dissipateurs thermique	72
4.11	Circuit Boost synchrone avec le circuit de commande	72
4.12	Trois inductances utilisées dans un Boost synchrone	74
4.13	Mesure de la puissance d'entrée et de sortie à l'aide de deux wattmètres . .	75
4.14	Variation du rendement selon I_1 à 40 kHz pour différentes valeurs de α . .	76
4.15	Variation du rendement selon I_1 à 60 kHz pour différentes valeurs de α . .	77
4.16	Variation du rendement selon I_1 à 100 kHz pour différentes valeurs de α . .	77
4.17	Tension de sortie et courant d'entrée pour $\alpha = 0,2$	79
4.18	Tension de sortie et courant d'entrée pour $\alpha = 0,4$	79
4.19	Tension de sortie et courant d'entrée pour $\alpha = 0,6$	80
4.20	Vue globale de l'expérience Boost en environnement solaire réel	81

Liste des abréviations

Abréviation	Signification
DC/DC	Convertisseur courant continu / courant continu
PV	Photovoltaïque
AM1.5	Air Mass 1.5 (spectre solaire standard)
STC	Standard Test Conditions
GPV	Générateur Photovoltaïque
MPPT	Maximum Power Point Tracking
P&O	Perturb and Observe
INC	Incrément de la Conductance
PWM	Modulation de largeur d'impulsion
SOC	Système sur puce
ADC	Convertisseur analogique-numérique
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
SPI	Serial Peripheral Interface
I2C	Inter-Integrated Circuit
CAN	Controller Area Network
USB	Universal Serial Bus
UPS	Alimentation sans interruption
RAM	Mémoire vive
CLA	Control Law Accelerator
JTAG	Joint Test Action Group
MISO	Master In Slave Out
MOSI	Master Out Slave In
SCLK	Horloge série
AUXCLKIN	Horloge auxiliaire d'entrée
AHC	Active High Complementary
CCM	Régime de conduction continue
DCM	Régime de conduction discontinue
UVLO	Protection sous-tension
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
MOSFET	Transistor à effet de champ métal-oxyde

Nomenclature

Symbole	Description
E	Énergie du photon (J)
h	Constante de Planck ($6,62610^{-34}$ J · s)
ν	Fréquence de la lumière (Hz)
q	Charge de l'électron ($1,60210^{-19}$ C)
k	Constante de Boltzmann ($1,3810^{-23}$ J/K)
T	Température de la jonction (K)
a	Facteur d'idéalité de la diode
V	Tension aux bornes de la cellule (V)
I_{pv}	Courant généré par la lumière incidente (A)
I_0	Courant de saturation inverse (A)
I_d	Courant à travers la diode (A)
R_s	Résistance série
R_p	Résistance parallèle
I_{sc}	Courant de court-circuit (A)
V_{oc}	Tension en circuit ouvert (V)
P_{max}	Puissance maximale délivrée (W)
I_{max}, I_{mpp}	Courant au point de puissance maximale (A)
V_{max}, V_{mpp}	Tension au point de puissance maximale (V)
P_{in}	Puissance lumineuse incidente (W)
P_{out}	Puissance de sortie (W)
G	Éclairement global (W/m^2)
S	Surface de la cellule (m^2)
FF	Facteur de forme
η	Rendement (P_{out}/P_{in})
ΔV	Variation de tension
ΔI	Variation de courant
ΔP	Variation de puissance
I_{prec}	Courant précédent
V_{prec}	Tension précédente
V_{PV}	Tension du panneau photovoltaïque
I_{PV}	Courant du panneau photovoltaïque
V_{charge}	Tension de charge
V_{DS}	Tension drain-source (V)
I_D	Courant de drain (A)
$R_{DS(on)}$	Résistance à l'état passant
Q_g	Charge de grille (C)
$V_{GS(max)}$	Tension maximale de grille (V)
$V_{GD(th)}$	Tension de seuil de grille (V)
C_{iss}	Capacité d'entrée du transistor (F)
T_r	Temps de montée (s)
T_f	Temps de descente (s)
R_{gate}	Résistance de grille
I_{peak}	Courant de crête (A)
V_e	Tension d'entrée (V)
V_s	Tension de sortie (V)
i_L	Courant de l'inductance (A)
i_s	Courant de la source (A)

ΔV_s	Ondulation de la tension de sortie (V)
Δi_L	Ondulation du courant d'inductance (A)
L	Inductance (H)
C	Capacité (F)
F	Fréquence (Hz)
D	Diode
L_{crit}	Inductance critique (H)
α	Rapport cyclique (Duty cycle)

Introduction générale

Face aux défis environnementaux et économiques mondiaux engendrés par la consommation excessive des énergies fossiles , ainsi qu'à l'augmentation des préoccupations liées aux changements climatiques et au réchauffement global, les énergies renouvelables apparaissent comme une solution stratégique pour assurer une transition énergétique durable. Parmi ces sources , l'énergie solaire se distingue comme une option prometteuse en raison de son abondance , notamment dans les régions ensoleillées comme l'Algérie , l'un des pays les plus riches en potentiel solaire.

Le développement technologique a permis l'exploitation de cette énergie à travers les systèmes photovoltaïques , qui assurent la conversion directe de la lumière en électricité grâce à des cellules semi-conductrices. Toutefois, ces systèmes restent limités en termes de rendement à cause de leur forte dépendance aux conditions climatiques telles que l'irradiance et la température ambiante , ce qui engendre une variation constante de la puissance générée. Cette variabilité nécessite l'adoption de techniques efficaces afin d'extraire un maximum d'énergie, notamment par le biais du suivi du point de puissance maximale (MPPT - Maximum Power Point Tracking).

Pour un usage optimal de cette énergie, il est devenu essentiel de recourir à des systèmes électroniques de gestion de l'énergie, capables d'assurer le suivi MPPT en continu , tout en utilisant des convertisseurs DC-DC permettant d'adapter la tension et le courant électriques aux exigences de la charge. Parmi ces convertisseurs , le convertisseur Boost s'impose comme une solution couramment utilisée dans les systèmes photovoltaïques grâce à sa capacité à élever la tension issue des cellules solaires afin de la rendre compatible avec les charges connectées.

Pour mettre en place ce type de commande intelligente , il est nécessaire d'utiliser des outils logiciels puissants et flexibles. À ce titre , l'environnement MATLAB/Simulink constitue une solution appropriée , car il permet de modéliser des systèmes complexes , de les simuler dans différentes conditions, et de tester de manière sûre et efficace des stratégies de commande comme les algorithmes MPPT, avant de passer à la phase expérimentale.

Les objectifs de ce travail sont les suivants :

- Étudier de manière détaillée les composants constitutifs d'un système photovoltaïque, de la cellule solaire jusqu'à l'interface de commande électronique ;
- Concevoir et analyser un convertisseur Boost synchrone, en mettant l'accent sur son rendement, sa performance et son adéquation avec l'application photovoltaïque ;
- Implémenter et comparer deux algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT), à savoir Perturb and Observe (P&O) et Incremental Conductance (INC), sous MATLAB/Simulink ;
- Évaluer les performances globales du système sous différentes conditions climatiques (variation d'irradiance et de température) afin d'en étudier la robustesse ;

- Réaliser une expérimentation pratique du système développé pour valider les résultats de simulation et démontrer la faisabilité de la solution proposée.

Pour atteindre ces objectifs, ce travail s'articulera autour des étapes suivantes :

- Dans un premier chapitre, nous présenterons les notions de base relatives aux énergies renouvelables, en mettant l'accent sur l'énergie solaire et les systèmes photovoltaïques. Cette partie inclura également l'étude des convertisseurs DC/DC et des algorithmes MPPT ;
- Dans le deuxième chapitre, nous décrirons en détail la carte de commande utilisée, la F28379D de Texas Instruments. Une attention particulière sera portée sur ses modules ADC et PWM, nécessaires pour le pilotage du convertisseur ;
- Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation complète du système sous l'environnement MATLAB/Simulink. Nous y développerons le modèle du générateur PV, le hacheur Boost synchrone, et les algorithmes MPPT. Les simulations permettront de tester le comportement du système dans différentes conditions climatiques ;
- Enfin, le quatrième chapitre abordera la réalisation expérimentale du convertisseur Boost synchrone. Nous mettrons en œuvre le système développé, mesurerons ses performances et comparerons les résultats obtenus avec ceux des simulations afin de valider le fonctionnement global.

À travers cette démarche progressive, l'objectif est de démontrer la pertinence de l'intégration d'un convertisseur Boost dans les applications solaires, en partant des principes fondamentaux jusqu'aux vérifications pratiques, afin de concevoir un système plus efficace et stable .

Chapitre 1

Étude et Optimisation des Systèmes Photovoltaïques

1.1 Introduction

Face à l'augmentation constante de la demande énergétique mondiale et aux préoccupations croissantes liées au changement climatique, l'intégration des énergies renouvelables dans le mix énergétique mondial apparaît comme une nécessité stratégique. Parmi ces sources d'énergie durables, l'énergie solaire constitue une alternative particulièrement prometteuse, notamment en raison de sa disponibilité quasi illimitée, de son caractère propre et de son potentiel d'exploitation dans de nombreuses régions du globe.

Le recours à la technologie photovoltaïque permet de convertir directement l'énergie solaire en électricité à l'aide de dispositifs semi-conducteurs. Toutefois, pour garantir une production énergétique optimale, une compréhension approfondie des différents paramètres influençant le fonctionnement des systèmes photovoltaïques est indispensable.

Ce chapitre est consacré à l'étude détaillée des systèmes photovoltaïques, en commençant par une présentation générale des énergies renouvelables et en focalisant progressivement sur l'énergie solaire. Il aborde les notions fondamentales du rayonnement solaire, les différents types de cellules photovoltaïques, leur modélisation, ainsi que les caractéristiques électriques des générateurs photovoltaïques. Par ailleurs, une attention particulière est accordée aux techniques de conversion DC/DC et aux algorithmes de suivi du point de puissance maximale, qui jouent un rôle crucial dans l'optimisation des performances des installations photovoltaïques.

1.2 Energies renouvelables

La production d'électricité repose majoritairement sur les combustibles fossiles, responsables d'environ 40% des émissions mondiales de CO₂ [4], ainsi que sur l'énergie nucléaire, une source présentant des risques et des ressources limitées. Les énergies renouvelables représentent une alternative durable et décentralisée. Toutefois, leur intermittence et leurs coûts encore élevés limitent leur déploiement à grande échelle. Pour favoriser une transition énergétique durable, des investissements substantiels en recherche et développement sont nécessaires. Il est impératif d'adopter rapidement des mesures concrètes afin de garantir un système énergétique sûr, fiable et respectueux de l'environnement.

1.2.1 Types d'énergies renouvelables

Les sources d'énergie renouvelables comme l'hydroélectricité, l'éolien (sur terre et en mer), le solaire et aussi dans certains cas le nucléaire, ont un rôle très important dans le développement des systèmes énergétiques durables. Ces énergies représentent des options propres et presque illimitées si on les compare aux combustibles fossiles. Le Tableau 1.1 montre les caractéristiques principales de ces sources, avec leurs avantages mais aussi leurs inconvénients.

TABLEAU 1.1 – Comparaison des types d'énergie

Type d'énergie	Définition	Avantages	Inconvénients
Hydraulique	Énergie issue de la force de l'eau (barrages, rivières).	<ul style="list-style-type: none"> • Fiable • Stockage possible • Faibles coûts d'exploitation 	<ul style="list-style-type: none"> • Impact environnemental • Coûts élevés • Dépendance à l'eau
Éolien (terrestre)	Énergie produite par la force du vent via des éoliennes.	<ul style="list-style-type: none"> • Pas d'émissions de CO₂ • Faibles coûts • Modulable 	<ul style="list-style-type: none"> • Intermittence • Impact visuel et sonore • Risque pour la biodiversité
Nucléaire	Énergie issue de la fission d'uranium ou plutonium.	<ul style="list-style-type: none"> • Production massive • Faibles émissions de CO₂ • Fonctionnement continu 	<ul style="list-style-type: none"> • Risque d'accidents • Déchets radioactifs • Coûts élevés
Photovoltaïque	Énergie issue de la lumière du soleil via des panneaux solaires.	<ul style="list-style-type: none"> • Inépuisable • Faible maintenance • Modulable 	<ul style="list-style-type: none"> • Dépendance au soleil • Coûts initiaux élevés • Concurrence pour les terres

1.3 Énergie Solaire

Le Soleil représente une source d'énergie quasiment inépuisable. Chaque année, il fournit à la Terre une quantité d'énergie estimée à environ 8,400 fois la consommation énergétique annuelle totale de l'humanité. Cette ressource peut être exprimée en termes de densité de puissance, équivalente à 1 kilowatt-crête par mètre carré (kWc/m²), couvrant l'ensemble du spectre électromagnétique, depuis le rayonnement ultraviolet jusqu'aux longueurs d'onde infrarouges. À titre d'exemple, les régions désertiques de la planète reçoivent, en seulement six heures, une quantité d'énergie solaire supérieure à la consommation mondiale annuelle [29].

1.3.1 Rayonnement solaire

Le Soleil est une étoile avec un diamètre d'environ 1 390 000 km, ce qui fait presque 50 fois celui de la Terre. Sa composition est principalement faite d'hydrogène (80 %), suivi par l'hélium (19 %) et environ 1 % d'autres éléments plus lourds. Aujourd'hui, on sait que le Soleil fonctionne comme une énorme centrale thermonucléaire, où à chaque seconde, environ 564 Mt d'hydrogène sont transformées en 560 Mt d'hélium dans son noyau.

La lumière qu'il émet voyage à $300\,000\text{ km s}^{-1}$ et met environ 8 minutes pour arriver jusqu'à la Terre. Le spectre solaire a une longueur d'onde maximale autour de $0.5\ \mu\text{m}$, et la température de la surface du Soleil est d'environ 5780 K [14, 27].

Par exemple, la Figure 1.1 montre le trajet du rayonnement solaire AM1.5 et les différents types de rayonnement (direct et global) qu'une surface inclinée à 37° reçoit face au Soleil [38].

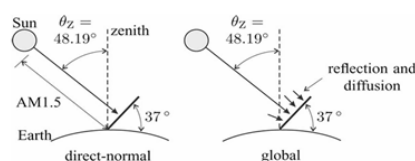


FIGURE 1.1 – Rayonnement AM1.5 sur surface inclinée à 37° [38]

1.3.2 Types d'énergies solaires

Cette étude compare deux modalités de l'énergie solaire :

- **Photovoltaïque** : convertit la lumière en énergie électrique.
- **Solaire thermique** : utilise la chaleur solaire pour chauffer des fluides.

Le Tableau 1.2 résume leurs définitions, principes et applications.

TABLEAU 1.2 – Comparaison des types d'énergie solaire

Type d'énergie	Définition	Principe	Applications
Énergie photovoltaïque (PV)	Conversion directe du rayonnement solaire en électricité à l'aide de cellules photovoltaïques.	Les cellules photovoltaïques absorbent la lumière solaire, libèrent des électrons et produisent un courant électrique. Elles peuvent être connectées en série ou en parallèle pour former des modules photovoltaïques.	<ul style="list-style-type: none"> • Production d'électricité pour les habitations. • Centrales solaires connectées au réseau. • Systèmes autonomes pour les zones isolées.
Énergie solaire thermique	Exploitation du rayonnement solaire pour produire de la chaleur via un fluide caloporteur (eau, air...).	Les capteurs solaires absorbent l'énergie du soleil, la convertissent en chaleur, qui est ensuite transportée via un fluide caloporteur vers un système de stockage ou de distribution.	<ul style="list-style-type: none"> • Chauffe-eau solaire : Production d'eau chaude sanitaire. • Chauffage solaire des sols : Réchauffement de l'air intérieur par des planchers chauffants. • Systèmes hybrides : Combinant électricité et thermique, utiles dans les régions à faible ensoleillement.

1.3.3 Avantages et inconvénients de l'énergie solaire

1.3.3.1 Avantages :

- **Énergie inépuisable et gratuite** : Le soleil constitue une ressource d'énergie renouvelable inépuisable contrairement aux énergies fossiles.
- **Écologique** : L'énergie solaire ne génère pas de gaz à effet de serre ni de pollution lors de son utilisation.
- **Autonomie énergétique** : La mise en place de panneaux solaires permet d'atténuer la dépendance aux fournisseurs d'électricité pour faire face aux hausses de prix ou à d'éventuelles pénuries de cette énergie.
- **Coûts d'entretien faibles** : Les panneaux solaires, une fois installés, demandent peu d'entretien et ont une longue durée de vie.

1.3.3.2 Inconvénients :

- **Dépendance au soleil** : La production d'énergie dépend actuellement de l'ensoleillement, ce qui pose un problème la nuit et par temps mauvais.
- **Coût** : Le coût d'installation de panneaux solaires correspond à un investissement non négligeable, à alléger avec aides et subventions.
- **Besoin d'espace** : L'énergie à produire et à consommer nécessite un espace important au sol comme au toit, ce qui représente un certain degré de contrainte.
- **Rareté des batteries** : Les batteries utilisées pour stocker l'énergie à utiliser en dehors des heures d'ensoleillement sont encore chères et peu durables.

1.3.4 Potentiel solaire en Algérie

L'Algérie bénéficie d'une situation géographique particulièrement favorable à l'exploitation de l'énergie solaire, ce qui en fait l'un des pays les plus ensoleillés au monde. Sur la majorité du territoire, l'ensoleillement dépasse les 2000 heures par an, atteignant même jusqu'à 3900 heures dans certaines régions comme les Hauts Plateaux et le Sahara [29]. En moyenne, chaque mètre carré de surface reçoit environ 5 kWh d'énergie solaire par jour. Cela équivaut à une moyenne annuelle de près de 1700 kWh/m² dans le nord du pays et peut aller jusqu'à 2263 kWh/m² dans les zones sahariennes. Ce potentiel solaire très important représente un avantage stratégique pour le pays, notamment dans le cadre d'un développement durable, à condition de mettre en œuvre des technologies adaptées et économiquement viables pour son exploitation. Le Tableau 1.3 montre les niveaux d'ensoleillement par région [11, 24, 34].

TABLEAU 1.3 – Répartition de l'ensoleillement en Algérie [29]

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

Ce gisement solaire dépasse les 5 milliards de GWh/an. Le solaire photovoltaïque constitue la principale forme d'exploitation de l'énergie solaire dans notre pays, tandis que les technologies solaire thermique et thermodynamique restent au stade expérimental.

La complexité des procédés de fabrication des modules photovoltaïques, combinée à leurs faibles rendements, engendre des coûts de production élevés. Ces contraintes techniques et économiques freinent ainsi leur déploiement à grande échelle. [29]



FIGURE 1.2 – Centrales éoliennes et photovoltaïques de Sonelgaz en algérie [34]

Le potentiel de promotion des énergies renouvelables dépend principalement de l'exécution de près de 30 % de l'initiative photovoltaïque nationale déclarée par les entités gouvernementales (soit 4 000 MWc). [34] [39]

1.4 Système Photovoltaïque

Les systèmes photovoltaïques, représentent une technologie clé pour la valorisation de l'énergie solaire, une ressource naturelle, propre et pratiquement inépuisable. Ils permettent la conversion directe du rayonnement solaire en électricité grâce à un phénomène physique appelé effet photovoltaïque, dont la découverte remonte au XIX^e siècle

Aujourd'hui, les panneaux photovoltaïques sont utilisés dans plusieurs applications, allant des petites installations pour les maisons individuelles jusqu'aux grandes centrales solaires connectées aux réseaux. Cette capacité d'adaptation de technologie très utile pour participer la transition énergétique et répondre aux besoins croissants en électricité dans la venir. [38] [39].

1.4.1 Effet Photovoltaïque

En 1839, le physicien français Edmond Becquerel a observé pour la première fois le phénomène connu sous le nom d'effet photoélectrique. Il a mis en évidence que certains matériaux émettent un courant électrique lorsqu'ils sont exposés à un rayonnement lumineux. Plusieurs années plus tard, Albert Einstein a approfondi l'analyse de ce phénomène et a démontré que la lumière possède une nature duale : en plus de son comportement ondulatoire, elle est composée de quanta d'énergie appelés photons [30] [16].

L'énergie d'un photon, particule de lumière, dépend de sa fréquence : l'énergie du photon augmente avec la fréquence de la lumière. La relation entre l'énergie E et la fréquence ν est exprimée par la relation suivante [30] [39] :

$$E = h \cdot \nu \quad (1.1)$$

où :

- E : énergie du photon (en joules),
- h : constante de Planck ($6,62610^{-34}$ J · s),
- ν : fréquence de la lumière (en hertz).

1.4.2 Cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est un composant électronique conçu à partir d'un matériaux semi-conducteur, le plus couramment utilisé étant le silicium. Elle permet la conversion directe d'énergie lumineuse du rayonnement solaire en énergie électrique par le biais de l'effet photovoltaïque [25, 33]. Son fonctionnement repose sur l'existence d'une jonction p-n qui, sous l'effet de l'absorption des photons solaires, génère des paires électron-trou. Les électrons ainsi libérés sont mis en mouvement sous l'influence du champ électrique interne de la jonction, ce qui induit un courant électrique. La surface exposée à la lumière est recouverte d'une grille métallique très fine, qui assure la collecte et le transfert de l'électricité produite. La structure physique de la cellule PV est représentée à la Figure 1.3.

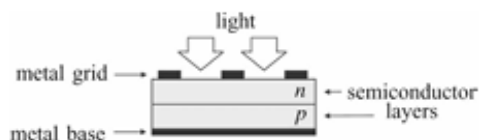


FIGURE 1.3 – Structure physique d'une cellule photovoltaïque (PV) [38]

1.4.2.1 Types des cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont en majorité composées de matériaux semi-conducteurs tels que le silicium (**SI**), le germanium (**Ge**) et le tellure de cadmium (**CdTe**). Parmi ces matériaux semi-conducteurs, le silicium est celui qui est le plus usité en raison de sa grande disponibilité dans la nature. En effet, le silicium est présent sous forme de silice (SiO_2) dans le sable et dans certaines roches. Grâce à ses propriétés favorables et à sa présence abondante, le silicium est devenu le matériau de référence pour la fabrication des panneaux solaires et la conversion électrique de la lumière solaire [22] [3]. Le Tableau 1.4 présente les différentes technologies, leurs avantages et inconvénients.

TABLEAU 1.4 – Avantages, inconvénients et perspectives des différentes technologies photovoltaïques. [8]

Technologie	Durée de vie	Avantages	Inconvénients	Perspectives
Silicium multi-cristallin	10 ans à 90% Pc 25 ans à 80% Pc	Bon rapport coût /puissance surface	Assez chère, 2 à 3 fois moins d'énergie pour la production que le mono c-Si	Devrait dominer le marché dans les dix prochaines années
Silicium mono-cristallin	25 ans à 90% Pc 30 ans à 80% Pc	Meilleur rapport puissance/surface	Chère et forte consommation en énergie pour la production	Bon avenir si le coût baisse en améliorant encore le rendement
Silicium amorphe	10 ans	Meilleur coût par Wc	Faible rendement, donc grande surface de capteurs, faible durée de vie	Promis à un grand avenir si amélioration de la durée de vie
Silicium ruban	-	Croissance rapide du cristal	-	Décroissance du prix de production dans le futur
CdTe	-	-	Utilise certains matériaux toxiques	Décroissance du prix de production dans le futur

1.4.3 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Le choix plus proche des circuits électriques équivalent est essentielle pour la modélisation des cellules photovoltaïques. Une compréhension approfondie de la configuration physique des composant de la cellule, ainsi que l'estimation précise des paramètres associés à chaque élément, sont déterminantes pour développer un modèle fiable de cellule photovoltaïque [8] [16] [3] [39].

Dans cette perspective, plusieurs modèles mathématiques ont été proposés afin de reproduire le comportement non linéaire complexe des jonctions semi-conductrices, qui constituent des éléments fondamentaux dans la conception des cellules photovoltaïques. Ces modèles diffèrent selon les approches mathématiques adoptées et le nombre de paramètres utilisés pour estimer la tension et le courant délivrés par le module photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque peut être représentée par le circuit électrique équivalent suivant :

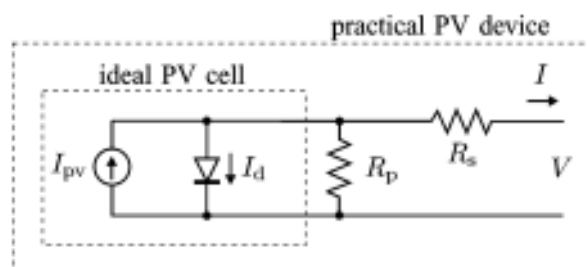


FIGURE 1.4 – Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque [38]

La figure 1.4 montre le circuit équivalent de la cellule photovoltaïque idéale. L'équation de base issue de la théorie des semi-conducteurs [31] qui décrit mathématiquement la caractéristique I-V de la cellule PV idéale est :

$$I = I_{pv} - I_d = I_{pv} - I_0 \left(e^{\frac{qV}{akT}} - 1 \right) \quad (1.2)$$

La figure 1.5 montre la courbe I-V générée à partir de l'équation (1.2).

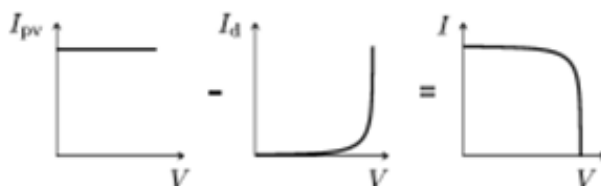


FIGURE 1.5 – Courbe caractéristique I-V de la cellule photovoltaïque (composée des courants générés par la lumière et la diode) [38].

Concernant le comportement d'une cellule solaire réelle, deux résistances parasites sont prises en compte pour un modèle plus précis :

- R_p : résistance parallèle, correspondant au courant de fuite à la surface de la cellule en raison de la non-idéalité de la jonction P-N et des impuretés,
- R_s : résistance série, correspondant aux différentes résistances de contact et à la résistance du semi-conducteur.

En pratique, R_p est généralement très grande (de l'ordre du méga-ohm) et R_s est très faible (de l'ordre de quelques milli-ohms) [29] [?].

Avec un tel circuit électrique équivalent, on peut écrire :

$$I = I_{pv} - I_d - \frac{V_D}{R_p} \quad (1.3)$$

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_{th}}} - 1 \right) \quad (1.4)$$

$$V_D = V + R_s \cdot I \quad (1.5)$$

D'où :

$$I = I_{pv} - I_0 \left(e^{\frac{V+R_s \cdot I}{V_{th}}} - 1 \right) - \frac{V + R_s \cdot I}{R_p} \quad (1.6)$$

Des valeurs élevées de R_s diminuent le courant de court-circuit I_{sc} , alors que des valeurs faibles de R_p diminuent la tension de circuit ouvert V_{oc} . Cette variation des résistances affecte alors le facteur de forme FF et, par conséquent, la puissance de sortie [29].

1.4.3.1 Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Les paramètres des cellules photovoltaïques (I_{sc} , V_{oc} , P_{max} , FF) extraits des courbes V-I ou de l'équation caractéristique permettent de classer différentes cellules sous des conditions d'éclairage identiques.

(a) Courant de court-circuit I_{sc}

Ce courant correspond à celui mesuré en condition de court-circuit ($V=0$). Il croît de manière linéaire avec l'intensité du rayonnement incident sur la cellule, et dépend de plusieurs facteurs tels que la température, la longueur d'onde du rayonnement, la mobilité des porteurs de charge, ainsi que la surface active exposée à la lumière [29] [17].

$$I_{sc} = I_{pv} - I_0 \left[\exp \left(\frac{I_{sc} \cdot R_s}{akT} \right) - 1 \right] - \frac{I_{sc} \cdot R_s}{R_p} \quad (1.7)$$

(b) Tension en circuit ouvert V_{oc}

La tension à circuit ouvert est atteinte lorsque le courant dans la cellule est nul. Elle est fonction du niveau de la barrière d'énergie et de la résistance shunt. Cette tension diminue avec l'augmentation de la température, mais reste relativement stable en fonction de l'intensité lumineuse. Elle peut être exprimée comme suit [29]

$$V_{oc} = V_t \ln \left(\frac{I_{pv}}{I_0} + 1 \right) \quad (1.8)$$

(c) Puissance maximale

La puissance d'une cellule photovoltaïque délivrée à une charge externe, sous éclairage, dépend de la charge de la cellule. Cette puissance, notée P_{max} , est maximisée en un point de fonctionnement de la courbe courant-tension, noté $P_{max}(I_{max}, V_{max})$ à des courants entre 0 et I_0 des tensions entre 0 et V_{oc} [29].

(d) Facteur de forme (FF)

Le facteur de forme (FF), qu'on appelle autrement facteur de remplissage, est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale fournie par la cellule

$P_{\max}(I_{\max}, V_{\max})$ et le produit du courant de court-circuit I_{sc} et de la tension de circuit ouvert V_{oc} , représentant la puissance optimale théorique [35].

Ce facteur est donc un reflet de la performance de la cellule que l'on pourrait vouloir maximiser : plus il se rapproche de 1, plus la cellule est performante. On observe pour des cellules industrielles un ordre de grandeur d'environ 70 % qui décroît avec la température, et qui reflète aussi les pertes liées aux résistances parasites R_s et R_p .

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (1.9)$$

(e) Rendement d'une cellule

Le rendement d'une cellule photovoltaïque est défini comme le rapport entre la puissance fournie par la cellule P_{max} et la puissance lumineuse incidente P_{in} , qui dépend de l'éclairement global incident sur la cellule (G), de la surface de la cellule (S) et du spectre du rayonnement [29].

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{in}} = \frac{P_{max}}{G \cdot S} \quad (1.10)$$

1.4.4 Principales caractéristiques d'un système photovoltaïque

Les cellules photovoltaïques convertissent l'énergie lumineuse en électricité. Leur performance est en effet caractérisée par la courbe caractéristique tension-courant (V-I) dont la forme dépend de l'éclairement ainsi que de la température et des paramètres internes de la cellule.

1.4.4.1 Caractéristique Courant-Tension

La performance d'un module photovoltaïque est caractérisée par sa courbe I-V. La Figure 1.6 montre la courbe I-V d'un module testé dans des conditions normalisées (STC : 1000 W/m², 25°C).

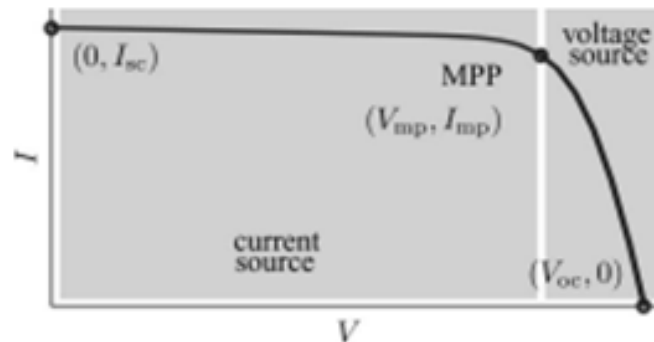


FIGURE 1.6 – Caractéristique I-V du panneau photovoltaïque [38]

le module peut être considéré comme une source de puissance. Il possède un point de puissance maximum (P_m). Sa caractéristique I-V est difficilement assimilable à celle d'une simple source de courant ou de tension. Certains régulateurs solaires modifient l'impédance afin de positionner le fonctionnement proche du point P_m pour extraire la puissance maximale, en se maintenant dans une zone d'exploitation optimale de l'énergie fournie par le module.

(a) **Influence de l'éclairement**

Les figures 1.7 et 1.8 mettent en évidence, respectivement, l'effet du changement d'éclairement sur les caractéristiques I-V et P-V d'un panneau photovoltaïque PV. On remarque bien, en effet, que lorsque l'ensoleillement augmente, l'intensité du courant croît. Le panneau PV produit alors une puissance qui, au même moment, croît également en raison d'une intensité de rayonnement solaire reçue plus importante. À l'opposé, on note aussi que le changement dans les conditions de rayonnement solaire affecte la tension de circuit ouvert. Cette dernière tend à croître avec une intensité d'éclairement plus importante, mais cette augmentation reste relativement négligeable [6] [3] [39].

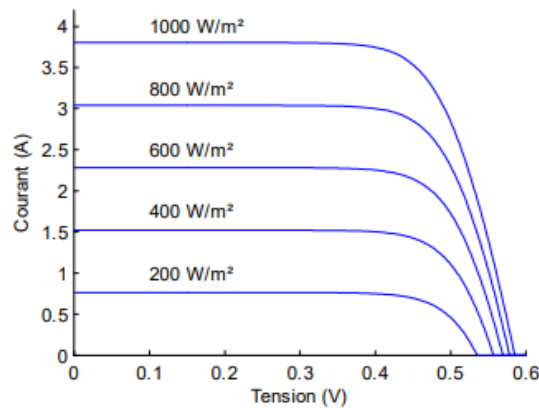


FIGURE 1.7 – Effet du changement d'éclairement sur la caractéristique I-V [29]

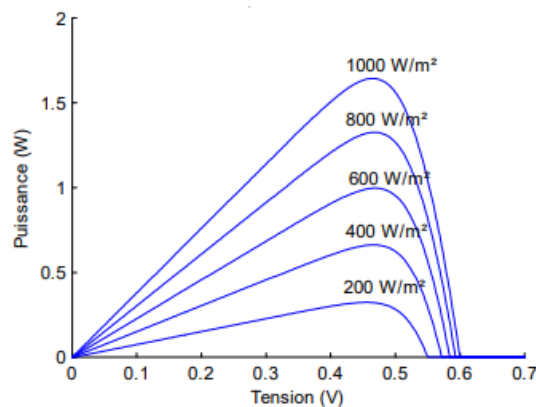


FIGURE 1.8 – Effet du changement d'éclairement sur la caractéristique P-V [29]

(b) **Influence de la température**

L'évolution de la caractéristique $I(V)$ montre que le courant est faiblement influencé par la température, alors que la tension varie largement avec celle-ci.

En effet, dans la mesure où le courant augmente légèrement avec la température, la tension de circuit ouvert décroît de manière significative.

Cette diminution de la tension entraîne une baisse de la puissance maximale produite par le générateur photovoltaïque, ce qui met en évidence l'effet défavorable d'une température croissante sur la performance globale du module.

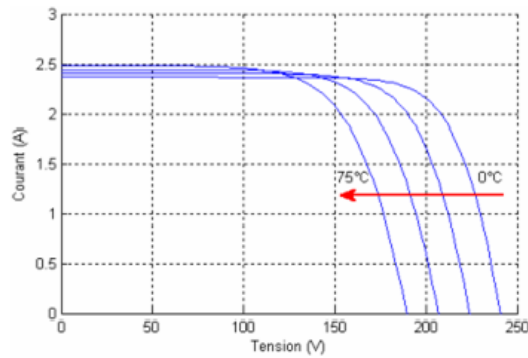


FIGURE 1.9 – Effet du changement de la température sur la caractéristique I-V [9]

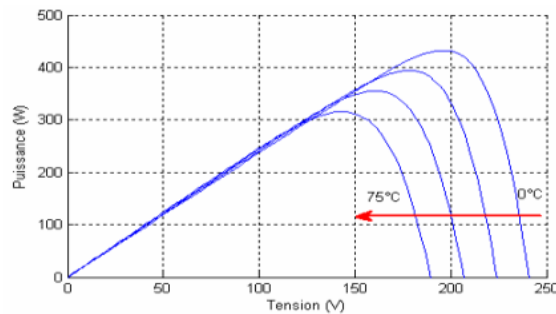


FIGURE 1.10 – Effet du changement de la température sur la caractéristique P-V [9]

(c) **Influence de la résistance série et shunt**

La figure 1.11 montre l'influence de la résistance série sur la caractéristique de la cellule. On observe une déclinaison de la pente de la caractéristique $I - V$ dans la zone où la cellule fonctionne comme un générateur de tension pratiquement constant, modifiant ainsi la tension de circuit ouvert.

En revanche, une valeur anormalement élevée de R_s peut sensiblement diminuer le courant de court-circuit I_{sc} .

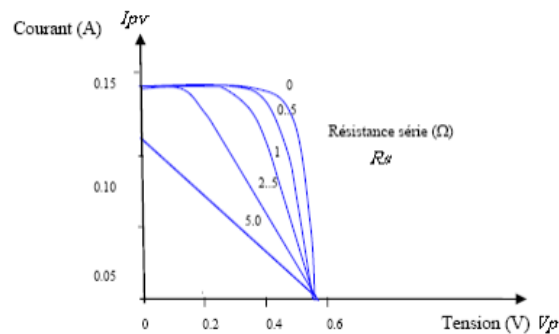


FIGURE 1.11 – Influence de la résistance série sur la caractéristique I-V [12]

Comme l'illustre la figure 1.12, la résistance shunt R_p se traduit par une faible baisse de la tension de court-circuit, ainsi qu'une augmentation de la pente de la caractéristique de la cellule dans la zone où elle fonctionne en générateur de courant quasi-constant.

La résistance R_p provient des défauts de la qualité de la jonction P-N et est à l'origine des courants de fuite.

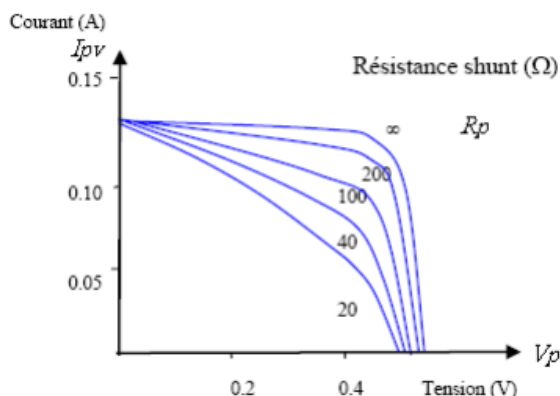


FIGURE 1.12 – Influence de la résistance shunt sur la caractéristique I-V [12]

1.5 Générateur Photovoltaïque (GPV)

Les systèmes de cellules photovoltaïques, disposées en séries et en parallèle puis protégées par une couche de verre, forment les modules photovoltaïques.

Ces modules photovoltaïques sont non seulement connectés entre eux, mais également reliés entre les chaînes formées, pour constituer un générateur photovoltaïque. Ce dernier est conçu avec une taille standardisée, afin de produire une puissance continue proportionnelle aux besoins électriques habituels observés à la sortie du dispositif (voir figure 1.13).

Les modules photovoltaïques sont disposés à l'aide de structures métalliques inclinées, généralement à un angle optimal en fonction de la position géographique, et sont souvent regroupés sous le terme de champ de modules [7] [3].

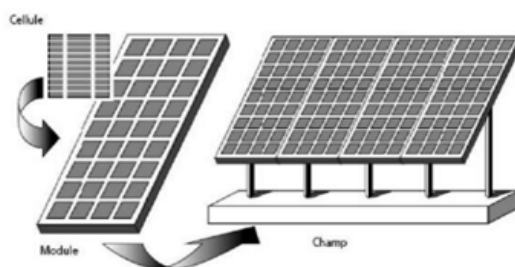


FIGURE 1.13 – Composantes d'un générateur de modules photovoltaïques

1.5.1 Choix du type de panneau photovoltaïque

Le panneau solaire choisi (**SY-M80W**) est sélectionné en fonction de sa disponibilité dans le laboratoire **LAT**. Ses caractéristiques électriques, déterminées dans des conditions standard **STC**, sont présentées dans le Tableau 1.5.

TABLEAU 1.5 – Caractéristiques électriques d’un panneau photovoltaïque SY-M80W [36]

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension de circuit ouvert	V_{OC}	22	V
Courant de court-circuit	I_{SC}	4.85	A
Tension de puissance maximale	V_{mpp}	17.4	V
Courant de puissance maximale	I_{mpp}	4.61	A
Puissance maximale	P_{max}	80	W

1.5.2 Adaptation entre un GPV et une charge

Le générateur photovoltaïque (**GPV**) présente une caractéristique courant-tension (I–V) de nature non linéaire. Le point de puissance maximale **MPP**, qui dépend fortement des conditions d’ensoleillement et de température, peut entraîner, lors de la connexion à une charge fixe, un écart notable entre la puissance disponible et celle réellement utilisée, ce qui provoque une baisse de rendement énergétique [1].

L’électronique de puissance joue un rôle nécessaire dans l’adaptation électrique, que ce soit en courant continu DC ou en courant alternatif AC, afin d’optimiser le transport, la distribution et l’utilisation de l’énergie. Elle permet également de réduire les pertes énergétiques, le poids des composants et le bruit produit par les systèmes électriques [21, 22].

Pour maximiser l’énergie extraite du **GPV**, on utilise un convertisseur **DC-DC** comme interface entre le générateur et la charge. Ce convertisseur est piloté par un algorithme de poursuite du point de puissance maximale **MPPT**, qui ajuste automatiquement la tension et le courant de sortie afin de maintenir le fonctionnement du GPV au niveau optimal [1], au point de puissance maximale :

$$P_{\max} = V_{\max} \cdot I_{\max} \quad (1.11)$$

Les convertisseurs statiques sont très importants pour l’adaptation de la tension entre le générateur et la charge, surtout dans les systèmes d’énergie renouvelable (énergie photovoltaïque ou l’éolien). Dans un système PV, le point de puissance max **MPP** change selon les conditions climatiques comme l’ensoleillement et la température. Pour tirer le maximum d’énergie du système, on utilise un convertisseur **DC-DC** avec un algorithme **MPPT**, qui permet d’ajuster la tension et le courant de façon dynamique pour suivre le **MPP** et assurer un bon transfert de l’énergie disponible [21, 22, 37].

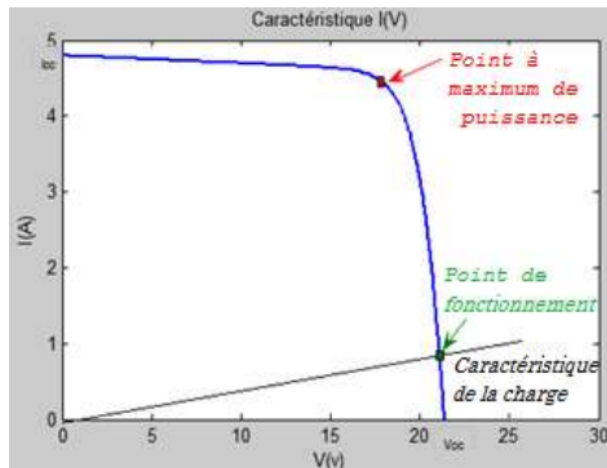


FIGURE 1.14 – Caractéristique I-V du panneau photovoltaïque avec charge [2]

1.6 Convertisseurs DC/DC

Les dispositifs électroniques modernes doivent satisfaire à des critères stricts concernant la qualité, la fiabilité, la compacité, le poids et le coût. Bien que les régulateurs linéaires assurent une tension de sortie stable et de qualité, leur efficacité est insuffisante pour les applications de forte puissance, en raison des pertes énergétiques élevées qu'ils génèrent.

Au contraire, les convertisseurs **DC-DC** fonctionnent comme des régulateurs à découpage, utilisent des interrupteurs électroniques tels que les thyristors, les transistors de puissance ou les IGBT. Ces dispositifs alternent entre différents états de commutation pour diminuer les pertes d'énergie et ainsi d'améliorer le rendement global du système.

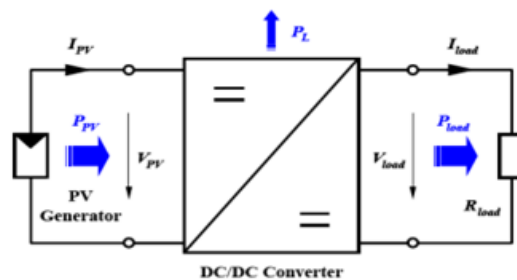


FIGURE 1.15 – Convertisseur DC/DC [29]

1.6.1 Types de Hacheurs

Les convertisseurs **DC-DC** sont des éléments nécessaires dans les systèmes photovoltaïques. Ils permettent d'ajuster la tension et le courant en fonction des besoins spécifiques des charges, tout en maximisant le transfert de puissance dans le circuit. Le réajustement constant de la puissance fournie, qui prend en compte les variations de l'irradiation solaire, de la température et de la charge, assure que le système fonctionne toujours près du point de puissance maximale **MPP**

Parmi les convertisseurs non isolés, trois types sont généralement utilisés :

- Le hacheur abaisseur (Buck), qui réduit la tension d'entrée.
- Le hacheur éleveur (Boost), qui augmente la tension d'entrée.

- Le hacheur abaisseur-élevateur (Buck-Boost), qui peut augmenter ou diminuer la tension.

Chacun de ces convertisseurs est unidirectionnel en courant et en tension, c'est-à-dire que l'énergie circule dans un seul sens. Le choix du convertisseur dépend du type de charge à alimenter.

1.6.1.1 Hacheur Abaisseur (Buck)

Un hacheur abaisseur, ou convertisseur Buck, convertit une tension continue en une tension continue de valeur inférieure. La figure 1.16 présente son schéma électrique.

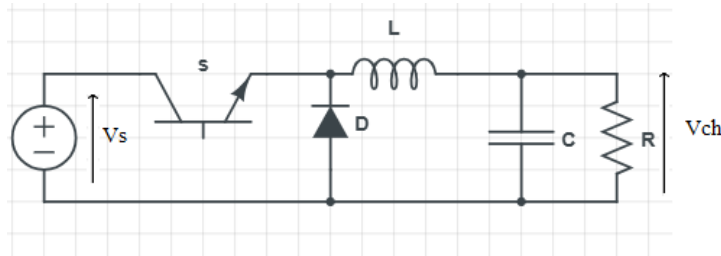


FIGURE 1.16 – Schéma électrique d'un convertisseur Buck

Le fonctionnement s'effectue en deux configurations, selon que l'interrupteur K est fermé ou ouvert. La figure 1.17 indique les états de l'interrupteur K :

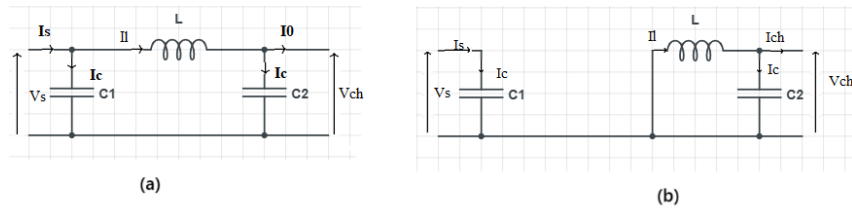


FIGURE 1.17 – Schéma du convertisseur Buck avec l'interrupteur en positions 1 et 2

- Lorsque K est fermé, la source V_e alimente la charge et l'inductance L emmagasine de l'énergie, sur la durée de 0 à αT (avec $0 < \alpha < 1$ le rapport cyclique).
- Lorsque K est ouvert, l'énergie stockée dans L continue d'alimenter la charge via la diode de roue libre, sur la période allant de αT à T [32].

La tension de sortie moyenne (V_s) est donnée par :

$$V_s = \alpha \cdot V_e. \quad (1.12)$$

L'ondulation de courant dans L est :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_e}{L \cdot f}. \quad (1.13)$$

L'ondulation de tension est :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_e}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2}. \quad (1.14)$$

Le courant moyen dans l'inductance est égal au courant dans la charge ($i_L = i_s$) [15].

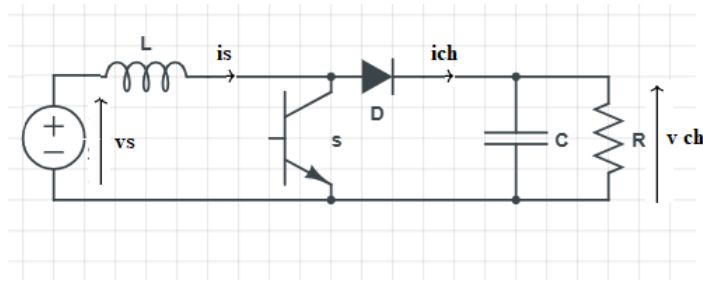


FIGURE 1.18 – Schéma électrique d'un convertisseur Boost

1.6.1.2 Hacheur Élévateur (Boost)

Le hacheur élévateur, ou convertisseur Boost, augmente la tension d'entrée pour fournir une tension de sortie supérieure. La figure 1.18 montre son schéma électrique.

Son fonctionnement repose également sur deux configurations La figure 1.19 indique les états de l'interrupteur K :

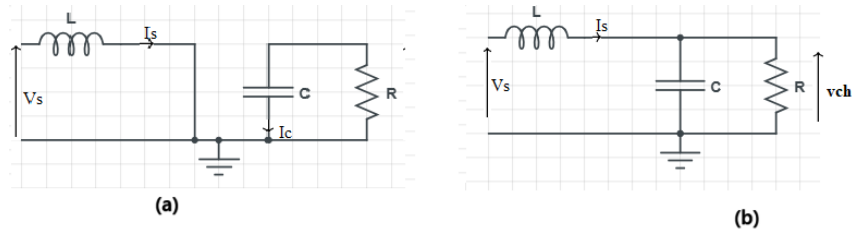


FIGURE 1.19 – Schéma du convertisseur Boost avec l'interrupteur en positions 1 et 2

- Lorsque K est fermé, V_e alimente l'inductance L qui stocke l'énergie sans transmettre de courant à la charge pendant la durée 0 à αT ($0 < \alpha < 1$).
- Lorsque K est ouvert, l'énergie emmagasinée dans L est libérée et s'ajoute à V_e pour alimenter la charge via la diode D , produisant ainsi une tension de sortie supérieure [32].

La tension moyenne de sortie s'exprime par :

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha}. \quad (1.15)$$

L'ondulation du courant dans L est :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f}. \quad (1.16)$$

L'ondulation de la tension de sortie est :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha \cdot V_e}{(1 - \alpha) \cdot R \cdot C \cdot f}. \quad (1.17)$$

Le courant moyen dans l'inductance est égal au courant d'entrée ($i_L = i_e$) [15].

1.6.1.3 Hacheur Abaisseur-Élévateur (Buck-Boost)

Le hacheur abaisseur-élévateur (Buck-Boost) permet d'obtenir une tension de sortie soit inférieure, soit supérieure à V_e . La figure 1.20 en présente le schéma électrique.

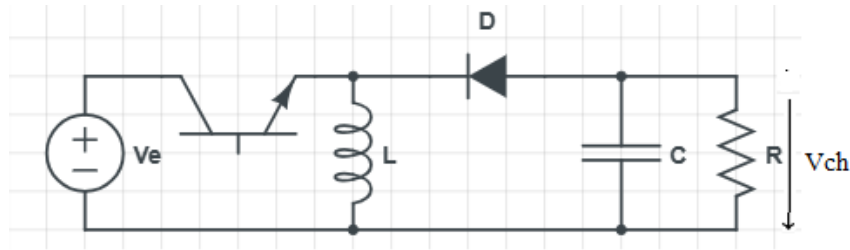


FIGURE 1.20 – Schéma électrique d'un convertisseur Buck-Boost

Son fonctionnement repose sur :

- Lorsque K est fermé, V_e alimente L qui emmagasine de l'énergie. La diode est alors bloquée, et aucun courant ne circule dans la charge durant 0 à αT .
- Lorsque K est ouvert, l'énergie stockée dans L est transférée à la charge via la diode, et la tension de sortie V_s peut être inférieure ou supérieure à V_e selon α (phase de αT à T) [32].

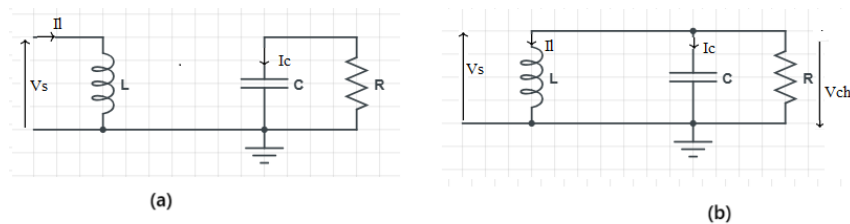


FIGURE 1.21 – Schéma du convertisseur Buck-Boost avec l'interrupteur en positions 1 et 2

La tension moyenne de sortie s'exprime par :

$$V_s = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot V_e. \quad (1.18)$$

L'ondulation du courant dans L est :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f}. \quad (1.19)$$

L'ondulation de la tension est :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{R \cdot C \cdot f \cdot (1 - \alpha)}. \quad (1.20)$$

Enfin, le courant moyen dans L est :

$$i_L = \frac{i_s}{1 - \alpha} \quad (\text{avec } i_L = i_s \text{ pour les autres topologies [15].}) \quad (1.21)$$

Il existe des topologies DC/DC plus avancées que celles décrites précédemment. Le tableau 1.6 présente une comparaison de leur complexité architecturale.

TABLEAU 1.6 – Comparaison des convertisseurs DC-DC [23]

Type	Fonction	Interrupteur	Diode	Transformateur	Complexité
<i>Buck</i>	Abaisseur	1	1	non	Faible
<i>Boost</i>	Élévateur	1	1	non	Faible
<i>Buck-Boost</i>	Abaisseur/Élévateur	1	1	non	Faible
<i>Flyback</i>	Abaisseur/Élévateur	1	1	oui	Moyenne
<i>Half Forward</i>	Abaisseur/Élévateur	1	1	oui	Moyenne

1.6.2 Choix du Type de Convertisseur

Dans cette étude, on a choisi d'utiliser un convertisseur élévateur de type Boost, parce que la tension demandée par la charge est plus grande que celle produite par le générateur photovoltaïque **GPV**, et donc il n'est pas nécessaire de la diminuer. Ce type de convertisseur permet d'améliorer le transfert de l'énergie produite, de limiter les ondulations du courant ainsi que les pertes liées à l'effet Joule et aux commutations. Il contribue également à prolonger la durée de vie des composants. De plus, cette solution permet d'augmenter le rendement global du système tout en assurant une bonne réactivité face aux variations de l'irradiation solaire.

1.7 Commande MPPT

Le fonctionnement de la commande **MPPT** joue un rôle important dans l'optimisation du rendement d'un système photovoltaïque. La puissance fournie par un panneau solaire varie en fonction de plusieurs paramètres, tel que la température, l'irradiation solaire et le point de fonctionnement électrique, qui peut s'éloigner du point de puissance maximale.

La commande MPPT permet d'ajuster en temps réel le rapport cyclique du convertisseur **DC/DC**, afin que le générateur photovoltaïque fonctionne au plus proche de son point optimal. Cela garantit un transfert maximal de puissance vers la charge. Concrètement, cette technique consiste à modifier automatiquement le rapport cyclique α , de manière à maintenir les conditions idéales pour extraire la puissance maximale disponible du panneau photovoltaïque. Cette commande peut être mise en œuvre à l'aide de plusieurs algorithmes, qu'ils soient de nature analogique ou numérique [2].

Dans la suite, nous présentons les méthodes de MPPT les plus couramment utilisées.

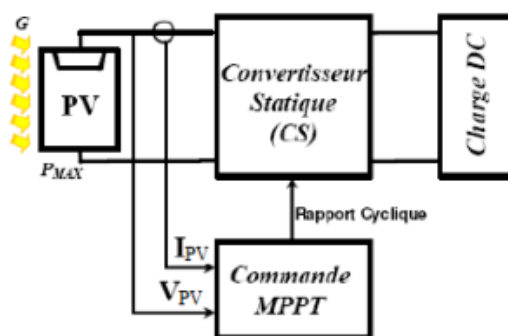


FIGURE 1.22 – Schéma de principe du convertisseur MPPT [29]

1.7.1 Algorithme Perturber et Observer (P&O)

Le principe de cet algorithme repose sur une modification directe du rapport cyclique α , en appliquant une légère perturbation à la tension du panneau photovoltaïque **PV**. Après cette perturbation, la puissance instantanée délivrée par le panneau au temps k est mesurée, puis comparée à celle obtenue à l'instant précédent ($k - 1$). Si la puissance mesurée augmente, ça veut dire que le système est entrain de se rapprocher du point de puissance maximale. Dans ce cas, on garde la variation du rapport cyclique dans le même sens. Par contre, si on remarque une diminution de la puissance, cela montre qu'on s'éloigne du **MPP**. Donc, il faut changer le sens de variation du rapport cyclique pour essayer de revenir vers le point optimal de fonctionnement. [13, 26].

La figure 1.23 présente l'organigramme de cette méthode.

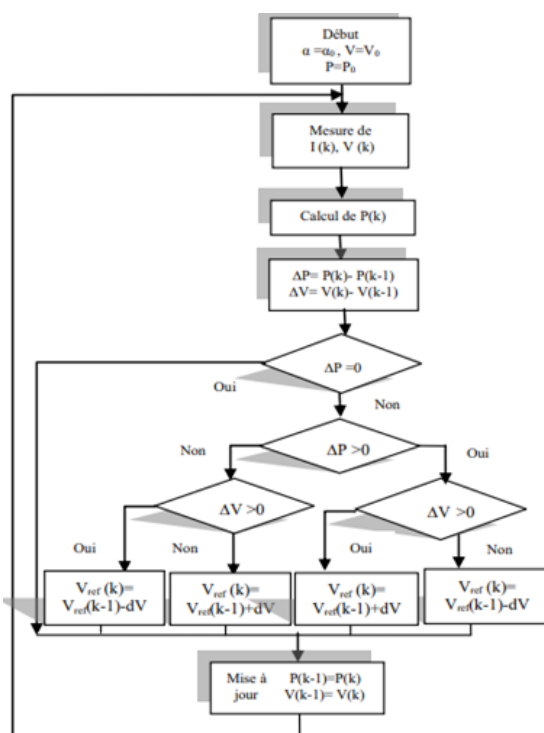


FIGURE 1.23 – Organigramme de l'algorithme P&O [2]

Le choix du pas d'incrément est crucial : un pas trop important garantit une forte réactivité mais induit des pertes plus importantes, tandis qu'un pas trop faible réduit ces pertes en régime stationnaire mais diminue la réactivité aux variations climatique [13].

1.7.2 Algorithme Incrément de la Conductance (INC)

Le principe de cet algorithme repose sur la connaissance de la valeur de la conductance $G = \frac{I}{V}$ et de son incrément (dG) pour déduire la position du point de fonctionnement par rapport au **MPP**.

Lorsque l'incrément de conductance (dG) est supérieur au négatif de la conductance ($-G$), le rapport cyclique est diminué. Par contre, lorsqu'il est inférieur au négatif de la conductance, le rapport cyclique est augmenté.

Ce processus est reproduit jusqu'à atteindre le **MPP** [35].

La figure 1.24 illustre l'organigramme de la méthode INC.

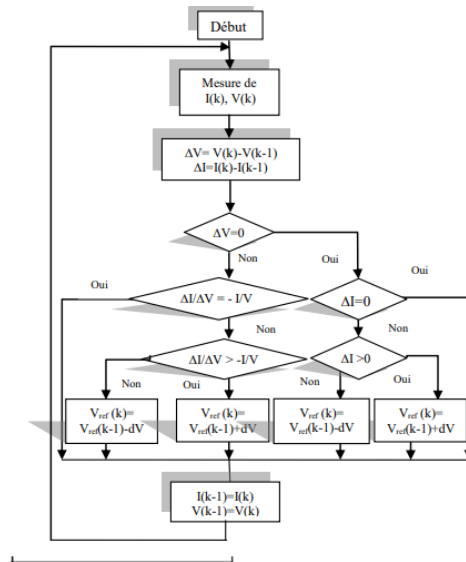


FIGURE 1.24 – Organigramme de l’algorithme INC [2]

Le tableau 1.7 résume les principales caractéristiques des algorithmes MPPT étudiés, en prenant en compte la nécessité de connaître les paramètres du panneau, la complexité, la rapidité et la précision .

TABLEAU 1.7 – Comparaison des algorithmes MPPT [2]

<i>Algorithmes MPPT</i>	P&O	INC
Type de capteurs utilisés	1 Tension 1 Courant	1 Tension 1 Courant
Identification des paramètres du panneau PV	Non nécessaire	Non nécessaire
Complexité	Basse	Moyenne
Vitesse de convergence	Moyenne	Moyenne
Précision	95%	98%

1.8 Conclusion

Au terme de ce chapitre , une vision globale du fonctionnement des systèmes photovoltaïques a été établie . L’analyse des principales sources d’énergie renouvelable a permis de situer l’énergie solaire dans un cadre plus large de transition énergétique . L’étude du rayonnement solaire , des types et caractéristiques des cellules photovoltaïques ainsi que de leur modélisation mathématique a fourni les fondements nécessaires à la compréhension du comportement électrique des générateurs photovoltaïques .

La mise en évidence de l’influence des conditions d’éclairement et de température , a souligné l’importance de l’optimisation des systèmes afin d’en maximiser le rendement . Enfin , l’intégration des convertisseurs statiques (DC/DC) et des algorithmes MPPT a montré leur rôle déterminant dans la recherche du point de fonctionnement optimal .

Ces connaissances constituent un socle essentiel pour toute démarche d’analyse, de simulation ou de conception de systèmes photovoltaïques performants .

Chapitre 2

Présentation matérielle et configuration Simulink de la carte F28379D

2.1 Introduction

Dans le cadre du développement des systèmes embarqués pour le contrôle de puissance, le choix d'une plateforme matérielle performante et adaptée reste une étape très importante. Dans ce chapitre, on va présenter la carte LAUNCHXL-F28379D, qui fait partie de la famille C2000 de Texas Instruments, et qui est beaucoup utilisée dans les applications de commande numérique, surtout en électronique de puissance et en automatisme industriel. Le but ici c'est de présenter l'architecture matériel et logiciel de cette carte, en mettant surtout l'accent sur les composants les plus importants comme le microcontrôleur TMS320F28379D, les modules ADC et PWM, sans oublier les interfaces de communication qui sont déjà intégrées dans la carte. En plus, ce chapitre va aussi montrer les étapes qu'il faut suivre pour installer, configurer et utiliser la carte dans l'environnement MATLAB/Simulink, afin de faire des tests fonctionnels et aussi des simulations en temps réel.

2.2 Présentation de la famille C2000 de Texas Instruments

La famille des microcontrôleurs C2000 conçu par Texas Instruments est développer pour répondre aux besoins des systèmes temps réel critique. Contrairement aux microcontrôleurs plus généralistes, les C2000 sont optimiser pour des applications de commande dans les systèmes de puissance comme les moteurs électriques, les convertisseurs DC/DC ou les onduleurs. Avec une architecture matérielle adapté, ces microcontrôleurs permet de réduire le temps de réponse, d'avoir une bonne précision dans les traitement, et d'exécuter les algorithmes de régulation avec moins de cycles [19, 20].

2.2.1 Vue d'ensemble de la famille C2000

Ce cœur peut traiter les nombres de différentes façons, ce qui lui permet d'effectuer facilement des calculs simples ou complexes, comme le contrôle intelligent des systèmes photovoltaïques. [19].

Dans les versions les plus avancé comme le TMS320F28379D, un microprocesseur auxiliaire appeler CLA (Control Law Accelerator) est présent, capable de faire certaines

taches de contrôle tout seul. Ça libère le processeur principal et augmente l'efficacité globale du système [20].

Avec cette architecture, les microcontrôleurs C2000 sont bien adaptés pour des environnements difficiles où la vitesse, la stabilité et la précision sont très importants.

2.2.2 Spécifications techniques et modules intégrés

Les microcontrôleurs C2000, surtout ceux de la série F2837x, possèdent plusieurs modules numériques et analogiques intégrés, ce qui réduit le besoin en composants externes :

TABLEAU 2.1 – Résumé des principaux modules intégrés du microcontrôleur F28379D [19]

Module	Caractéristiques
Convertisseurs analogique-numérique (ADC)	Résolution pouvant atteindre 16 bits Jusqu'à 4 modules ADC indépendants (par exemple sur le F28379D) avec une Vitesse d'échantillonnage élevée (jusqu'à 3.5 MIPS) Prise en charge de l'échantillonnage simultané
Générateurs PWM (ePWM)	Jusqu'à 24 canaux de PWM
Modules de capture et de position (eCAP, eQEP)	Lecture des signaux provenant d'encodeurs et de capteurs de position ou de vitesse
Interfaces de communication	UART, SPI, I2C, CAN intégrés et port USB accessible via l'interface XDS100v2

La diversité de ces fonctions donne la possibilité aux ingénieurs de réaliser des systèmes embarqués performant avec moins de composants matériels [19, 20].

2.2.3 Domaines d'application typiques

Les microcontrôleurs de la famille C2000 sont beaucoup utilisés dans plusieurs domaines industriels et technologiques. On peut citer par exemple :

- La commande des moteurs (DC, AC) ;
- Les systèmes de conversion d'énergie, comme les convertisseurs DC/DC et les onduleurs ;
- Les installations photovoltaïques, surtout pour faire la régulation de la tension à travers la méthode de suivi de point de puissance maximal (MPPT) ;
- Les véhicules électriques, où le microcontrôleur gère à la fois le moteur et la batterie ;
- Les systèmes d'onduleurs (inverters) pour les alimentations sans coupure (UPS) ou les systèmes d'automatisation industrielle.

Ces applications demandent des bonnes performances en traitement temps réel, de la robustesse, et dans certains cas la capacité à gérer des signaux mixtes. C'est pourquoi le choix du TMS320F28379D est tout à fait logique dans ce projet, qui vise à commander un convertisseur DC/DC dans une application photovoltaïque.

2.3 Architecture de la carte F28379D

La carte LAUNCHXL-F28379D représente une plateforme de développement complète pour tester et réaliser des solutions de commande temps réel. Elle intègre le micro-

contrôleur performant TMS320F28379D, qui fait partie de la famille C2000 Delfino. Ce composant a été conçu pour répondre aux exigences des systèmes embarqués critiques.

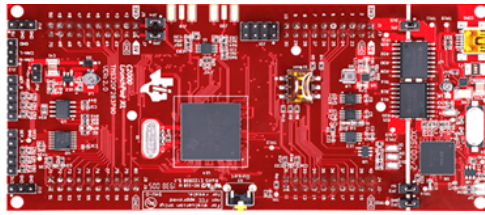


FIGURE 2.1 – LAUNCHXL-F28379D

2.3.1 Microcontrôleur principal :

La carte LAUNCHXL-F28379D est une solution de développement abordable proposée par Texas Instruments. Elle est basée sur le microcontrôleur TMS320F28379D de la gamme Delfino™. Ce microcontrôleur se caractérise par :

- Une architecture à deux cœurs (Dual-Core) avec deux processeurs C28x indépendants ;
- Une fréquence de fonctionnement qui peut atteindre les 200 MHz avec une architecture 32 bits ;
- 1 Mo de mémoire flash intégrée, et 204 Ko de RAM interne ;
- Des unités de calcul spécialisées (comme les Math Units ou le multiplicateur matériel) ;
- Un accélérateur CLA (Control Law Accelerator) qui permet le traitement parallèle ;
- Une configuration flexible des broches via le système Pin Mux.

Cette architecture est très adaptée pour des applications comme le contrôle industriel, les systèmes embarqués ou le traitement du signal en temps réel. Elle apporte la rapidité et la fiabilité nécessaires pour contrôler des moteurs, des convertisseurs de puissance ou encore des systèmes de mesure intelligents [19].

2.3.2 Horloge et systèmes de temporisation

Sources d'horloge

- Cristal externe ou oscillateur : Visible sur la droite du schéma, le microcontrôleur peut utiliser un cristal externe ou un oscillateur comme source principale d'horloge.
- AUXCLKIN : Entrée d'horloge auxiliaire permettant d'utiliser une source externe secondaire [20].

Multiplicateurs de fréquence (PLL)

- Main PLL (Phase-Locked Loop) : Multiplie la fréquence d'entrée pour générer l'horloge système principale.
- Aux PLL : PLL auxiliaire pouvant être utilisée pour certains périphériques nécessitant une fréquence différente [20].

Temporisateurs

- CPU Timer : Chaque cœur (CPU1 et CPU2) dispose de trois temporisateurs indépendants (Timer 0, 1, 2) pour générer des événements périodiques, mesurer des durées ou déclencher des interruptions.
- Watchdog Timer : Système de surveillance qui réinitialise automatiquement le microcontrôleur en cas de dysfonctionnement du programme [20].

2.3.3 Interfaces de communication

TABLEAU 2.2 – Interfaces de communication du microcontrôleur F28379D [10]

Interface	Description
SCI	souvent appelé UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), est une interface série asynchrone utilisé pour la communication entre le microcontrôleur et d'autres dispositifs (PC, modules Bluetooth, autre microcontrôleurs). Le microcontrôleur possède plusieurs module SCI (A, B, C, D), chacun avec une mémoire FIFO de 16 bits pour tamponner les données et réduire la charge processeur.
I2C	(Inter-Integrated Circuit) est un bus série synchrone a deux fils (SDA pour les données, SCL pour l'horloge) permettant de connecter plusieurs périphériques sur le meme bus. Le microcontrôleur possède deux modules I2C (A et B).
CAN	(Controller Area Network) est un protocole de communication très robuste et sûr, grandement employé dans l'automobile et l'industrie pour la communication entre différentes unites de controle. Le microcontrôleur a deux modules CAN (A et B), chaque module comportant 32 boites aux lettres, autorisant la gestion simultanée de plusieurs messages.
SPI	(Serial Peripheral Interface) est un protocole série synchrone permettant une communication rapide entre le microcontrôleur et des périphériques externes. Il utilise généralement quatre fils : MOSI (Master Out Slave In), MISO (Master In Slave Out), SCLK (horloge) et SS (Slave Select). Trois modules SPI (A, B, C) sont disponibles dans le microcontrôleur.

2.4 Présentation des broches et boutons de la carte LAUNCHXL-F28379D

La carte LAUNCHXL-F28379D est équipée de nombreux connecteurs, boutons et indicateurs pour faciliter le developpement et le prototypage. Voici les principaux éléments visibles sur la carte :

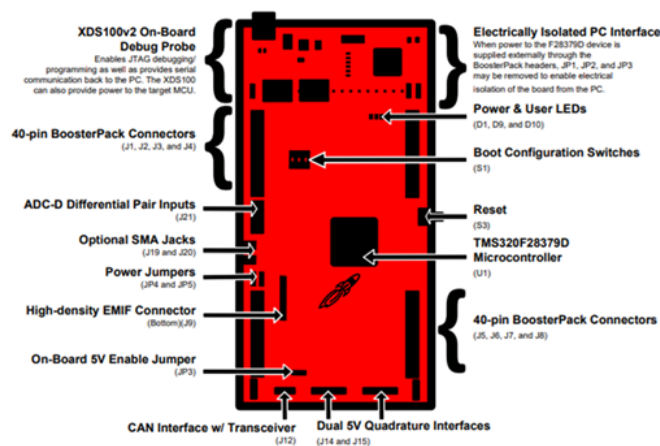


FIGURE 2.2 – Présentation de la carte LAUNCHXL-F28379D [18]

2.4.1 Connecteurs principaux :

- Connecteurs BoosterPack 80 broches :
 - J1 et J3 (en haut à gauche haut) : 20 broches (10 sur J1, 10 sur J3)
 - J2 et J4 (en haut a droite) : 20 broches (10 sur J2, 10 sur J4)
 - J5 et J7 (en bas a gauche) : 20 broches (10 sur J5, 10 sur J7)
 - J6 et J8 (en bas a droite) : 20 broches (10 sur J6, 10 sur J8)

Ces connecteurs exposent la majorité des broches du microcontrôleur avec leurs différentes fonctions multiplexées :

- **Alimentation** : 3.3V, 5V et GND
- **Entrées analogiques (ADC)** : ADCIN0-ADCIN15
- **Signaux PWM** : PWM1A-PWM6B
- **DAC** : 4 dac 12 bits disponibles (dac 1 dac2 dac3 dac 4)
- **Communication SPI** : SPI(A,B)_CLK, SPI(A,B)_SIMO, SPI(A,B)_SOMI, SPI(A,B)_CS
- **Communication I2C** : I2C(A,B)_SCL, I2C(A,B)_SDA
- **Communication UART** : SCI(C,B)_RX, SCI(C,B)_TX
- **GPIO génériques** : Multiples broches configurables

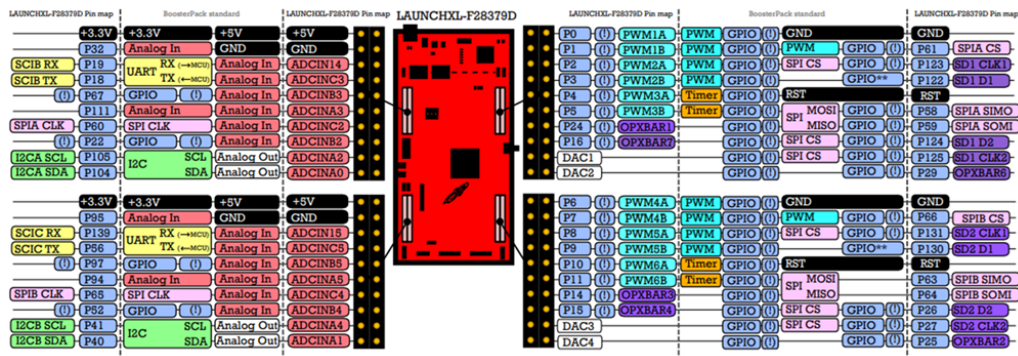


FIGURE 2.3 – Schéma des connecteurs BoosterPack de la carte F28379D [18]

La carte LAUNCHXL-F28379D contient plusieurs connecteurs qui servent pour des fonctions un peu plus avancées . Par exemple,le connecteur EMIF (J9) permet de faire la liaison avec une memoire externe pour des cas ou on a besoin de plus de stockage ou de vitesse. Ensuite, le connecteur J21 donne accès aux entrées différentielles de l'ADC-D, ce qui aide à avoir des mesures plus précises, surtout quand y a du bruit. Aussi, les connecteurs SMA (J19 et J20) peuvent être utilisé pour raccorder des antennes ou bien pour des signaux RF si on fait de la communication sans fil. Finalement, le J12 est un connecteur qui contient déjà un transceiver CAN, ce qui permet de se connecter directement à un bus CAN industriel sans ajouter un module externe. [19]

2.4.2 Boutons et cavaliers

- Bouton de reinitialisation (Reset, S3) : Permet de redemarrer le microcontrôleur à tout moment.
- Sélecteur de configuration de démarrage (Boot Configuration Switches, S1) : Permet de choisir le mode de démarrage du microcontrôleur.
- Cavaliers d'alimentation (JP4, JP5, JP3, JP1, JP2) : Sélection de la source d'alimentation (USB ou externe), activation/désactivation de l'isolation électrique.

2.4.3 Indicateurs LED

- D1 (Power, vert) : Indique que la carte est alimentée.
- D9 (GPIO34, rouge) : LED utilisateur.
- D10 (GPIO31, bleu) : LED utilisateur.

2.4.4 Interface de débogage et de communication

- **XDS100v2 (programmation et debogage)** : La sonde XDS100v2 permet de programmer le microcontrôleur avec le protocole JTAG, tout en offrant la possibilité de faire un débogage en temps réel, ce qui est très utile pendant les phases de mise au point logiciel. Elle fournit aussi une liaison UART qui permet d'envoyer ou recevoir des données entre la carte et un PC via un simple câble USB. [19]
- **Interface PC isolée électriquement** : Cette interface permet de séparer électriquement le PC et la carte grâce à une isolation galvanique, ce qui évite les perturbations comme les surtensions ou les boucles de masse. Elle augmente la sécurité du système et protège les composants. [19]

2.5 Convertisseurs Analogique-Numérique (ADC) de la carte F28379D

La carte F28379D contient 4 convertisseurs analogique-numérique (ADC) qui sont indépendants les uns des autres, et qui offrent une grande flexibilité pour les mesures. Ils peuvent être configurés en 16 bits ou 12 bits, selon ce qu'on veut en terme de résolution pour l'application. Ces ADCs sont connectés à un total de 64 canaux d'entrée analogique, ce qui permet de brancher beaucoup de capteurs ou autres sources analogiques. [19]

2.5.1 Nombre d'ADC et de Canaux

Sur la carte F28379D, on trouve quatre ADCs qui sont :

ADCA , **ADCB**, **ADCC**, **ADCD**

Chacun de ces ADC possède plusieurs canaux pour lire des signaux analogiques. Ensemble, ils permettent de gérer 64 canaux, qui peuvent être utilisés en mode Single Ended (SE) ou bien en mode Differential Ended (DE), selon le type de mesure qu'on veut faire. [20]

Les trois premiers **ADC(ADCA, ADCB, ADCC)** sont surtout utilisés en mode Single Ended. Chacun a 16 canaux, donc on a 48 canaux en tout pour ce type de mesure.

Le dernier, **ADCD**, est conçu spécialement pour les mesures différentielles. Il a aussi 16 canaux, mais ils sont tous pour des paires différentielles. Il est branché à un connecteur spécial qui permet de lire des signaux analogiques en mode différentiel. [20]

2.5.2 Caractéristiques de chaque Mode de Résolution

Les ADCs de cette carte peuvent fonctionner en 16 bits ou en 12 bits. Le choix de la résolution a un impact direct sur la précision des valeurs numériques converties.

2.5.2.1 Mode 12 bits

Le mode 12 bits donne des valeurs numériques entre 0 et 4095, donc la précision est plus faible que le 16 bits, mais par contre la conversion est plus rapide, ce mode est souvent préféré dans les applications où la rapidité est plus importante que la précision absolue. En général, la plage d'entrée reste la même (de 0 à 3.3V ou jusqu'à 5V), et le pas de mesure tourne autour de 0,0008 V. Ce genre de configuration suffit largement pour des systèmes de contrôle classiques ou des applis embarquées où le bruit n'est pas trop critique. [20]

2.5.2.2 Mode 16 bits

Par contre, le mode 16 bits donne une valeur entre 0 et 65535, donc une bien meilleure résolution par rapport au 12 bits. Il est utile surtout dans les cas où on a besoin de mesures très précises et stables. La plage de tension dépend souvent de la référence (comme 3.3V ou 5V), et on peut atteindre une précision de l'ordre de 0,00005 V, ce qui permet de bien capter les petites variations. C'est donc un mode plus adapté pour les environnements où la justesse des données est super importante. [20]

2.5.3 Mode Différentiel – ADCD

Le convertisseur ADCD est utilisé pour faire des mesures en mode différentiel, c'est-à-dire que le signal est lu entre deux entrées, une positive et une négative, ce type de mesure est très pratique dans des environnements bruités ou y a beaucoup d'interférences, car ça permet de réduire le bruit qui touche les deux fils en même temps, en gros, la valeur numérique représente la différence entre les deux signaux, ce qui aide à éliminer le bruit commun. La plage numérique reste la même que celle du mode 16 bits, donc entre 0 et 65535. Comme on travaille sur la différence, la précision est meilleure, surtout dans les cas où on cherche à avoir un signal propre. Ce mode est souvent utilisé quand on veut de la haute précision, par exemple dans l'industriel, le médical ou les systèmes scientifiques exigeants. [20]

2.6 Module ePWM

Le module ePWM (Enhanced PWM) sur la carte F28379D est un élément clé pour le contrôle dans les systèmes électroniques de puissance, que ce soit pour des applications industrielles ou même commerciales. Ce périphérique est conçu pour générer des signaux PWM complexe tout en réduisant la charge sur le CPU. [20]

Le microcontrôleur TMS320F28379D intègre jusqu'à 12 unités ePWM, et chacune possède deux canaux de sortie : A et B, ce qui donne un total de 24 canaux ePWM disponibles. [20]

2.6.1 Nombre de modules ePWM disponibles sur la carte

Même si le microcontrôleur a 12 modules ePWM, la carte F28379D LaunchPad elle expose seulement 6 d'entre eux via les broches d'extension (BoosterPack). [18]

Les modules accessibles sont :

- ePWM1A, ePWM1B
- ePWM2A, ePWM2B
- ePWM3A, ePWM3B

- ePWM4A, ePWM4B
- ePWM5A, ePWM5B
- ePWM6A, ePWM6B

2.6.2 Caractéristiques des modules ePWM

Les modules ePWM sur le F28379D offrent plusieurs fonctionnalités avancées [20] :

- Génération de signaux PWM complexes : que ce soit en mode symétrique, asymétrique, aligné au centre ou au bord.
- Dead-band (zone morte) : permet d'ajouter un temps mort entre les signaux A et B pour éviter les courts-circuits dans les ponts.
- Zones de coupure (Trip Zones) : permet de désactiver rapidement les sorties PWM en cas de problème ou défaut détecté.
- Synchronisation entre modules : utile pour le contrôle de moteurs multiphasés ou autres systèmes coordonnés.
- Mise à jour automatique : les registres peuvent être mis à jour sans provoquer de discontinuités dans le signal.

2.6.3 Calcul de la période et du rapport cyclique

La période et le rapport cyclique (duty cycle) dépendent de la fréquence d'horloge du système, souvent à 100 MHz (pour un seul CPU) ou 200 MHz (quand les deux CPU sont utilisés). [20]

Période :

$$\text{Période} = \frac{f_{\text{horloge}}}{2 \cdot f_{\text{PWM}}} \quad (2.1)$$

2.7 Guide d'Installation et Configuration de la Carte Texas Instruments C2000 (C28379D) sous MATLAB 2021a

Ce guide a pour but de faciliter l'installation et la configuration de la carte Texas Instruments C2000 (C28379D) avec MATLAB 2021a. Il propose une démarche pas à pas illustrée par des captures d'écran pour chaque étape.

2.7.1 Recherche du Support Package C2000

1. Ouvrir **Google** et rechercher : "**Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors**".
2. Accéder au lien officiel **MathWorks Support Package C2000**
3. Télécharger le support

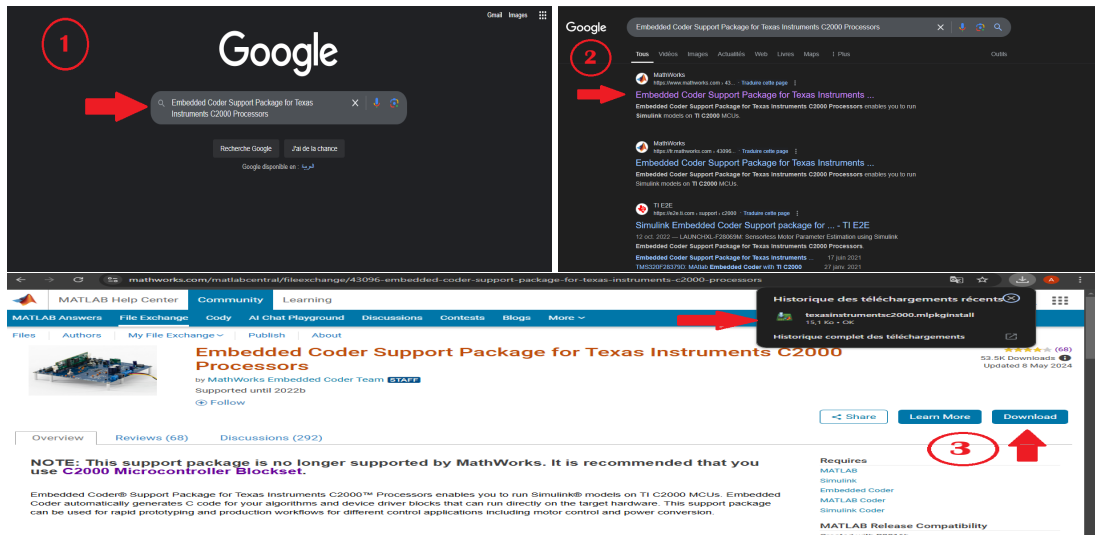


FIGURE 2.4 – Recherche et Téléchargement du Support Package C2000

4. Lancer MATLAB 2021a.

5. Cliquer 2 fois sur le package.

Remarque : cette étape oblige à créer un compte MathWorks.

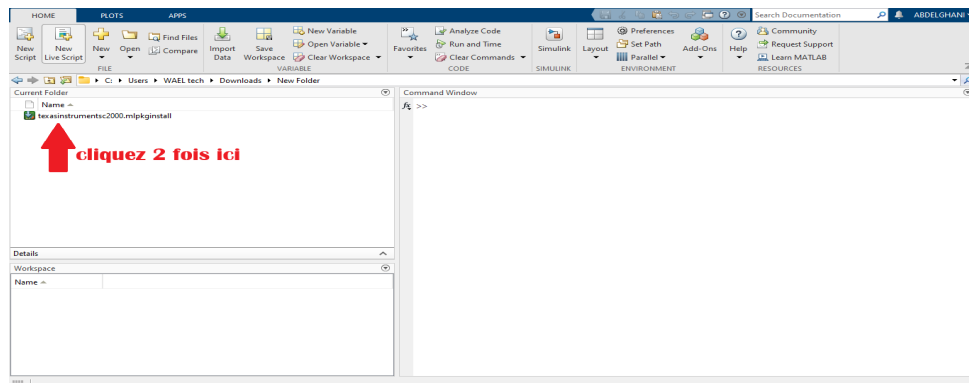


FIGURE 2.5 – Ouverture du Support Package dans MATLAB

6. Sélectionner **Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors**.

7. Cliquer sur **Install** et se connecter à votre compte MathWorks.

8. Accepter le contrat de licence.

9. Cliquer sur **Next** et attendre le téléchargement.

10. Après le téléchargement, cliquer sur **Setup Now** et sélectionner tous les processeurs.

11. Cliquer sur **Next**.

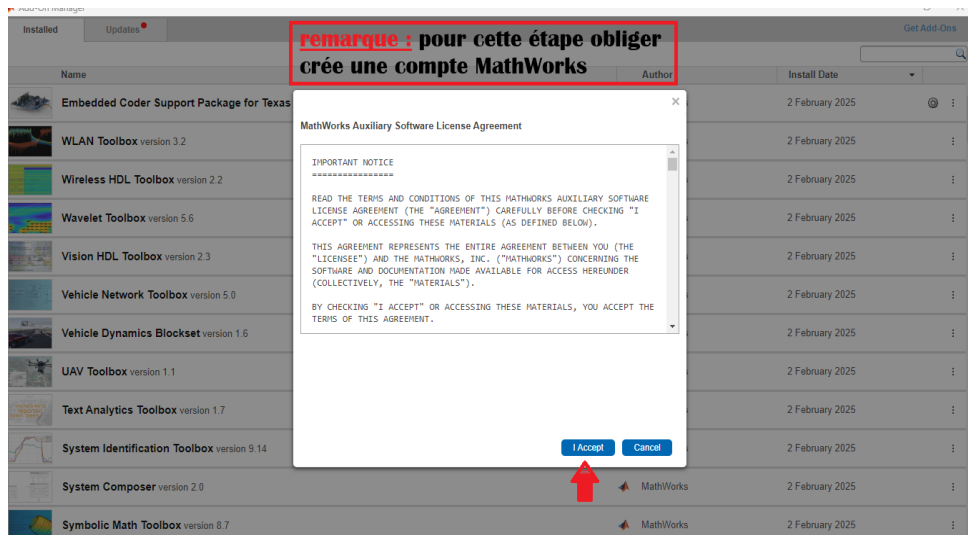


FIGURE 2.6 – Accès au Support Package via MATLAB

2.7.2 Installation des Logiciels Tiers

1. MATLAB affichera une liste de logiciels tiers requis :
 - **TI controlSUITE** (version 3.4.9).
 - **TI Code Composer Studio (CCS)** (version 12.8.1 ou ultérieure).
 - **TI C2000Ware** (version 1.00.05.00).
 - **TI F28044 Headers** (version v130).
2. Télécharger et installer chaque composant depuis le [site TI](#).

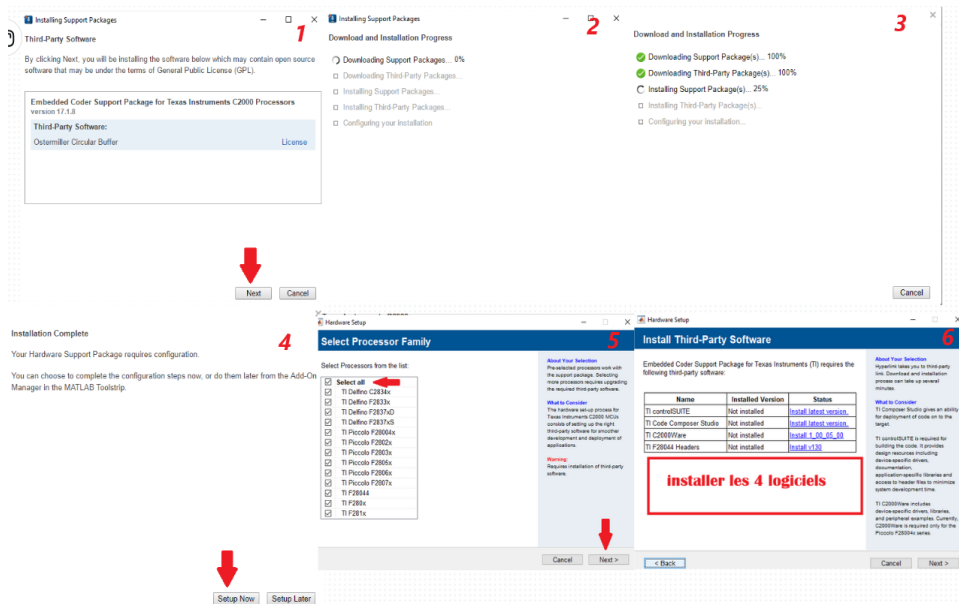


FIGURE 2.7 – Sélection des Logiciels à installer

3. Exécuter le fichier **controlSUITE_v3.4.9.exe**.
4. Suivre les étapes :
 - Accepter le contrat de licence.
 - Choisir le dossier par défaut : **C:\ti\controlSUITE**.
 - Cliquer sur **Finish** pour terminer.

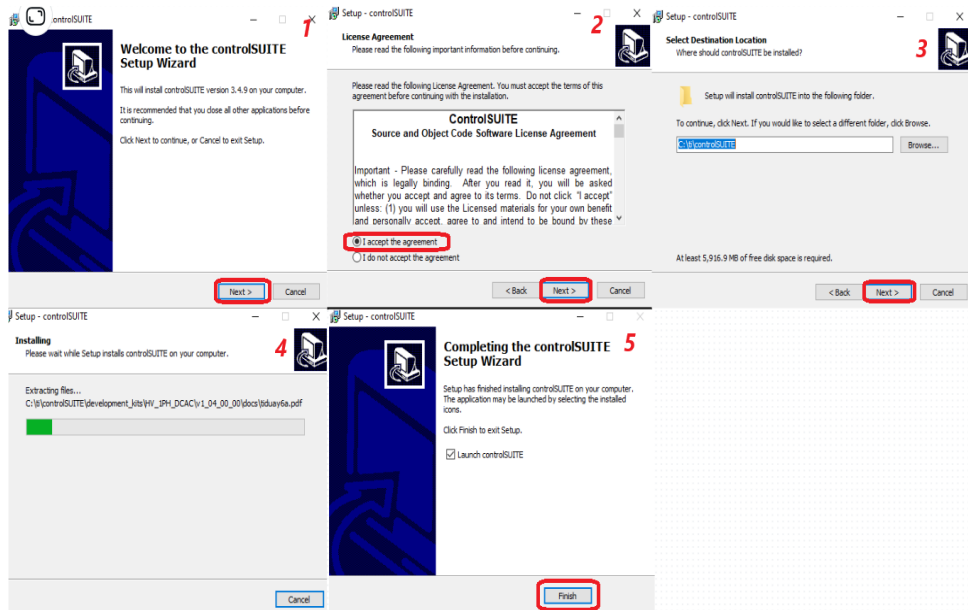


FIGURE 2.8 – Installation de controlSUITE

5. Exécuter `DSP2804x_HeaderFiles.exe`.
6. Configurer le chemin d'installation : `C:\ti\c2000\DSP2804x\v1.30`.
7. Valider l'installation en suivant les invites.

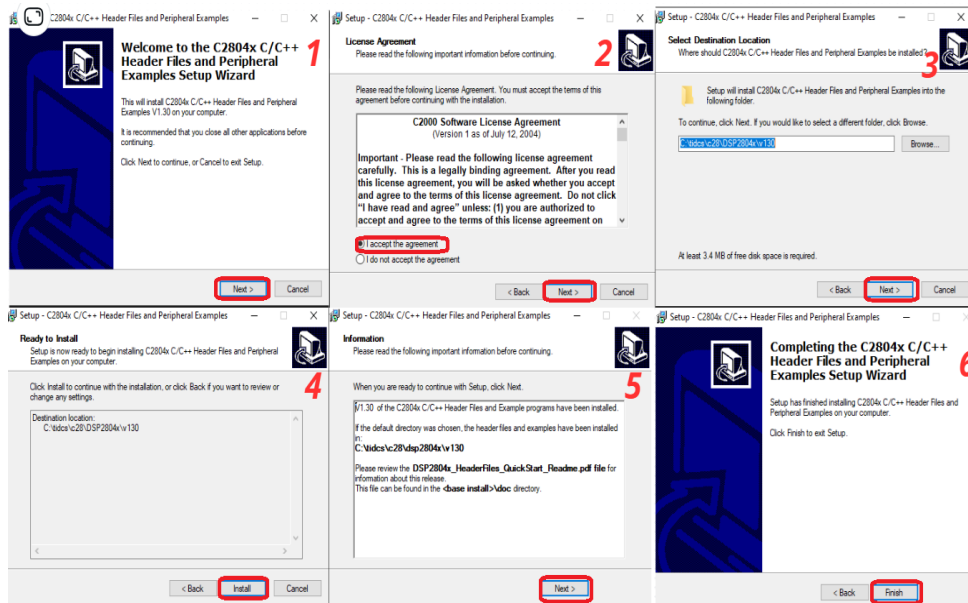


FIGURE 2.9 – Installation de Headers C2804x

8. Installer **CCS 12.8.1** depuis **TI**.
9. Suivre les étapes dans la **figure 2.10**.
10. Sélectionner les composants **C2000 Compiler Tools** et **C2000Ware** pendant l'installation.

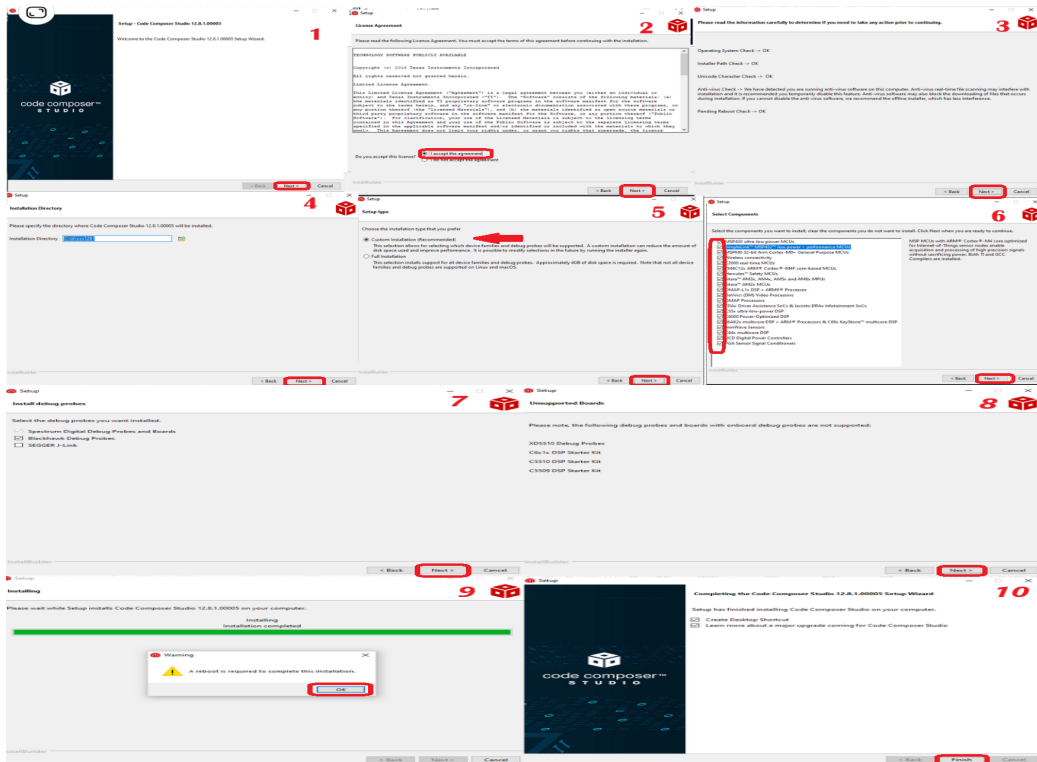


FIGURE 2.10 – Installation de Code Composer Studio (CCS)

11. Télécharger C2000Ware MotorControl SDK v3.02.00.00.
12. Exécuter le fichier d'installation et choisir le dossier :
C:\ti\c2000\C2000Ware_MotorControl_SDK_3.02.00.00.

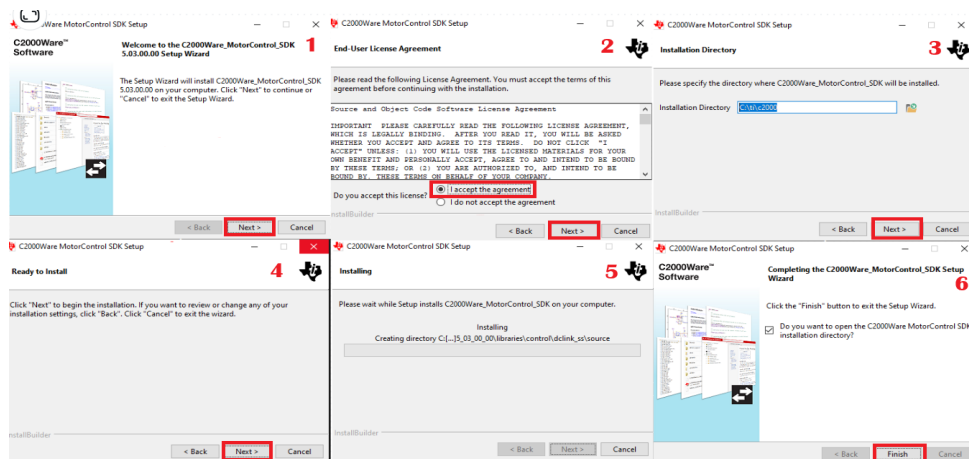


FIGURE 2.11 – Installation du SDK MotorControl

13. Valider chaque composant :
 - **controlSUITE** : Chemin C:\ti\controlSUITE.
 - **C2000Ware** : Chemin C:\ti\c2000\C2000Ware_1_00_05_00.
 - **CCS** : Chemin C:\ti\ccs1281.
 - **F28044 Headers** : Chemin C:\ti\c2000\DSP2804x\v1.30.

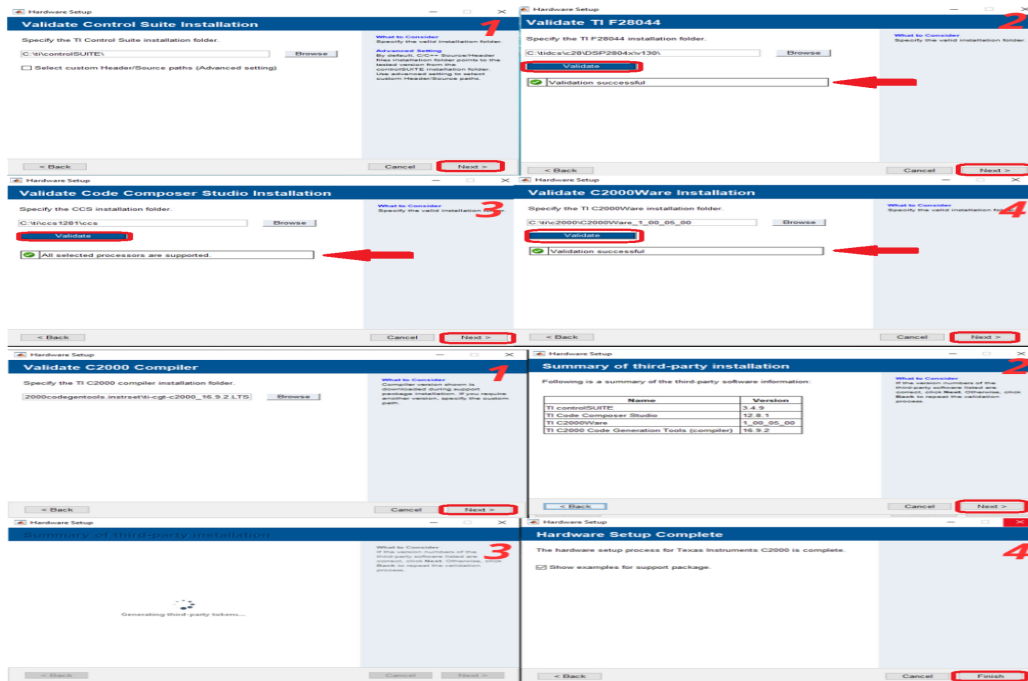


FIGURE 2.12 – Validation des Installations dans MATLAB

2.7.3 Configuration des la carte sur MATLAB

1. Ouvrir une "Blank Model" sur Simulink :
2. Cliquer sur Model Configuration Parametre ou Ctrl+E
3. Cliquer sur Hardware Implementation et sélectionner TI Delfino F28739D LaunchPad
4. Cliquer sur Target Hardware Resources et sélectionner Build,load and run
5. Cocher la case de **Boot from flash** pour sauvegarde le programme sur la carte même après sa déconnexion de l'ordinateur

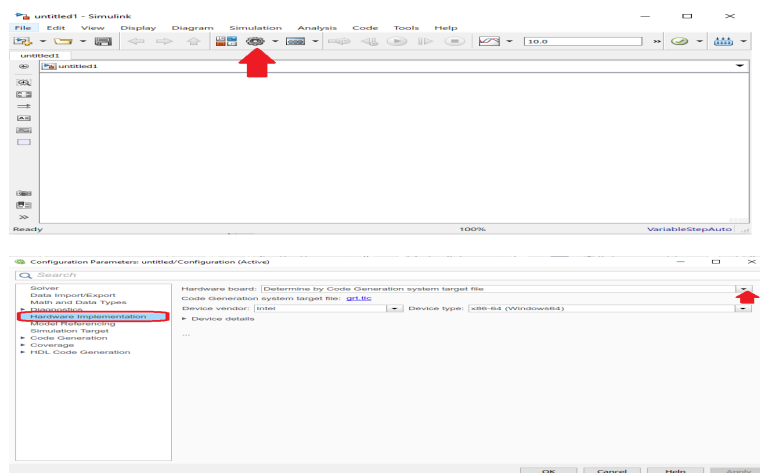


FIGURE 2.13 – Paramètres de configuration matériel dans Simulink(1)

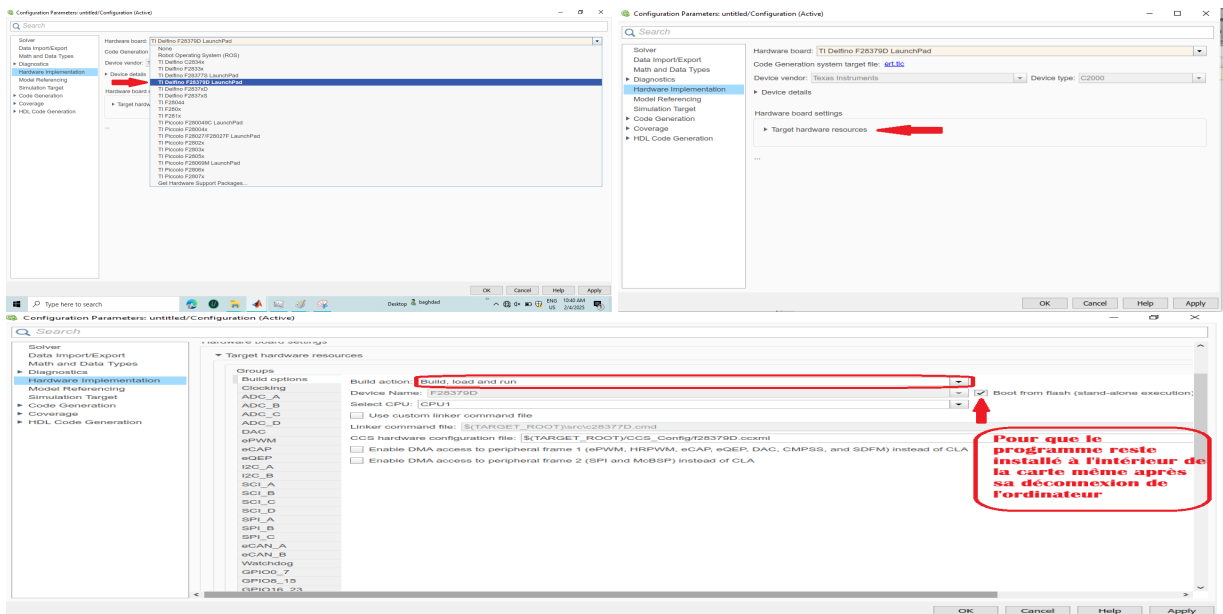


FIGURE 2.14 – Paramètres de configuration matériel dans Simulink(2)

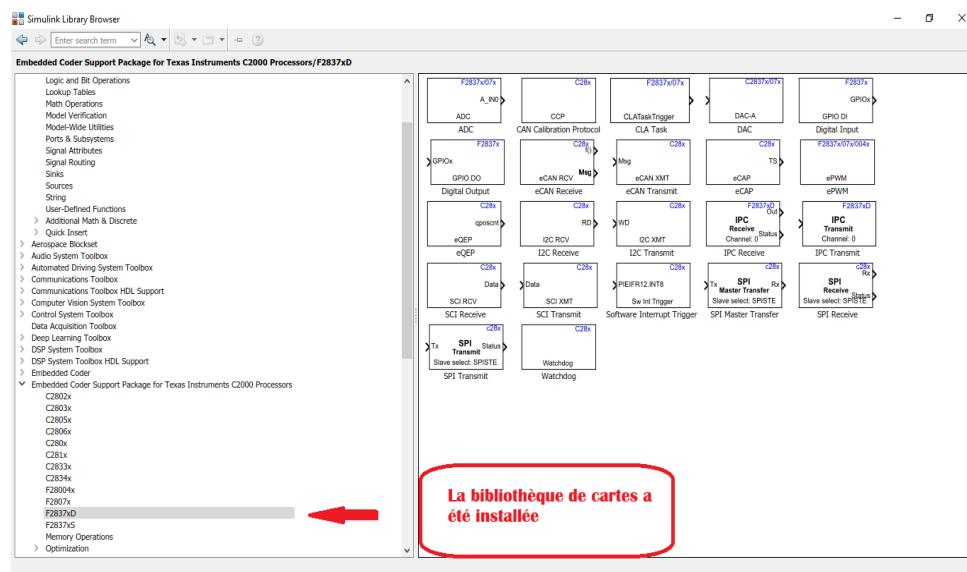


FIGURE 2.15 – Bibliothèque de cartes F28379D

2.7.4 Test avec un Projet Simulink

1. Ouvrir un exemple Simulink.
2. Créer un exemple de clignotement de 2 LED.
3. Régler la sortie en fonction de l'adressage des LED.
4. Utiliser le générateur d'impulsions pour créer un signal carré avec une période de 1 s afin d'obtenir le clignotement.

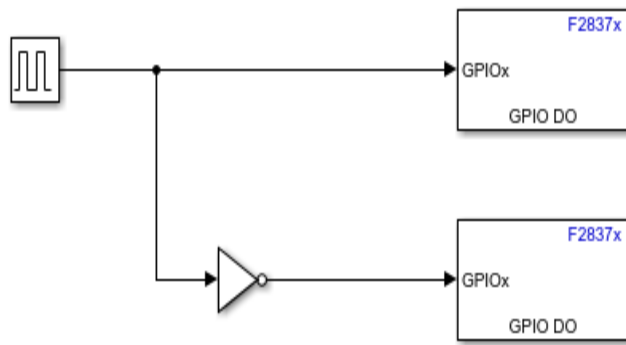


FIGURE 2.16 – Exemple de clignotement de 2 LED

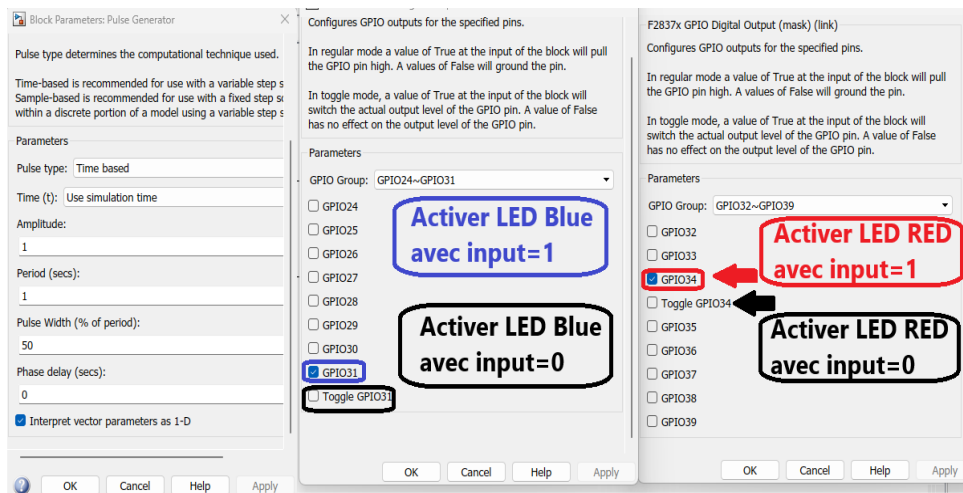


FIGURE 2.17 – Reglage de parametre des GPIO et la source

2.8 Test des modules ADC et PWM sur la carte F28379D via l'interface Simulink

Pour verifier le bon fonctionnement des modules ADC et PWM sur la carte F28379D, on a utilise l'outil Simulink de MATLAB. Cette interface permet de créer des modèles de contrôle en utilisant des blocs graphiques, sans besoin d'ecrire beaucoup de code en langage C. C'est tres utile pour des tests rapides et pour des developpements en temps réel.

2.8.1 Test du module ADC sur Simulink

La figure 2.18 présente le modèle Simulink utilisé pour lire les capteurs de courant et de tension (ACS712) via les modules ADC. Deux filtres numériques sont ajoutés pour réduire le bruit sur les signaux d'entrée, ainsi que des blocs de gain pour convertir les

valeurs numériques (bits) en unités réelles (ampère et volt), affichées sur les blocs Display et Scope.

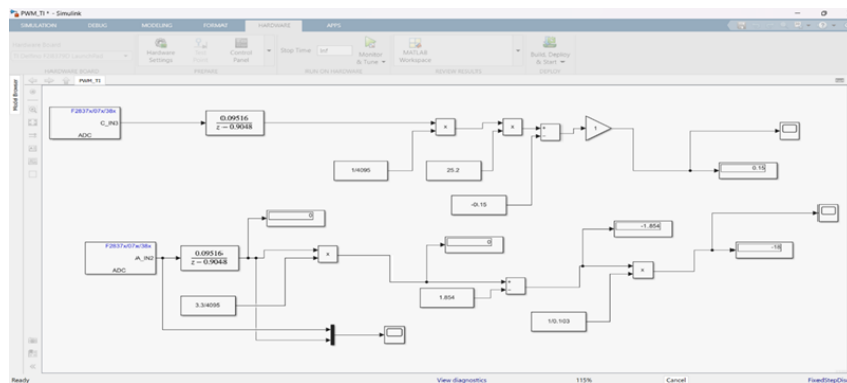


FIGURE 2.18 – Modèle Simulink de lecture des signaux ADC

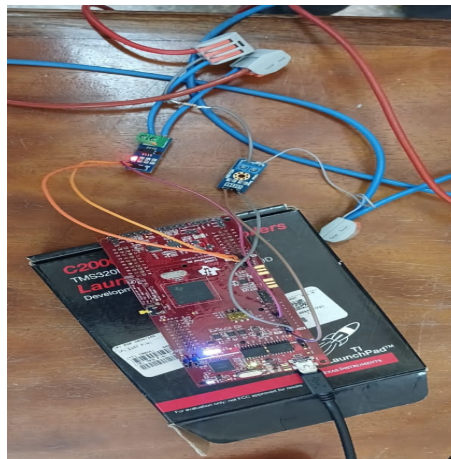


FIGURE 2.19 – Lecture et conversion ADC avec carte F28379D

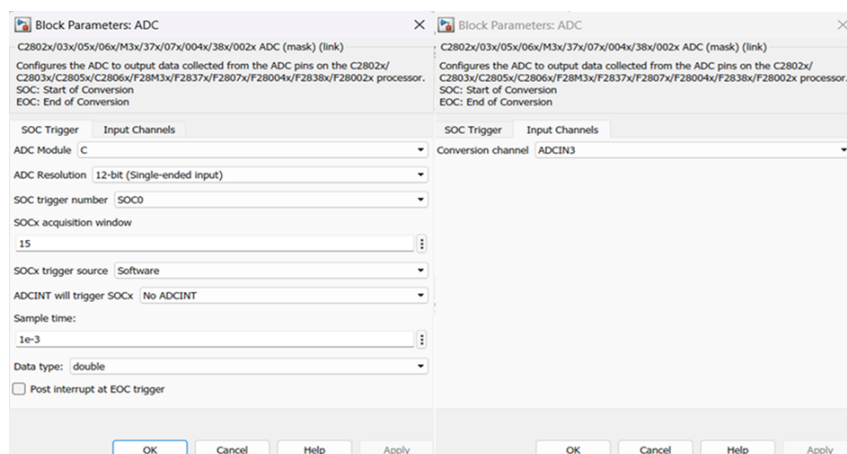


FIGURE 2.20 – Configuration de canal d'ADC

Lorsque utiliser le meme module ADC sur deux canaux deférente (ex : courant sur ADC B IN3 et tension sur ADC B IN2), il est obligatoire de choisir les différences de déclenchement SOC pour que les deux fonctions de conversions soient sans conflit.

Il y a un point important : il faut utiliser le même temps d'échantillonnage dans tous les blocs du modèle Simulink, la figure 2.21 montre la configuration dans le menu Solver, qui permet de fixer un temps d'échantillonnage constant afin d'éviter des problèmes de synchronisation dans la simulation.

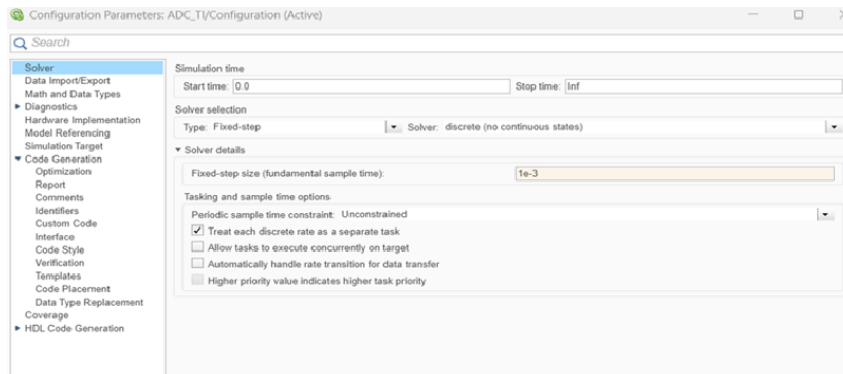


FIGURE 2.21 – Configuration du « Solver » pour le réglage du temps d'échantillonnage

— Pour lancer le modèle en temps réel, il faut cliquer sur Monitor & Tune dans Simulink.

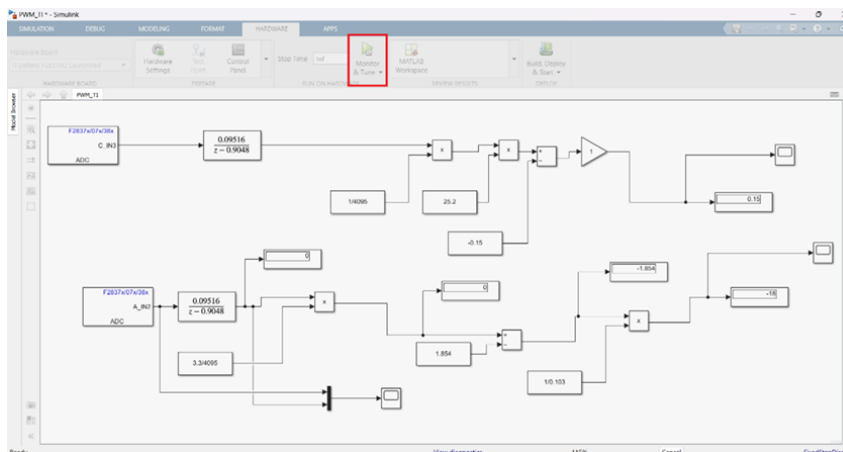


FIGURE 2.22 – Exécution du modèle en temps réel

Le Scope permet de visualiser la dynamique du signal mesuré. La figure 2.23 et la figure 2.24 mettent en évidence l'évolution du signal de courant et de tension mesuré par le module ADC en temps réel.

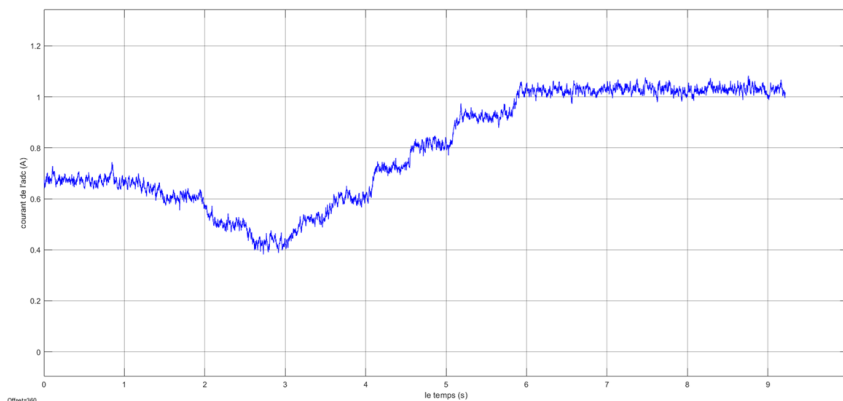


FIGURE 2.23 – Signal ADC de courant en temps réel

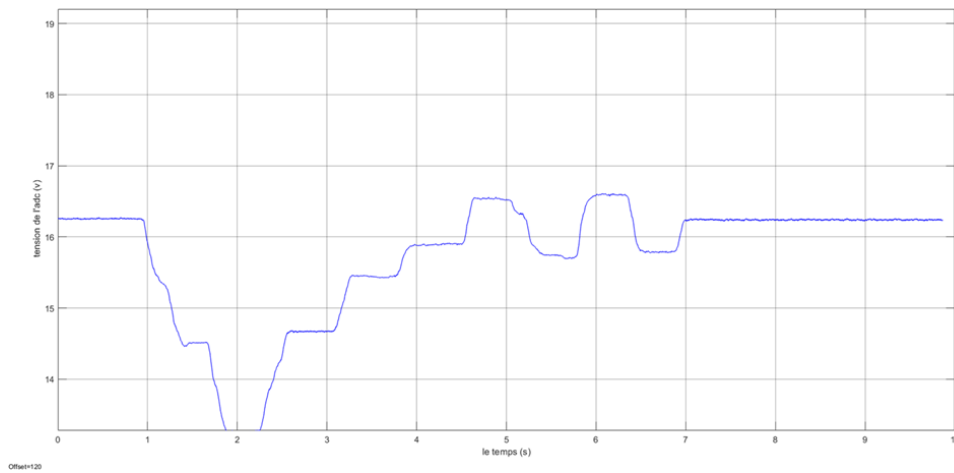


FIGURE 2.24 – Signal ADC de tension en temps réel

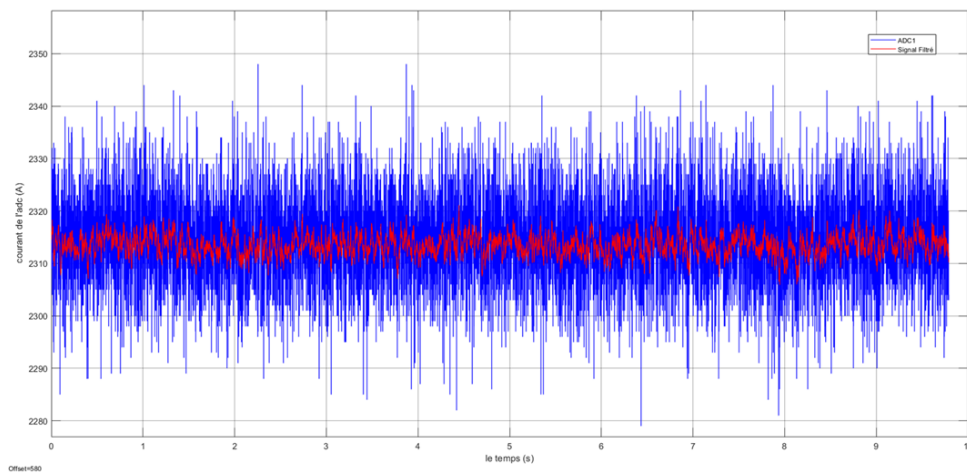


FIGURE 2.25 – Comparaison du signal ADC de courant avant et après filtrage

- On observe que l'utilisation du filtre numérique améliore clairement la qualité du signal, notamment pour le courant. Il y a également une incertitude liée au capteur lui-même, qu'on peut corriger numériquement en ajustant le gain dans le modèle pour obtenir des valeurs plus précises.

2.8.2 Collecte des données ADC dans CCS

- En mode temps réel avec Simulink, le bloc To Workspace ne permet pas de stocker l'historique des données ADC, seulement la dernière valeur mesurée. Cela limite fortement l'analyse dynamique des signaux, pour assurer une collecte continue, il est nécessaire de passer par la génération de code et l'utilisation de Code Composer Studio.
- Pour pouvoir collecter les données, on utilise Build & Run pour générer du code C, au lieu de utiliser Monitor & Tune.

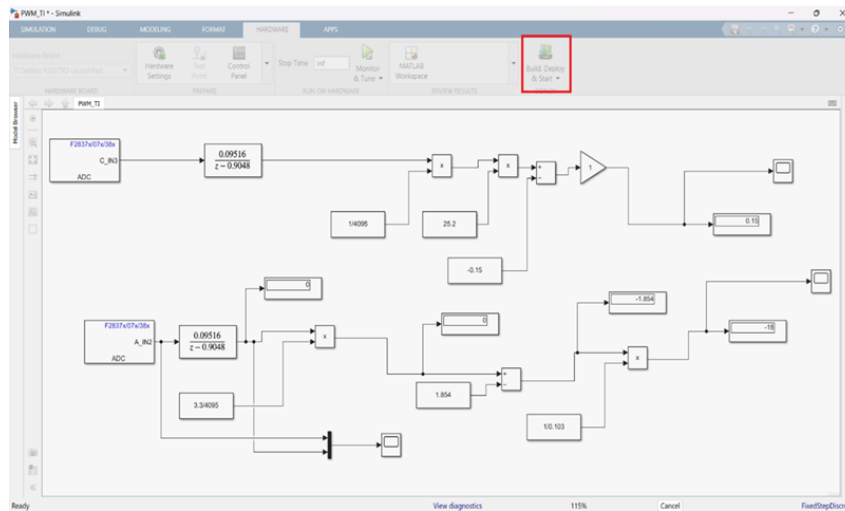


FIGURE 2.26 – Lancement du projet avec "Build, Deploy & Start" dans Simulink

Après la generation du code, cette fenetre affiche les etapes de compilation. Elle permet de diagnostiquer d'éventuelles erreurs.

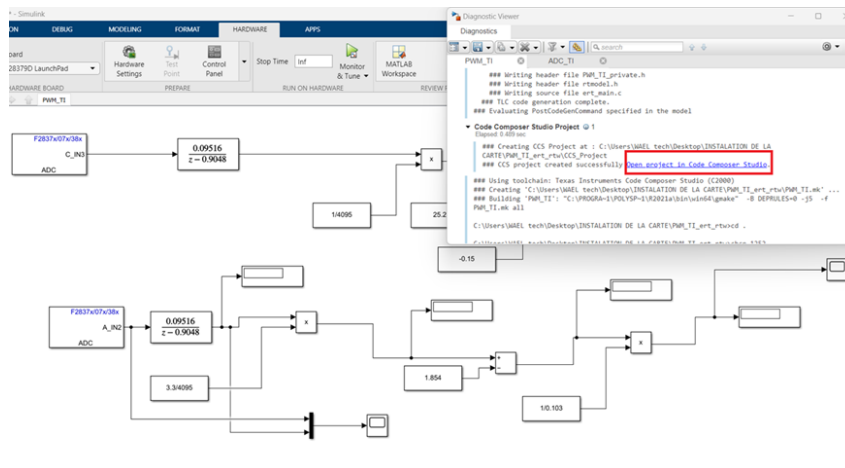


FIGURE 2.27 – Accès au fichier C généré via "Open Project in Code Composer Studio"

- Cliquer sur **Open project in CCS** depuis Simulink.

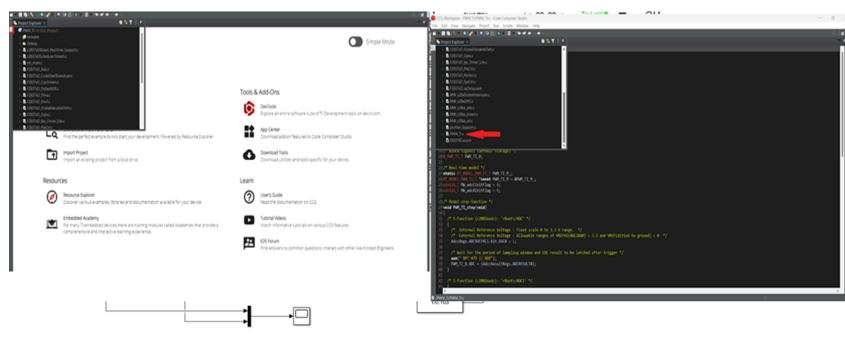


FIGURE 2.28 – Exploration du fichier projet dans Code Composer Studio

— Trouver le fichier source .c, généré par Simulink et nommé comme le fichier du modèle, dans l'arborescence. L'ouvrir avec un double-clic.

- Cliquer sur « Debug » dans la barre supérieure. Une fenêtre s'ouvrira ; cliquer alors sur « Oui ».
- Lors de l'ouverture de la fenêtre de création du fichier de configuration, valider sans changer le chemin d'accès, puisqu'il utilise celui du fichier Simulink.

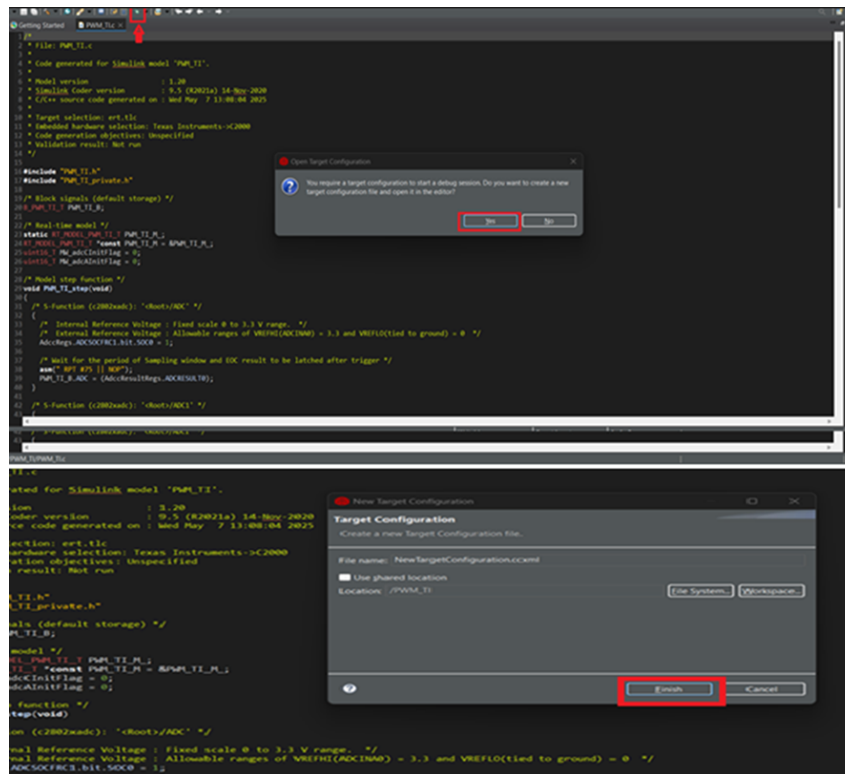


FIGURE 2.29 – Compilation du projet embarqué dans CCS ("debug")

- Ensuite, choisir l'option « XDS100v2 USB Debug Probe », puis sélectionner le modèle de la carte « F28379D ».

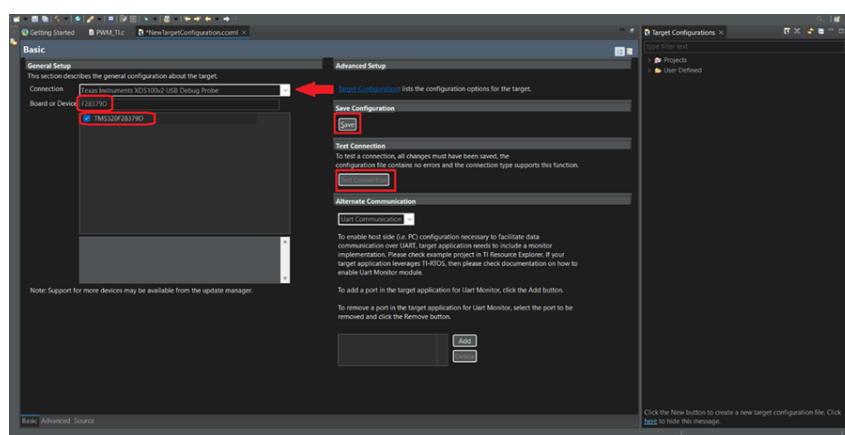


FIGURE 2.30 – Configuration du debug probe XDS100v2

- Cliquer sur « Save » pour enregistrer, puis tester la connexion. Ensuite, cliquer sur « Debug ».
- Sélectionner le CPU1 de la carte et lancer la session de Debug.
- Cliquer sur « Ok ».

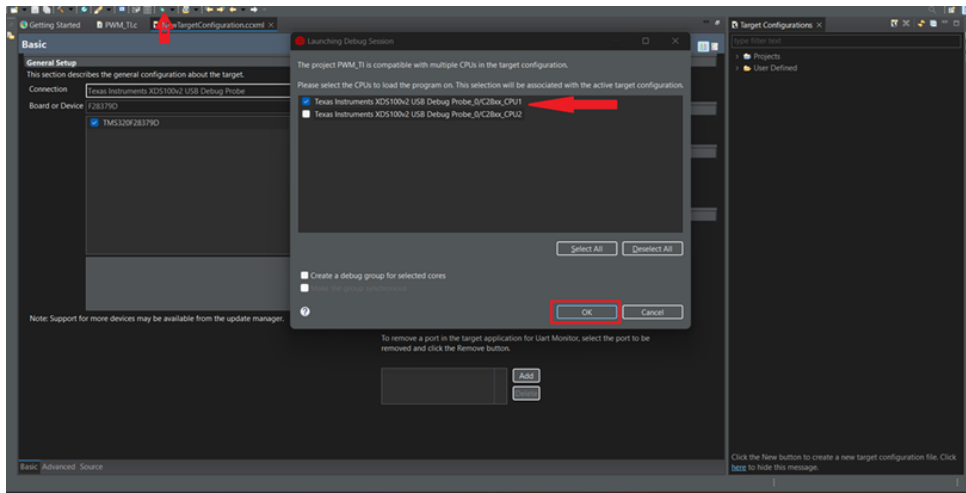


FIGURE 2.31 – Sélection du CPU1

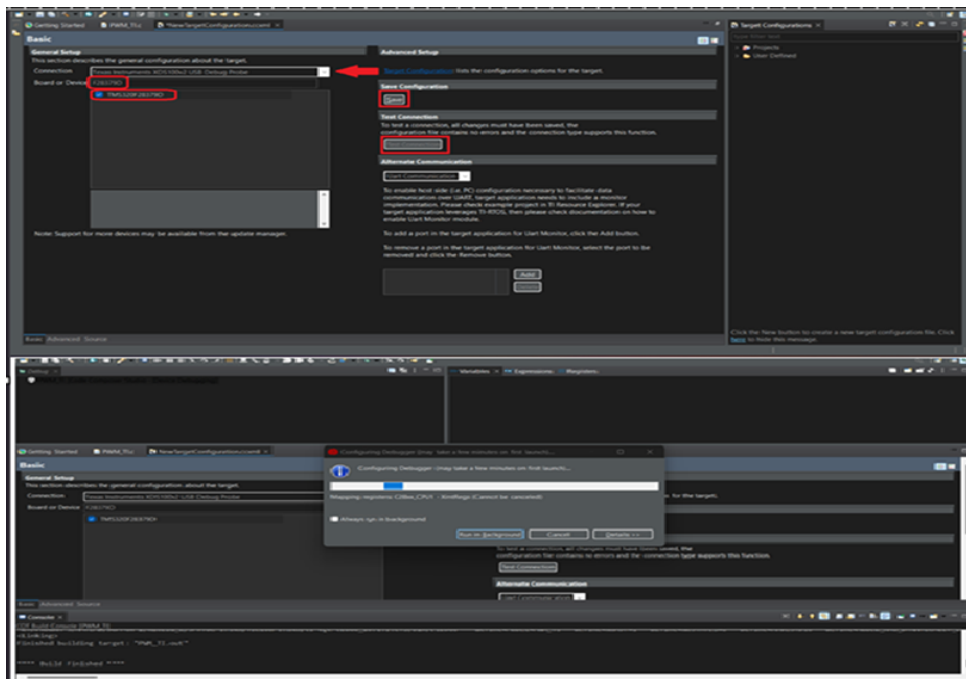


FIGURE 2.32 – Fenêtre de progression du processus

- Attendre quelques minutes que le processus se termine.
- Aller dans **Expressions**.
- Rechercher un fichier portant le même nom que le fichier principal, mais avec l'extension `Simlink_B`. Ensuite, deux signaux ADC seront affichés.
- Cliquer sur **Resume**, puis sur **Refresh** pour afficher les valeurs des deux signaux ADC en temps réel.

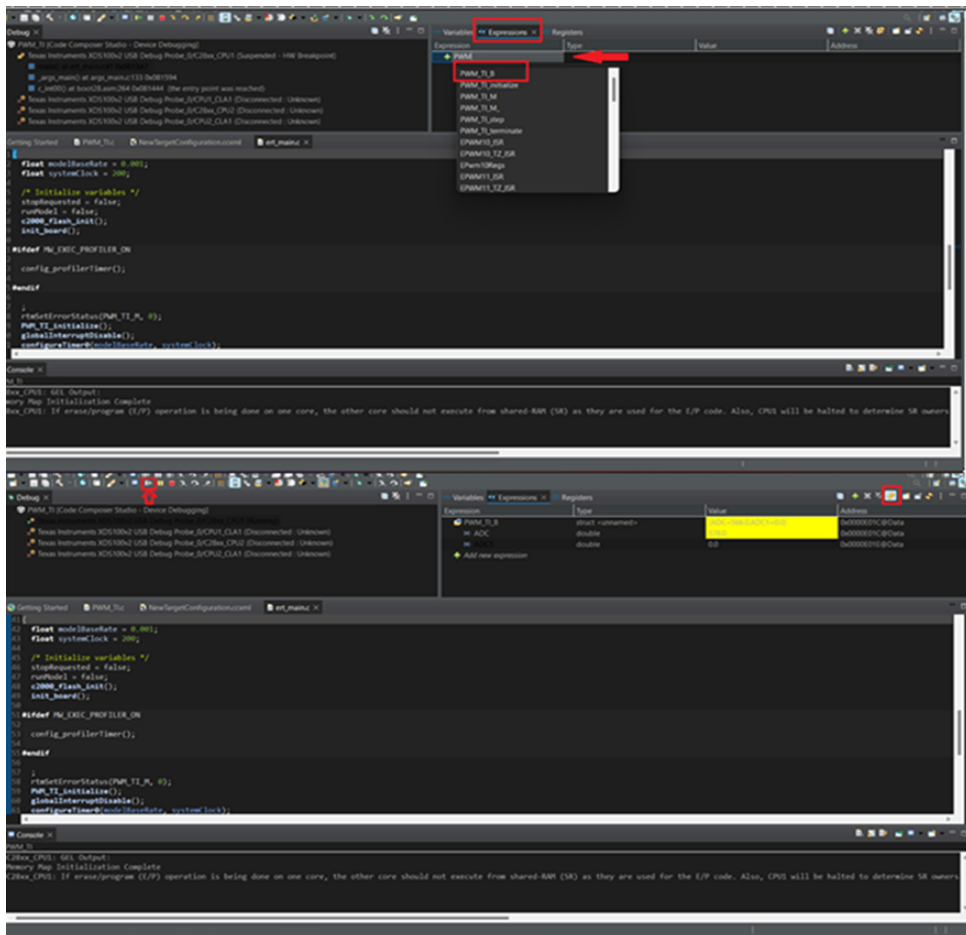


FIGURE 2.33 – Affichage des signaux ADC en temps réel

Cliquer avec le bouton droit de la souris sur le signal ADC, puis choisir Graph pour visualiser le signal en temps réel.

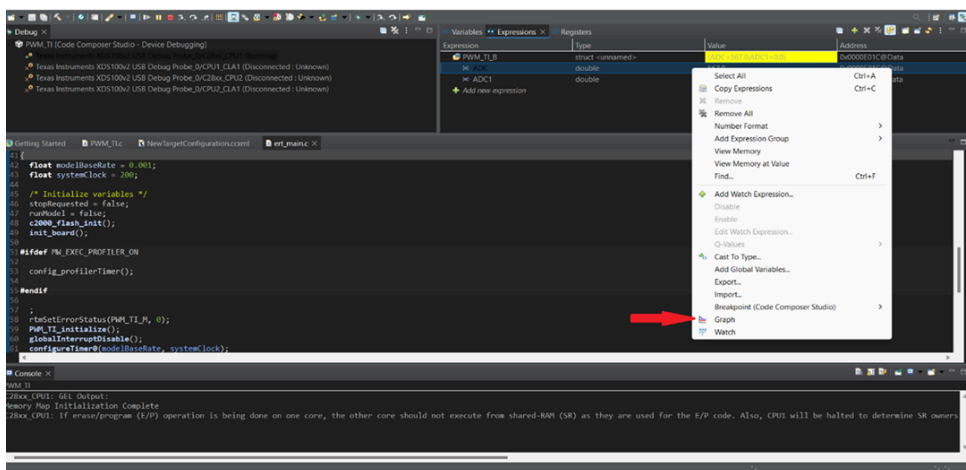


FIGURE 2.34 – Affichage des signaux ADC en temps réel (graphique)

- Ensuite, cliquer sur **Refresh** pour obtenir le graphe en temps réel.
- Répéter les mêmes étapes pour l'autre signal ADC.

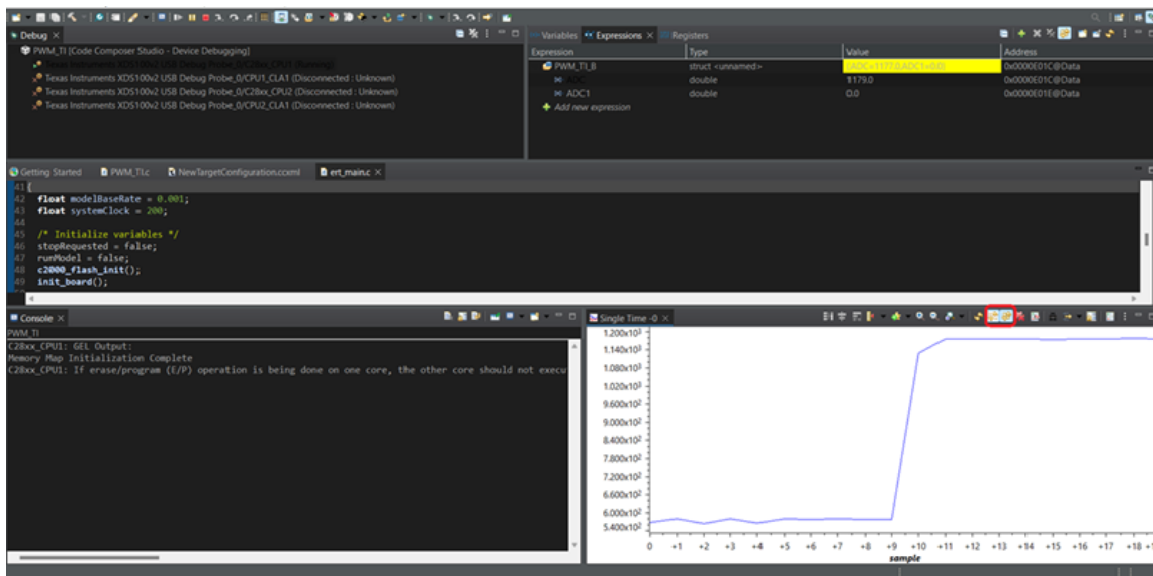


FIGURE 2.35 – Résultats du signal de tension en temps réel (graphique)

Cliquer avec le bouton droit de la souris sur le graphe du signal ADC, puis sélectionner Data et cliquer sur Export All.

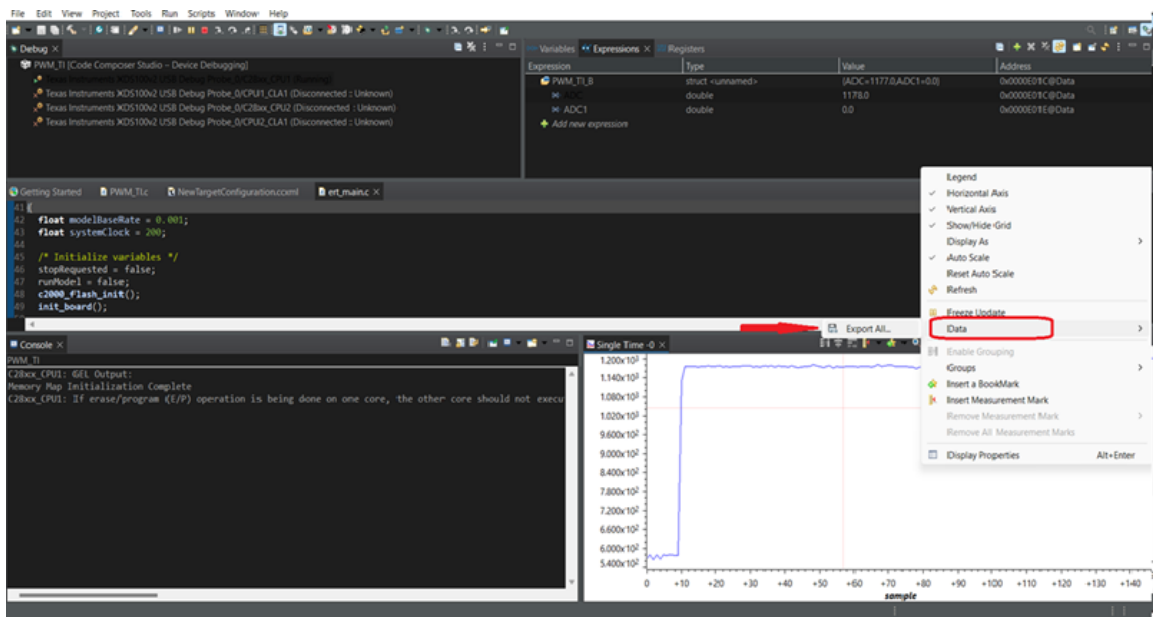


FIGURE 2.36 – Exportation des données du signal ADC

Enregistrer les données dans un fichier Excel « CSV » afin de pouvoir les analyser ultérieurement.

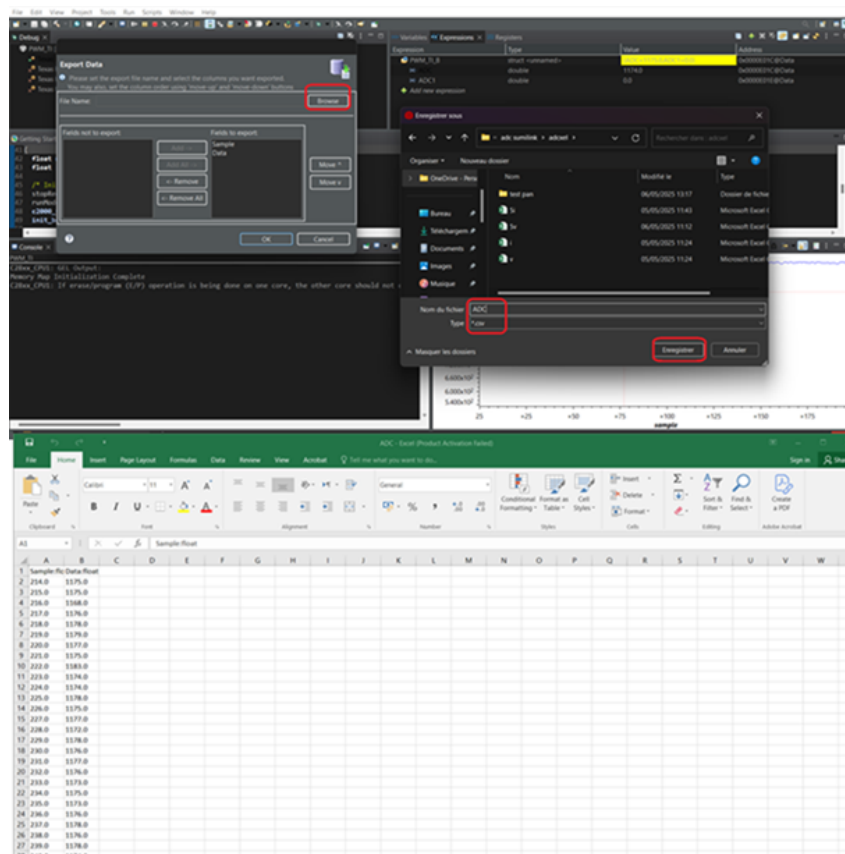


FIGURE 2.37 – Sélection du répertoire et sauvegarde des données en Excel

Une fois les étapes terminées, obtenir le fichier Excel contenant les données.

Remarque : Remplacer le point par une virgule pour éviter les problèmes lors de l'analyse des données.

2.8.3 Test du module PWM sur Simulink

Le test PWM est réalisé pour une commande de convertisseur Boost synchrone, nécessitant deux signaux PWM inverses, Il permet de vérifier les réglages de fréquence, de rapport cyclique et de dead time pour éviter les courts-circuits. La validation se fait en temps réel via Simulink et un oscilloscope.

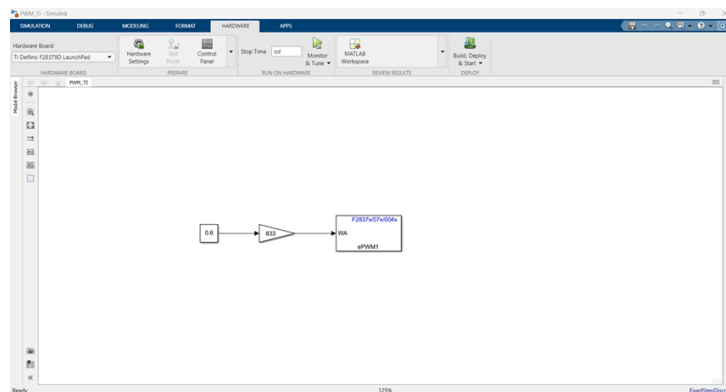


FIGURE 2.38 – Schéma Simulink du module PWM

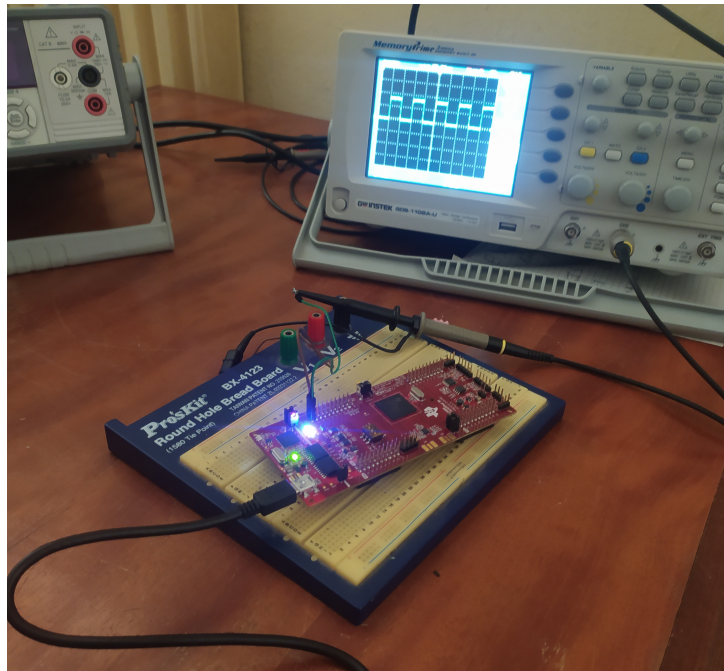


FIGURE 2.39 – Signal PWM généré par la carte F28379D

Dans cette figure, on trouve le bloc PWM dans la bibliothèque de la carte. Le gain, qui est calculé à l'aide de la formule

$$\text{Periode de PWM} = \frac{100000000}{2 \cdot f} \quad (2.2)$$

[19], permet de déterminer la période. Par exemple, si la fréquence est de 60 kHz, la période sera de 833,33.

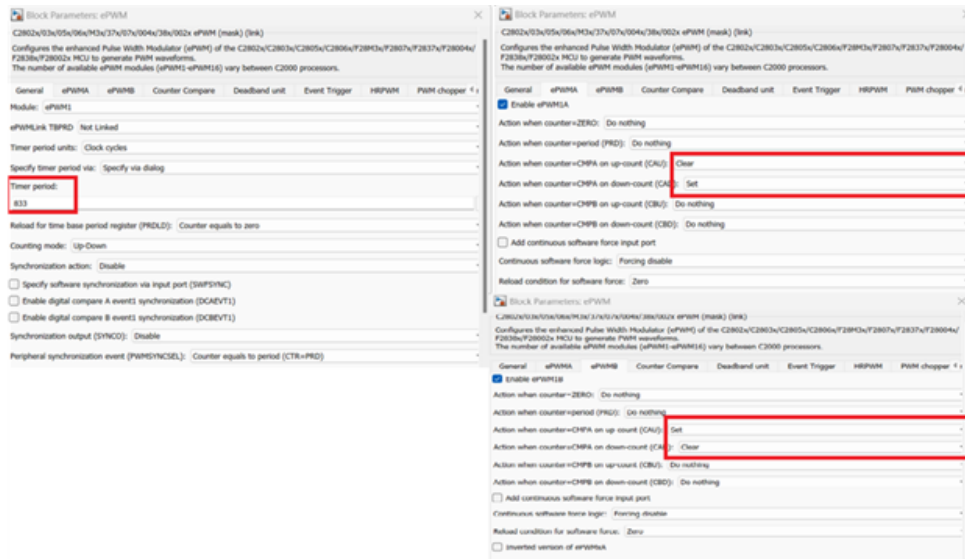


FIGURE 2.40 – Configuration de Bloc PWM avec période et inversion A/B

La période du bloc PWM doit être définie manuellement pour assurer la fréquence correcte du signal, pour un convertisseur Boost synchrone, deux signaux PWM inversés sont nécessaires afin de commander séparément les interrupteurs. Les sorties PWM A et B sont configurées en inversion pour garantir une commande complémentaire adaptée.

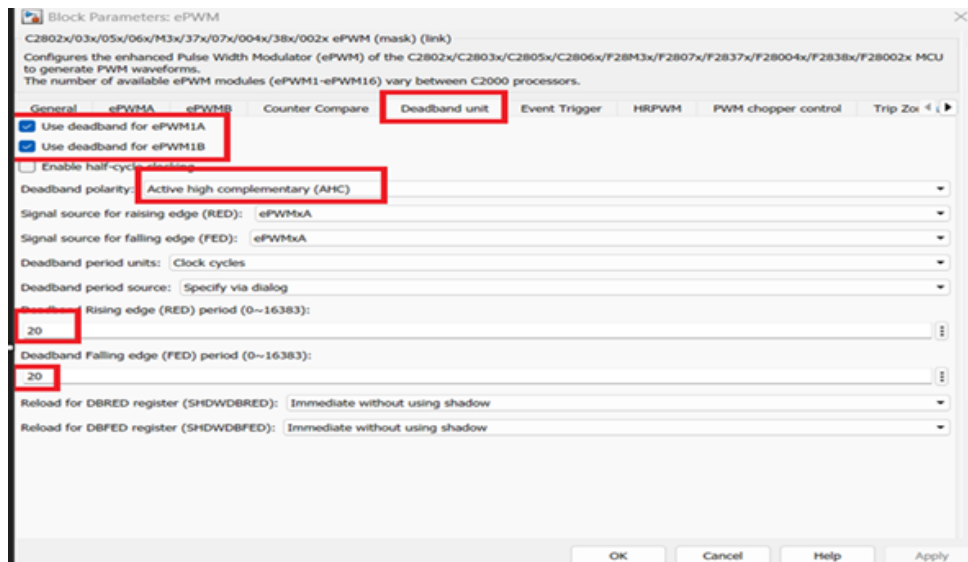


FIGURE 2.41 – Réglage du Dead Band

Régler les paramètres de Dead Band pour éviter les courts-circuits :

- Activer Dead Band sur A et B
- Choisir Active High Complementary (AHC)
- Une valeur de 20 est considérée optimale pour une fréquence de 60 kHz

Un oscilloscope est utilisé pour visualiser les signaux de commande.

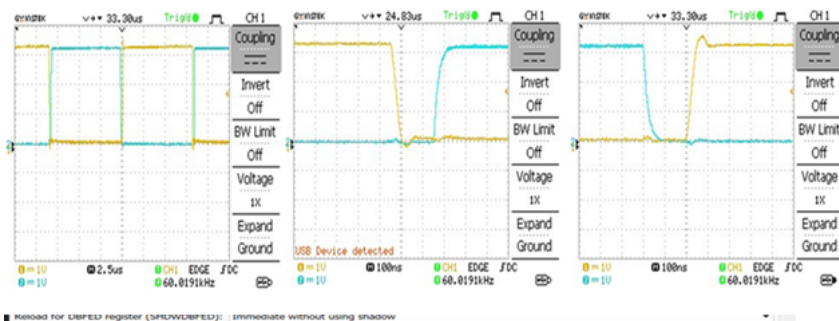


FIGURE 2.42 – Affichage des signaux PWM sur oscilloscope

2.9 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de bien découvrir la carte LAUNCHXL-F28379D, avec une présentation détaillée de ses caractéristiques techniques et des modules qu'elle intègre. L'analyse de son architecture matériel, en plus des modules ADC et PWM, donne une bonne base pour mieux comprendre et utiliser cette plateforme. Aussi, les étapes d'installation et de configuration sous MATLAB/Simulink, ainsi que les tests pratiques faits, ont montré que cette carte est bien capable de répondre aux besoins des systèmes de commande en temps réel. Tout ça va servir comme base pour les applications qu'on va voir dans les chapitres qui suivent.

Chapitre 3

Simulation sous MATLAB/Simulink d'un système photovoltaïque avec hacheur et algorithme MPPT

3.1 Introduction :

Ce chapitre présente la modélisation d'un système photovoltaïque complet sous Simulink, en intégrant un générateur PV, un hacheur Boost synchrone et des algorithmes de suivi MPPT. La simulation commence par la configuration du bloc "PV Array" issu de SimPower Systems. Ensuite, le dimensionnement du hacheur est réalisé à travers le calcul de ses composants clés. Les méthodes MPPT (P&O et INC) sont implémentées pour optimiser la puissance délivrée. Une étude détaillée de leur fonctionnement sous diverses conditions climatiques est réalisée. L'objectif est d'analyser le comportement global du système PV et d'en évaluer les performances.

3.2 Modèle PV de « SimPower Systems » :

La simulation d'un système photovoltaïque de façon réaliste demande un modèle qui peut bien représenter les caractéristiques électriques d'un panneau solaire selon les conditions climatiques. Le bloc PV Array qu'on trouve dans la bibliothèque SimPower Systems de MATLAB/Simulink permet ça, car il prend en compte des paramètres physiques importants comme l'irradiance, la température ambiante, la configuration série/parallèle des modules, ainsi que les pertes internes. Grâce à son intégration dans l'environnement de simulation, on peut analyser le comportement du générateur PV de manière plus précise et dynamique.

3.2.1 Présentation du bloc "PV Array" :

Le bloc PV Array de la bibliothèque SimPower Systems permet de simuler une ou plusieurs cellules solaires connectées en série et en parallèle. Il repose sur un modèle représentatif du comportement réel des cellules photovoltaïques, basé sur l'équation caractéristique d'une cellule photovoltaïque, incluant les effets de l'irradiance, de la température ambiante, des pertes internes.

Ce bloc intègre automatiquement :

- Les courbes courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) du module ;
- Le comportement dynamique face aux variations de conditions climatiques ;

- La possibilité de moduler le nombre de modules en série et en parallèle.

L'utilisateur peut choisir un module prédéfini parmi une base de données ou bien saisir manuellement les paramètres techniques d'un panneau photovoltaïque spécifique. L'ensemble est entièrement compatible avec les autres blocs de conversion d'énergie.

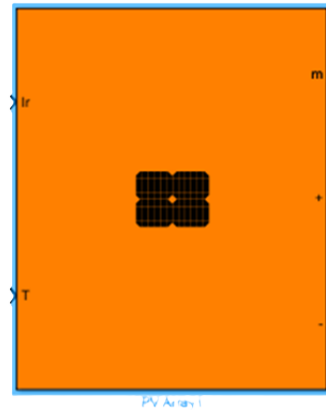


FIGURE 3.1 – Modèle "PV Array"

3.2.2 Paramétrage du module photovoltaïque :

Le bloc PV Array a été configuré avec un module photovoltaïque défini manuellement (User-defined), ce qui permet une saisie personnalisée des paramètres électriques. Cette approche est utile lorsqu'on utilise un panneau dont les caractéristiques ne figurent pas dans la base de données intégrée du Simulink,

le paramétrage utilisé dans cette simulation est présenté ci-dessous :

Configuration générale du champ PV :

- Nombre de branches en parallèle : 1
- Nombre de modules en série par branche : 1

Données du module :

- Puissance maximale (P_{max}) : 80.214 W
- Nombre de cellules par module (N_{cell}) : 36
- Tension à vide (V_{oc}) : 22 V
- Courant de court-circuit (I_{sc}) : 4.85 A
- Tension au point de puissance maximale (V_{mp}) : 17.4 V
- Courant au point de puissance maximale (I_{mp}) : 4.61 A

En l'absence d'informations précises sur la fiche technique du panneau photovoltaïque, deux coefficients de température ont été définis à des valeurs typiques pour permettre la modélisation :

- Coefficient de température de la tension à vide (V_{oc}) : $-0.3616 \text{ \% } ^\circ\text{C}$
- Coefficient de température du courant de court-circuit (I_{sc}) : $0.041507 \text{ \% } ^\circ\text{C}$ [36]

Ces valeurs se situent dans les plages couramment observées pour des panneaux photovoltaïques standards.

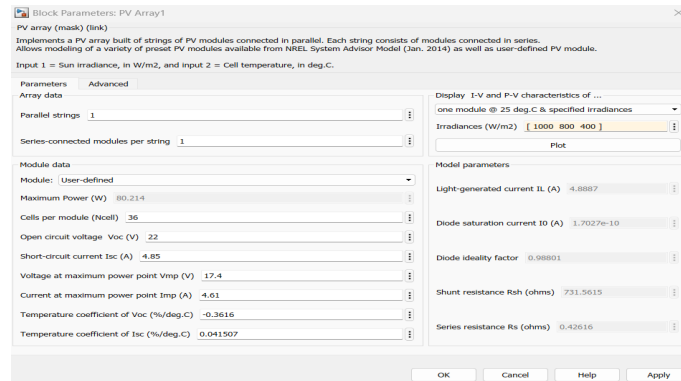


FIGURE 3.2 – Paramètres de modèle "PV Array"

3.2.3 Étude du comportement du générateur PV sous Simulink

Cette analyse a pour but de vérifier la validité du modèle et d'observer les caractéristiques dynamiques du générateur solaire telles que les courbes courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) sous différentes conditions d'irradiance et températures .

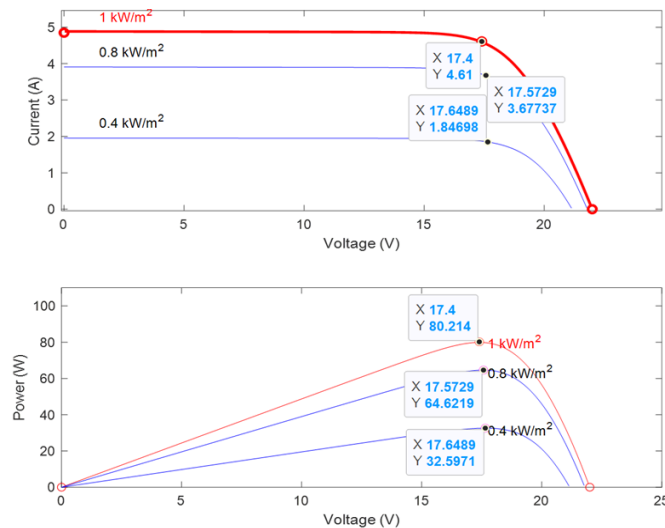


FIGURE 3.3 – Caractéristiques I-V et P-V du modèle "PV Array" à différentes irradiances

- Le courant de sortie augmente proportionnellement avec l'irradiance.
- La tension au point de puissance maximale (MPP) demeure globalement constante, sauf en cas d'irradiance très faible où une légère diminution est observée.
- La puissance maximale augmente lorsque l'irradiance augmente

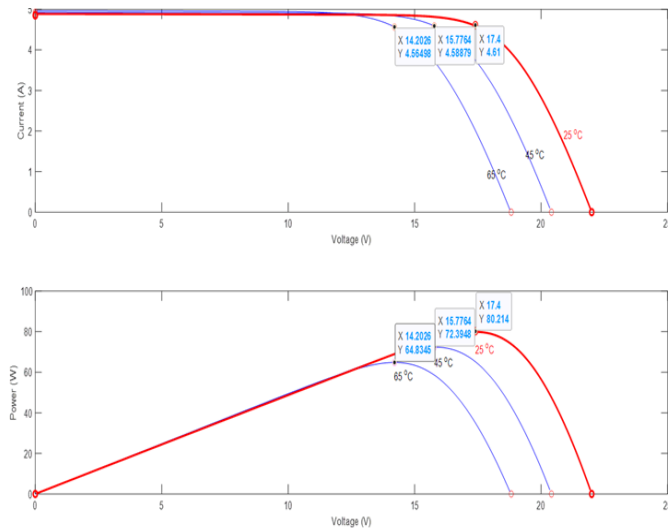


FIGURE 3.4 – Caractéristiques I-V et P-V du modèle "PV Array" à différentes températures

- Une élévation de la température réduit sensiblement la tension générée par cellule.
- La puissance maximale diminue lorsque la température augmente
- Le courant reste pratiquement constant malgré l'augmentation de la température.

3.3 Modèle hacheur boost synchrone « Simulink » :

Le hacheur est un élément clé dans la chaîne de conversion d'énergie d'un système photovoltaïque . Il permet d'adapter la tension de sortie du générateur PV à celle de la charge ou du bus continu (DC bus), tout en permettant le fonctionnement du générateur à son point de puissance maximale (MPP) . Dans cette phase , un convertisseur élévateur de tension (Boost Converter) est modélisé et intégré dans Simulink , en vue de sa commande ultérieure par un algorithme MPPT .

3.3.1 Dimensionnement des composants

Le bon fonctionnement d'un hacheur **Boost** dépend surtout d'un bon choix pour les valeurs de l'inductance L et du condensateur de filtrage C . Ces composants influencent non seulement la forme des tensions et des courants, mais aussi la stabilité globale du montage en régime de conduction continue (CCM). Les dimensionnements que nous allons voir par la suite sont basés sur une fréquence de découpage fixée à 60 kHz.

Le présent calcul s'appuie sur les valeurs réelles de fonctionnement du générateur photovoltaïque (modélisé à l'aide du bloc PV Array dans Simulink) :

- Tension d'entrée : $V_{in} = 17.4 V$
- Tension de sortie : $V_{out} = 28 V$
- Puissance : $P = 80 W$

À partir de ces données, on peut déduire les courants caractéristiques :

- Courant de sortie :

$$I_{out} = \frac{P}{V_{out}} = \frac{80}{28} \approx 2.86 A \quad (3.1)$$

— Courant d'entrée :

$$I_{\text{in}} = \frac{P}{V_{\text{in}}} = \frac{80 \text{ W}}{17.4 \text{ V}} \approx 4.60 \text{ A} \quad (3.2)$$

— Résistance équivalente de charge :

$$R = \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} = \frac{28 \text{ V}}{2.86 \text{ A}} \approx 9.79 \Omega \quad (3.3)$$

— Ondulation admissible de la tension :

$$\Delta V = 0.01 \cdot V_{\text{out}} = 0.28 \text{ V} \quad (1\%) \quad (3.4)$$

— Ondulation admissible du courant inductif :

$$\Delta I_L = 0.1 \cdot I_{\text{in}} = 0.46 \text{ A} \quad (10\%) \quad (3.5)$$

— Rapport cyclique :

$$\alpha = 1 - \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{out}}} = 1 - \frac{17.4 \text{ V}}{28 \text{ V}} \approx 0.3786 \quad (3.6)$$

3.3.1.1 Calcul du condensateur de sortie C

Le condensateur filtre la tension de sortie . Il absorbe les fluctuations de charge et les effets de la commutation. Sa valeur doit être suffisante pour limiter l'ondulation de tension sans ralentir la réponse dynamique du système .

Formule :

$$C = \frac{V_{\text{out}} \cdot \alpha}{R \cdot f_s \cdot \Delta V} \quad (3.7)$$

Application numérique :

$$C = \frac{28 \cdot 0.3786}{9.79 \cdot 60\,000 \cdot 0.28} = \frac{10.6}{164\,184} \approx 64.6 \mu\text{F}$$

Cette capacité limite l'ondulation de tension à 1 %. Elle permet au MPPT de détecter précisément les variations de puissance sans être perturbé par le bruit de commutation.

3.3.1.2 Calcul de l'inductance L

Elle va déterminer le niveau de lissage du courant qui entre dans le système. Si l'inductance est trop petite, l'ondulation devient importante, ce qui rend le contrôle du convertisseur plus difficile et peut même abîmer certains composants. Par contre, si elle est trop grande, ça augmente le volume du montage et son prix aussi.

Formule (en mode CCM) :

$$L = \frac{V_{\text{in}} \cdot \alpha}{f_s \cdot \Delta I_L} \quad (3.8)$$

Application numérique :

$$L = \frac{17.4 \cdot 0.3786}{60\,000 \cdot 0.46} = \frac{6.586}{27\,600} \approx 238.7 \mu\text{H}$$

Cette valeur assure une ondulation de courant de 10 % et un fonctionnement sûr du hacheur en régime continu. Elle garantit également que le courant traversant l'inductance ne tombe jamais à zéro pendant une période de commutation .

3.3.1.3 Étude du mode de conduction – Calcul de l'inductance critique L_{crit}

Le mode CCM (Conduction Continue) est plus stable et efficace que le DCM (Conduction Discontinue). Pour garantir que le système reste en CCM, on

$$L_{\text{crit}} = \frac{(1 - \alpha)^2 \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (3.9)$$

Application numérique :

$$L_{\text{crit}} = \frac{(1 - 0.3786)^2 \cdot 9.79}{2 \cdot 60\,000} = \frac{0.6214^2 \cdot 9.79}{120\,000} = \frac{3.78}{120\,000} \approx 31.5 \mu\text{H}$$

La valeur obtenue pour l'inductance réelle :

$$L = 238.7 \mu\text{H} \quad \text{est largement supérieure à} \quad L_{\text{crit}} = 31.5 \mu\text{H}$$

Cela signifie que le convertisseur fonctionnera bien en mode CCM.

Remarque :

Les valeurs calculées pour l'inductance et le condensateur représentent les minimums requis pour garantir un fonctionnement correct. Pour le condensateur, choisir une valeur plus grande que celle calculée (comme $100 \mu\text{F}$ au lieu de $64,6 \mu\text{F}$) améliore le filtrage et réduit les ondulations de la tension.

Concernant l'inductance, opter pour une valeur supérieure à celle calculée (comme $670 \mu\text{H}$ au lieu de $238,7 \mu\text{H}$) est un choix judicieux, car cela réduit l'ondulation du courant et garantit un fonctionnement stable en mode CCM. Ce choix améliore la stabilité du système sans affecter négativement les performances dynamiques.

3.3.2 Modélisation du hacheur Boost dans Simulink

Dans cette étude, le hacheur utilisé n'est pas de type Boost classique à diode, mais un Boost synchrone, c'est-à-dire un convertisseur DC/DC élévateur dans lequel la diode de roue libre est remplacée par un deuxième interrupteur actif (MOSFET), piloté de manière complémentaire au premier. Ce type d'architecture est souvent utilisé pour réduire les pertes de conduction, notamment à fort courant, et améliorer l'efficacité énergétique globale du système.

Le hacheur Boost synchrone comporte :

- Une inductance L : stocke l'énergie pendant la conduction de M_1 .
- Un condensateur de sortie C : lisse la tension en sortie.
- Une charge résistive R : modélise la consommation du système.

Les deux MOSFETs sont commandés par des signaux PWM complémentaires :

- Le MOSFET M_1 est commandé directement par un signal PWM.
- Le MOSFET M_2 est commandé par l'inverse logique de M_1 .

Le modèle complet du hacheur Boost synchrone étant maintenant assemblé dans l'environnement Simulink, la simulation peut être lancée afin d'observer les principales grandeurs électriques, telles que la tension de sortie et le courant dans l'inductance.

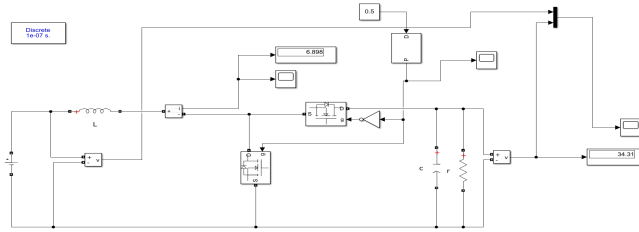


FIGURE 3.5 – Modèle Simulink de boost synchrone

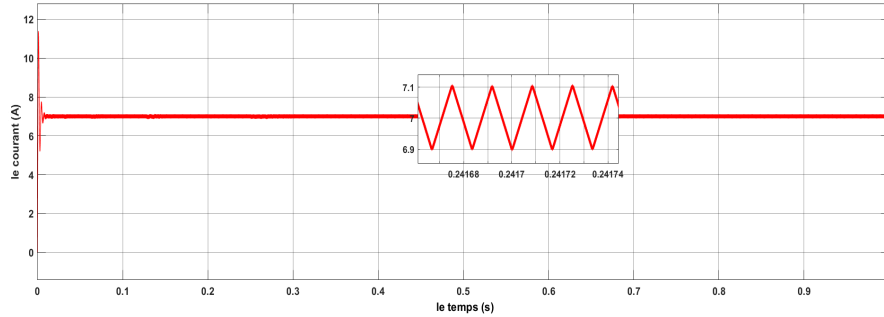


FIGURE 3.6 – Évolution du courant dans l'inductance

Le courant présente une phase transitoire brève (0–0,01 s) avant de se stabiliser autour de 7 A. L'ondulation observée, liée à la fréquence de commutation (60 kHz) et à l'inductance, est faible (± 0.1 A). Cela représente environ 2 à 3 % du courant moyen, indiquant un bon dimensionnement du système.

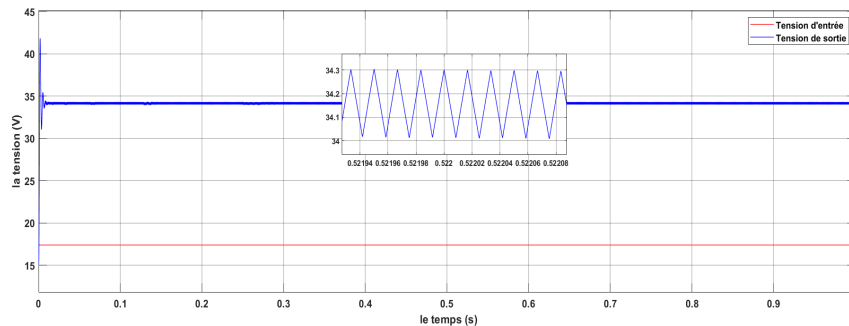


FIGURE 3.7 – Évolution de la tension d'entrée et de sortie du convertisseur

La tension d'entrée (en rouge) reste constante à 17.4 V, correspondant à la source PV. La tension de sortie (en bleu) s'établit autour de 34.2 V, ce qui est conforme à l'élévation attendue pour un rapport cyclique d'environ 0.5.

Un zoom met en évidence une ondulation de faible amplitude ($\approx 0,3$ V) sur la tension de sortie, soit moins de 1 %, signe d'un filtrage efficace. Cela confirme le bon choix du condensateur de sortie, assurant une tension lissée et adaptée à des charges sensibles.

3.4 Implémentation des méthodes MPPT sous Simulink

Le MPPT est essentiel dans les systèmes photovoltaïques pour maximiser la puissance extraite du générateur. Les principes des algorithmes P&O (Perturb and Observe) et INC

(Incremental Conductance) ayant été présentés théoriquement, cette section se concentre sur leur réalisation en environnement Simulink sous forme de sous-systèmes.

3.4.1 Réalisation de la méthode P&O

Dans la commande P&O implémentée sous Simulink (figure 3.8) , le rapport cyclique α est ajusté à chaque cycle en fonction de l'évolution de la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque . Le schéma est organisé autour de quatre étapes clés :

- Calcul des variations : la tension V et le courant I sont mesurés pour calculer la puissance instantanée $P = VI$. À l'aide du bloc Memory, les valeurs précédentes $P_{\text{préc}}$ et $V_{\text{préc}}$ sont stockées pour calculer ΔP et ΔV .
- Décision logique : le produit $\Delta P \Delta V$ est évalué. Si ce produit est positif , cela signifie que la dernière perturbation a augmenté la puissance , et le sens est conservé . S'il est négatif , on inverse le sens. Cette décision est réalisée avec des blocs Product , Compare to Zero et Switch pour générer un coefficient de direction (+1 ou -1).
- Calcul du pas ajusté : le pas de correction (0.001) est multiplié par le coefficient (+1 ou -1) afin d'obtenir la variation à appliquer à α . Cette opération est effectuée avec un bloc Product .
- Mise à jour de α : la nouvelle valeur du rapport cyclique est obtenue par addition du pas ajusté à la valeur précédente de α , stockée via un autre bloc Memory. Le résultat est envoyé vers la sortie pour piloter le PWM .

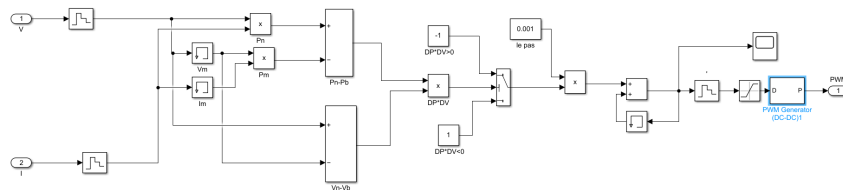


FIGURE 3.8 – Schéma Simulink de l'algorithme MPPT P&O

3.4.2 Réalisation de la méthode INC

Dans la commande INC (Incremental Conductance) implémentée sous Simulink (figure 3.9) , le rapport cyclique α est ajusté à chaque cycle en fonction de l'évolution de la conductance incrémentale du générateur photovoltaïque. Cette méthode repose sur l'approximation de la dérivée de la puissance par rapport à la tension au point de puissance maximale (MPP) :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (3.10)$$

Le schéma se base sur les étapes suivantes :

- Mesures instantanées : La tension V et le courant I sont mesurés, puis comparés à leurs valeurs précédentes $V_{\text{préc}}$ et $I_{\text{préc}}$ (stockées via les blocs Memory) afin de calculer les variations $\Delta V = V - V_{\text{préc}}$ et $\Delta I = I - I_{\text{préc}}$.
- Analyse de la condition au MPP :
 - Si $\Delta V = 0$, on examine si $\Delta I = 0$. Si c'est le cas, la puissance est au maximum, on ne modifie pas α .
 - Sinon, on calcule les rapports $\frac{\Delta I}{\Delta V}$ et $-\frac{I}{V}$, et on compare.

- Décision : selon la comparaison, le rapport cyclique α est augmenté ou diminué d'un pas fixé (par exemple 0.001) pour converger vers le MPP.

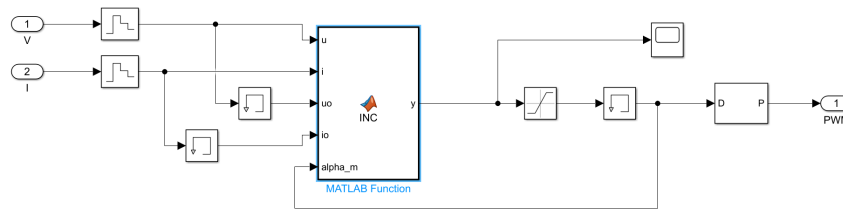


FIGURE 3.9 – Schéma Simulink de l'algorithme MPPT INC

L'algorithme INC est encapsulé dans un bloc MATLAB Function (nommé INC), la fonction matlab dans l'annexe B.

3.5 Intégration du système complet PV–MPPT–Hacheur

Afin de valider le fonctionnement global du système de conversion photovoltaïque, il est nécessaire de regrouper tous les sous-modèles développés précédemment dans un seul environnement de simulation. Cette étape consiste à intégrer le générateur photovoltaïque, l'algorithme MPPT (P&O ou INC) et le hacheur Boost dans un schéma complet sous Simulink. L'objectif est d'assurer un suivi efficace du point de puissance maximale (MPPT) et d'analyser la réponse dynamique du système à travers la visualisation des grandeurs électriques essentielles telles que la tension, le courant et la puissance.

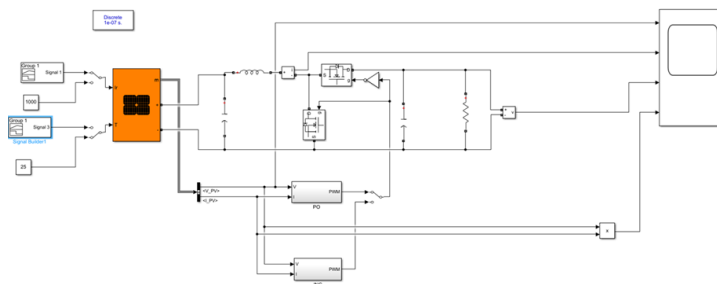


FIGURE 3.10 – Modèle Simulink du système complet avec double MPPT (P&O et INC)

Remarque :

On ne peut pas connecter directement un panneau photovoltaïque (source de courant) à l'inductance d'un hacheur Boost (charge de courant), car cela crée une incompatibilité. L'ajout d'un condensateur à l'entrée permet de transformer l'ensemble en **source de tension avec charge de courant**, assurant ainsi la compatibilité et filtrant les ondulations du signal.

3.5.1 Effet de l'irradiance sur P&O et INC

Dans cette étude, le signal d'irradiance appliqué au bloc PV Array a été conçu pour reproduire des conditions d'ensoleillement réalistes avec des transitions progressives. Plutôt qu'un changement brutal entre les niveaux d'irradiance, des rampes linéaires ont été

introduites entre les paliers afin de simuler l'effet d'un passage nuageux ou d'une variation atmosphérique graduelle et on a fixé la température à 25 °C pour vérifier les 2 méthodes.

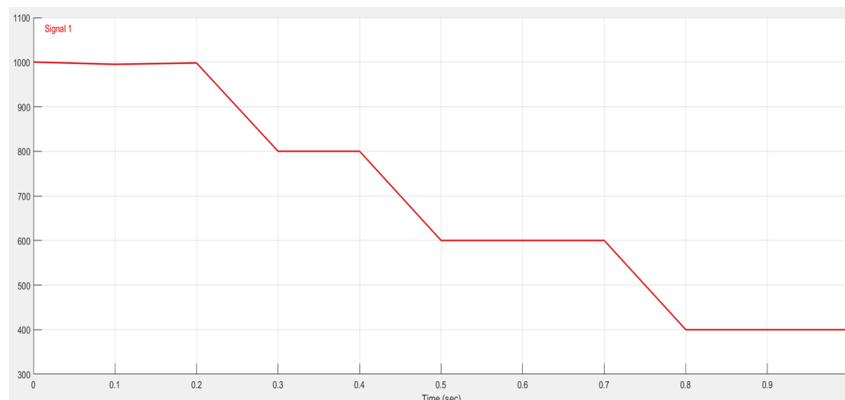


FIGURE 3.11 – Signal d'entrée d'irradiance à variation atmosphérique progressive

3.5.1.1 Méthode P&O

cette partie détaille les résultats de la méthode P&O, mettant en lumière l'évolution des tensions, courants, puissance et du rapport cyclique sous variations d'irradiance.

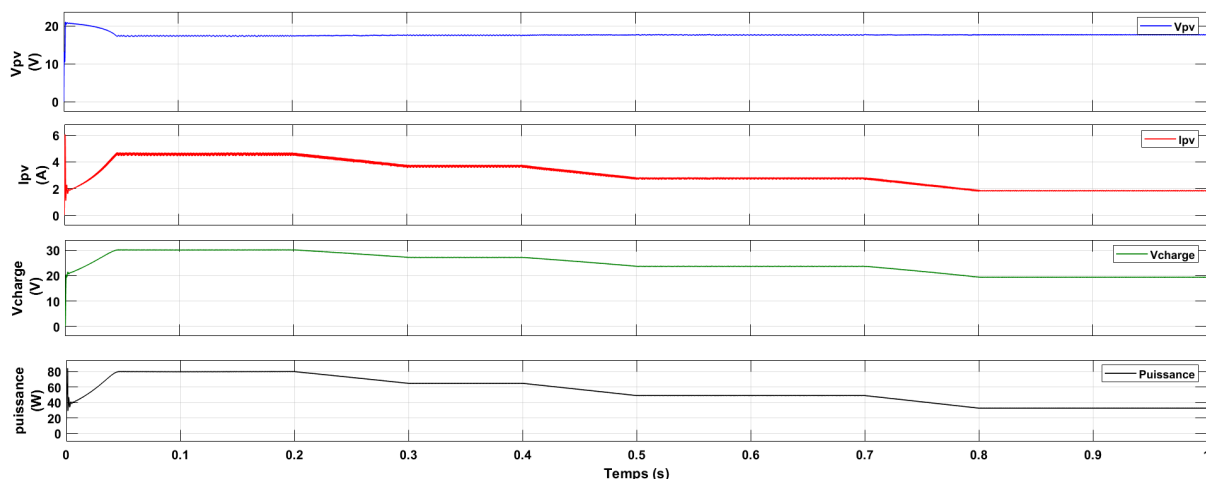


FIGURE 3.12 – Évolution de (V_{PV} , I_{PV} , V_{charge} , P_{pv}) avec P&O sous variations d'irradiance

Interpretation :

La tension du panneau photovoltaïque (V_{PV}) reste globalement stable avec de petites oscillations autour des niveaux d'irradiance, dues à la méthode P&O. Le système retrouve rapidement une tension optimale après chaque variation d'ensoleillement.

Le courant du panneau (I_{PV}) décroît progressivement avec la baisse de l'irradiance, de manière continue et sans à-coups, ce qui indique une réponse dynamique efficace et une simulation conforme au fonctionnement. Le suivi MPPT reste efficace pendant les transitions.

La tension de charge varie avec l'irradiance, suivant l'évolution de la puissance disponible, avec des variations progressives lors des changements d'éclairement, reflétant l'adaptation du système.

La puissance produite par le panneau (P_{pv}) suit précisément l'évolution de l'irradiance, avec des transitions douces entre niveaux et des légères ondulations autour du MPP dues à la méthode P&O. Cela confirme un bon suivi et maximisation de l'extraction d'énergie.

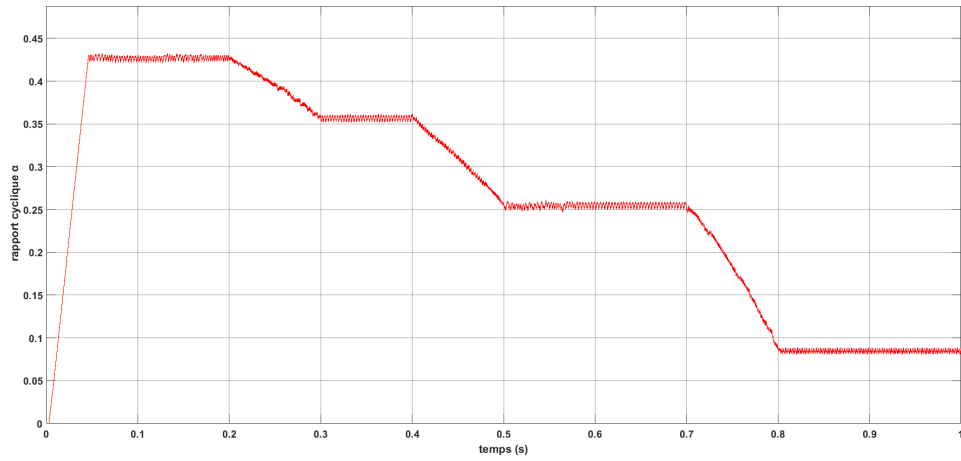


FIGURE 3.13 – Variation du rapport cyclique α par la méthode P&O sous variations d'irradiance

Le rapport cyclique α s'adapte en fonction de l'irradiance, augmentant sous forte lumière puis diminuant de manière fluide avec la baisse d'éclairement. De petites oscillations apparaissent, liées à la méthode P&O qui applique des perturbations pour suivre le MPP.

3.5.1.2 Méthode INC

Cette section décrit les résultats de la méthode de Conductance Incrémentale (INC) appliquée au système PV, analysant l'évolution des principales grandeurs électriques sous variations d'irradiance.

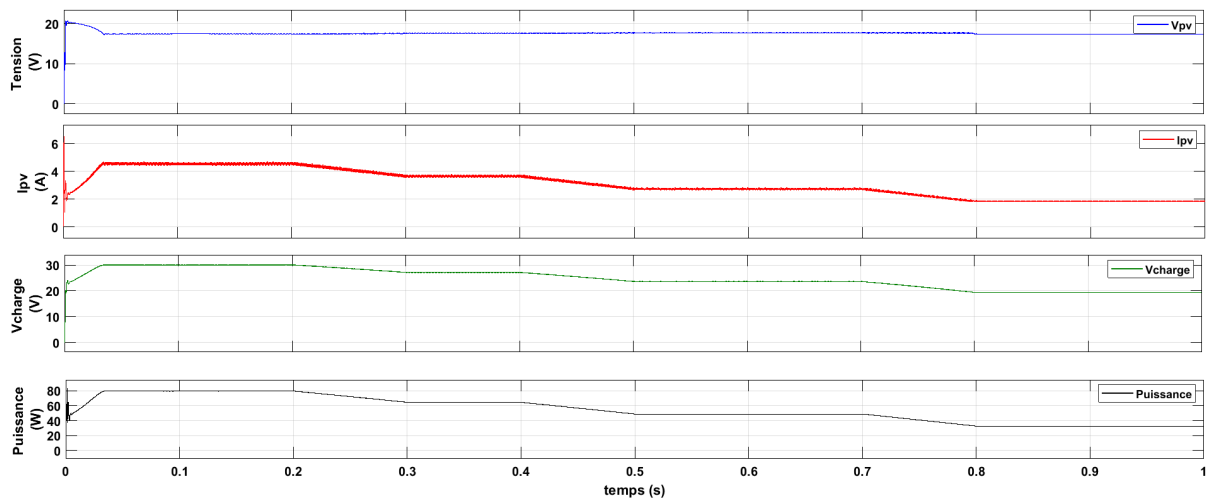


FIGURE 3.14 – Évolution des grandeurs électriques avec INC sous variations d'irradiance

Interpretation :

La tension (V_{PV}) Elle reste stable autour des niveaux optimaux malgré les variations d'irradiance, la méthode INC permet de déterminer avec précision le MPP sans provoquer d'oscillations.

Diminue progressivement à mesure que l'irradiance baisse. Le courant suit une trajectoire fluide, démontrant la stabilité de la méthode INC.

La tension de charge suit la variation de la puissance PV disponible. Elle décroît par transitions lissées lors des baisses d'irradiance.

La puissance suit les variations d'irradiance grâce à la méthode INC. Elle atteint le MPP sans fluctuations ni oscillations indésirables.

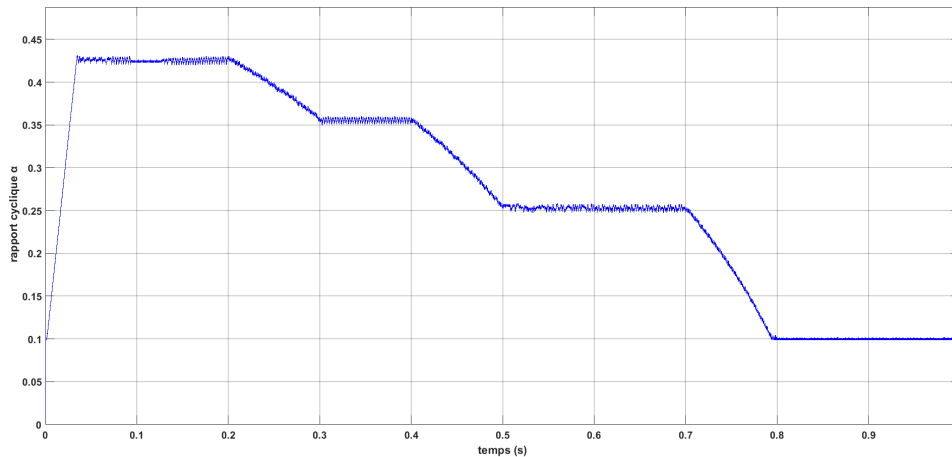


FIGURE 3.15 – Variation du rapport cyclique α par la méthode INC sous variations d'irradiance

Le rapport cyclique α varie de manière plus stable et fluide qu'avec la méthode P&O . Il s'ajuste rapidement lors des hausses d'irradiance et diminue sans oscillations marquées en cas de baisse.

3.5.2 Effet de la température sur P&O et INC

Dans cette deuxième série de simulations, nous avons appliqué un profil de température progressif au bloc *PV Array*, tout en maintenant l'irradiance constante à 1000 W/m^2 . Comme pour le protocole d'irradiance (section 3.5.1), nous avons remplacé les changements brusques par des rampes linéaires afin de modéliser des transitions thermiques réalistes .



FIGURE 3.16 – Profil thermique progressif appliqué au module photovoltaïque

3.5.2.1 Méthode P&O

Cette section décrit les résultats de la méthode P&O appliquée au système PV , analysant l'évolution des principales grandeurs électriques sous variations de température :

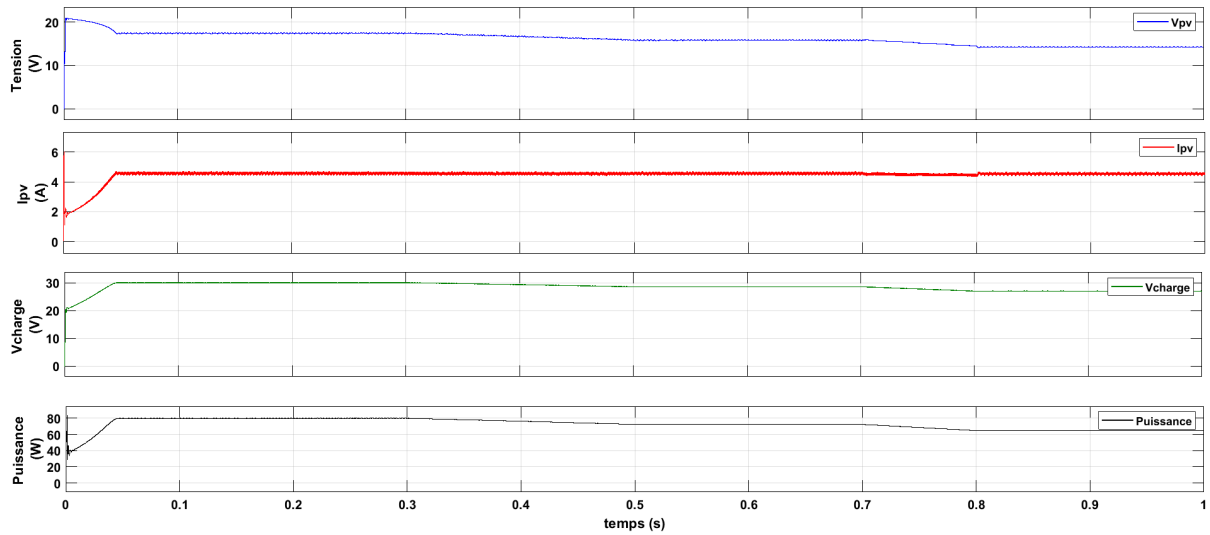


FIGURE 3.17 – Évolution du (V_{PV} , I_{PV} , V_{charge} , P_{pv}) avec P&O sous variations de température

Sous l'effet de la température, (V_{PV}) diminue lentement mais reste stabilisée par l'algorithme P&O. De légères oscillations persistent lors des variations, dues aux perturbations propres à la méthode.

(I_{PV}) n'est pas affecté par la température et évolue de manière monotone. Elle suit la courbe thermique sans à-coups ni fluctuations

La tension de charge est légèrement influencé par la température et s'ajuste progressivement à la baisse de (V_{PV}), traduisant la volonté de l'algorithme d'extraire un maximum de puissance.

La puissance diminue globalement avec la température, mais reste stable après chaque palier. De légères ondulations apparaissent lors des variations rapides, typiques du suivi P&O.

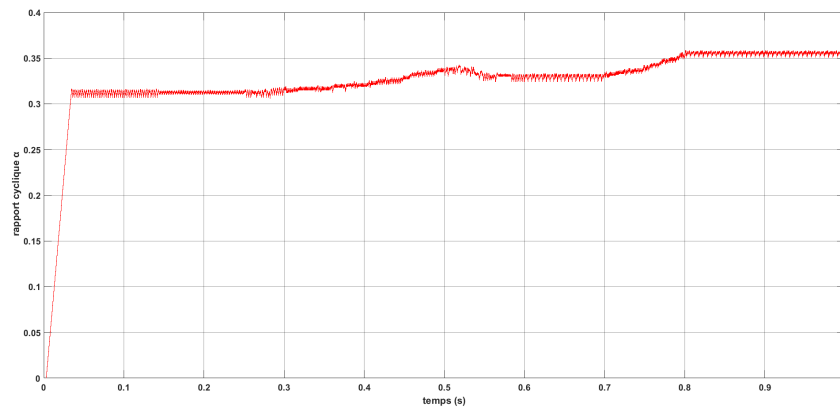


FIGURE 3.18 – Variation du rapport cyclique α par la méthode P&O sous variations de température

Le rapport cyclique α augmente avec la température et s'ajuste continûment à la nouvelle tension de MPP. Il subit une montée brutale au début de chaque rampe, puis se stabilise autour d'une valeur corrigée.

3.5.2.2 Méthode INC

Cette section décrit les résultats de la méthode INC appliquée au système PV, analysant l'évolution des principales grandeurs électriques sous variations de température.

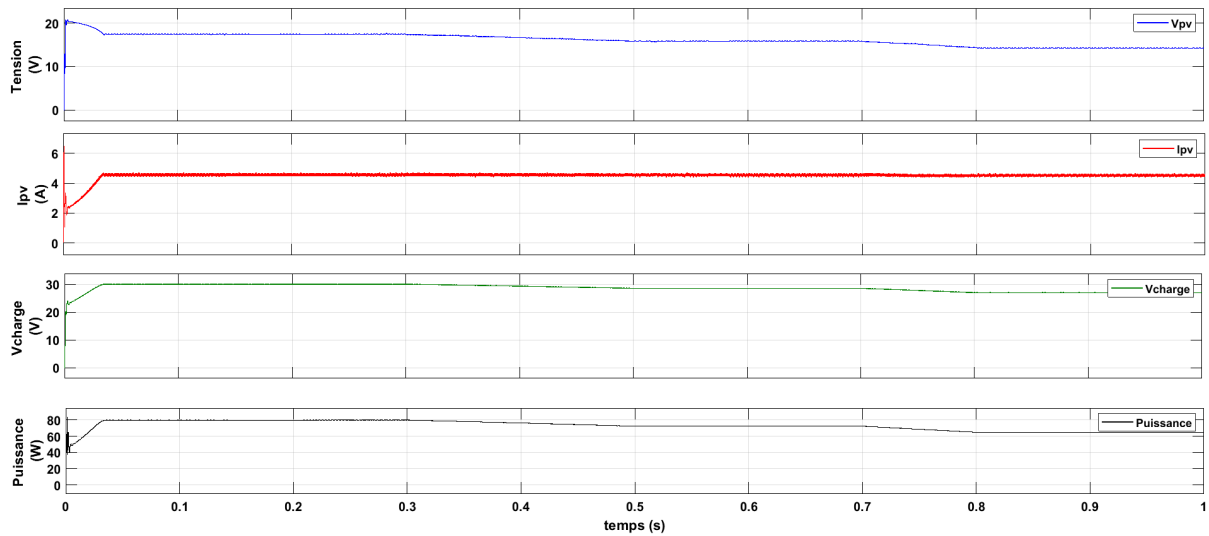


FIGURE 3.19 – Évolution des grandeurs électriques avec INC sous variations de température

La tension diminue légèrement avec l'augmentation de la température, suivant le comportement typique des cellules photovoltaïques. La méthode INC assure un suivi stable du MPP sans perturbations. Le courant reste stable malgré la hausse thermique, illustrant la capacité du MPPT à compenser la chute de tension. La tension de charge : elle suit une tendance légèrement descendante, en cohérence avec la baisse de tension PV. La puissance décroît progressivement avec l'élévation de température, reflétant la perte de rendement PV. La méthode INC maintient néanmoins un suivi efficace du MPP.

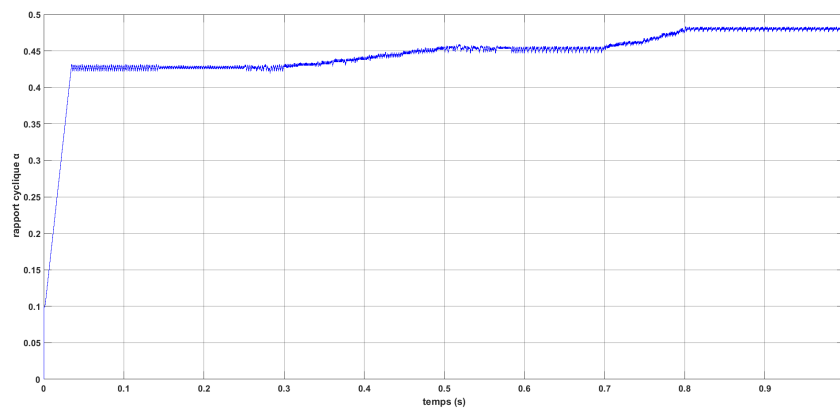


FIGURE 3.20 – Variation du rapport cyclique α par la méthode INC sous variations de température

Le rapport cyclique α de la méthode INC augmente progressivement avec la température, se stabilise autour de 0.43, puis varie entre 0.43 et 0.48 avec la variation de température sans perturbations notables.

3.5.3 Comparaison entre les méthodes P&O et INC sous variation climatique

Cette section compare les performances des deux algorithmes MPPT , P&O et INC , face aux variations environnementales simulées précédemment .

TABLEAU 3.1 – Comparaison entre les méthodes P&O et INC selon différents critères de performance

Critère	Méthode P&O	Méthode INC
Réactivité (Irradiance)	Moins rapide	Détecte rapidement la variation
Réactivité (Température)	Adaptation correcte, mais avec délais	Réponse plus fine et rapide aux variations thermiques
Stabilité (Irradiance)	Présence d'oscillations autour du MPP	Faibles oscillations
Stabilité (Température)	Légères perturbations persistantes	Stabilité élevée malgré les variations thermiques
Précision du suivi	Bonne dans les conditions stables, moins efficace en transitoire	Très précise, suit finement le MPP même en conditions variables
Complexité de l'algorithme	Simple à implémenter, peu coûteux en calculs	Plus complexe, nécessite le calcul des dérivées
Robustesse	Fiable dans des environnements peu dynamiques	Efficace dans des environnements fortement variables

3.6 Conclusion :

Ce chapitre a permis de construire une chaîne de conversion photovoltaïque complète sous Simulink , en intégrant à la fois les aspects physiques (module PV , hacheur Boost) et les aspects de commande (algorithmes MPPT) . Les résultats de simulation ont mis en évidence la capacité des méthodes P&O et INC à suivre le point de puissance maximale dans diverses conditions d'ensoleillement et de température .

La méthode INC a montré une meilleure stabilité et précision dans les conditions de variations rapides , tandis que la méthode P&O , plus simple à implémenter, présente parfois des oscillations autour du point de puissance maximale. L'étude comparative a permis de souligner les avantages et limites de chaque méthode .

Chapitre 4

Étude expérimentale et conception d'un convertisseur Boost synchrone pour système photovoltaïque

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude approfondie et à la conception d'un convertisseur Boost synchrone destiné à une application photovoltaïque. Le convertisseur joue un rôle central dans la chaîne de conversion d'énergie, en assurant l'adaptation entre la tension variable du panneau solaire et la tension requise par la charge.

L'objectif est de concevoir une architecture performante, stable et fiable, capable de fonctionner efficacement sous différentes conditions d'ensoleillement. Une attention particulière est portée à l'optimisation du rendement énergétique du convertisseur, en intégrant une analyse détaillée de ses pertes électriques.

Enfin, le système conçu est connecté à un module photovoltaïque réel afin de valider son fonctionnement global. Cette intégration permet d'identifier les conditions optimales de fonctionnement, notamment à travers l'ajustement du rapport cyclique pour atteindre le point de puissance maximale (MPP), en tenant compte des variations d'irradiance et de température. Ce chapitre constitue ainsi une étape essentielle dans la validation expérimentale du système PV-Boost.

4.2 Extraction des caractéristiques électriques du panneau photovoltaïque

Pour extraire les caractéristiques électriques du panneau solaire de manière pratique, nous l'avons exposé à un rayonnement solaire direct avec un angle d'inclinaison de 37 degrés, qui est l'angle optimal pour obtenir la puissance maximale dans notre région géographique. La sortie du panneau solaire a été connectée à une résistance variable (rhéostat) utilisée comme charge ajustable, afin de couvrir différents points de fonctionnement sur la courbe tension-courant (I-V).

Pour une mesure précise, un capteur de tension a été placé aux bornes du panneau solaire, tandis qu'un capteur de courant a été connecté en série avec la charge.

La valeur de la résistance a été modifiée progressivement, en partant d'une valeur très faible (proche du court-circuit), ce qui permet de mesurer le courant de court-circuit (I_{sc}), jusqu'à une valeur très élevée (proche du circuit ouvert), permettant d'extraire la tension de circuit ouvert (V_{oc}). Cette variation graduelle de la résistance nous a permis de

balayer l'ensemble de la courbe de sortie électrique du panneau , et d'obtenir un ensemble de points représentant la relation entre tension et courant .

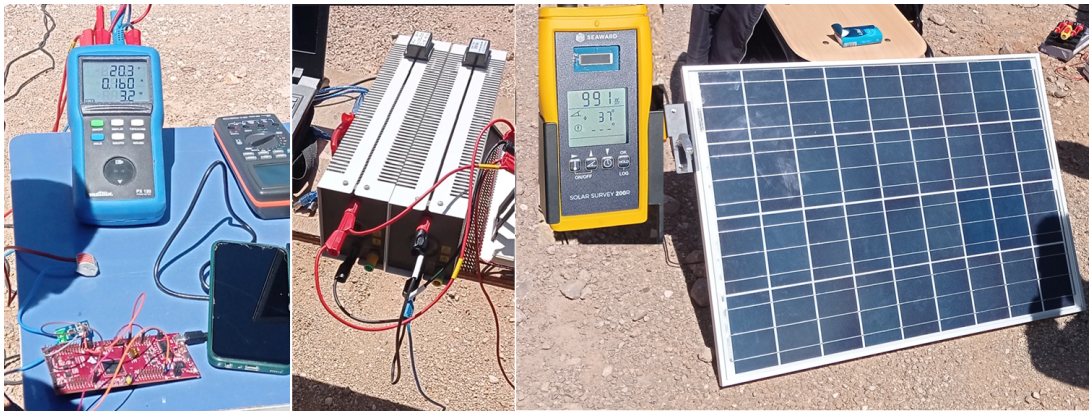


FIGURE 4.1 – Caractérisation extérieure d'un module photovoltaïque avec capteurs et rhéostat

4.2.1 Outils de mesure utilisés

Pour extraire les caractéristiques électriques du panneau photovoltaïque, nous avons utilisé la carte de contrôle F28379D , une carte multifonction équipée de convertisseurs analogique-numérique (ADC) permettant de mesurer avec précision la tension (V) et le courant (I).

Le panneau solaire a été connecté a un ensemble de capteurs de tension et de courant adaptés aux différentes conditions d'irradiance et de température .

Pour cela , deux capteurs compatibles avec la carte F28379D ont été utilisés :

- Capteur de tension B25 (0–25 V)
- Capteur de courant ACS712ELC-05B (± 5 A)

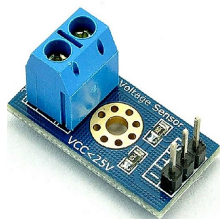


FIGURE 4.2 – Capteur de tension B25

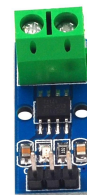


FIGURE 4.3 – Capteur de courant ACS712ELC-05B

4.2.1.1 Mesure de la tension

La mesure de la tension en sortie du panneau photovoltaïque a été réalisée à l'aide du module B25 , qui fonctionne selon le principe du diviseur de tension . Il est constitué de deux résistances internes ($R1 = 30k\Omega$ et $R2 = 7.5k\Omega$) qui réduisent la tension d'entrée d'un facteur 5, permettant une lecture maximale de 25 V sur une entrée ADC de 5 V.

Étant donné que la carte F28379D fonctionne avec une référence de 3,3 V , une résistance additionnelle de $13.75k\Omega$ a été ajoutée en série , calculée avec la loi du diviseur de tension, afin de garantir que la tension maximale du panneau ($V_{oc} = 22$ V) corresponde à une sortie de 3,3 V au niveau de l'entrée ADC .

Selon l'équation :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot V_{\text{in}} \quad (4.1)$$

On peut aussi écrire :

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (4.2)$$

En isolant R_3 , on obtient :

$$R_3 = \left(\frac{V_{\text{in}} \cdot R_2}{V_{\text{out}}} \right) - (R_1 + R_2) \quad (4.3)$$

Avec une tension de sortie approximative $V_{\text{out}} \approx 13,75 \text{ V}$, on déduit :

$$R_3 \approx \left(\frac{V_{\text{in}} \cdot R_2}{V_{\text{out}}} \right) - (R_1 + R_2) \approx 13,75 \text{ k}\Omega \quad (4.4)$$

Cette modification nous a permis d'obtenir des lectures de tension de sortie précises et fiables dans diverses conditions de rayonnement et de température.

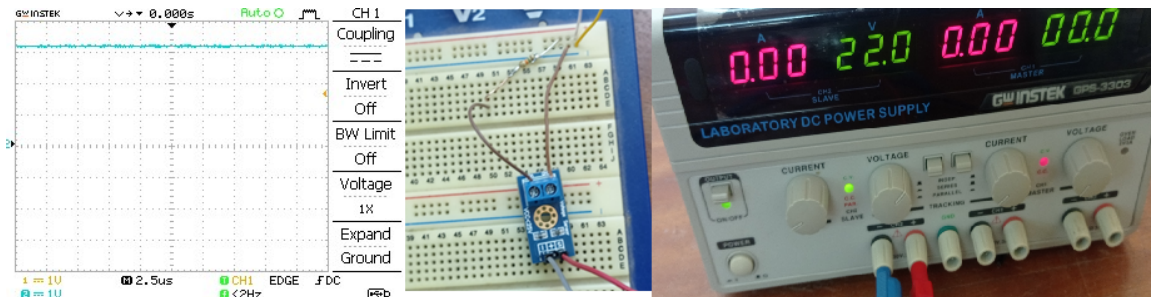


FIGURE 4.4 – Adaptation du capteur B25 pour 22 V vers 3,3 V

4.2.1.2 Mesure du courant

Le capteur ACS712ELC-05B, basé sur l'effet Hall, a été utilisé pour la mesure du courant continu. Il fournit une mesure isolée dans une plage de $\pm 5 \text{ A}$, avec une tension de sortie de 2,5 V en l'absence de courant. Chaque variation de 1 A correspond à une variation de 185 mV en sortie.

La sortie du capteur est directement connectée à l'entrée ADC de la carte F28379D, et les valeurs sont converties numériquement pour traitement.

4.2.2 Tracés des courbes I–V et P–V

Dans cette partie, nous avons représenté les courbes expérimentales courant–tension (I–V) et puissance–tension (P–V) du panneau solaire, en utilisant les données mesurées à l'aide de la carte F28379D et des capteurs décrits précédemment.

Conditions de l'expérience :

- Irradiance : 951 W/m^2
- Température : 41°C



FIGURE 4.5 – Mesure de l'irradiance et des températures du PV



test en circuit ouvert test en court circuit

FIGURE 4.6 – Mesures pratiques des grandeurs en court-circuit et en circuit ouvert

Ces mesures ont été réalisées en conditions réelles afin de tester les performances du panneau et de les comparer aux résultats de simulation obtenus dans Simulink .

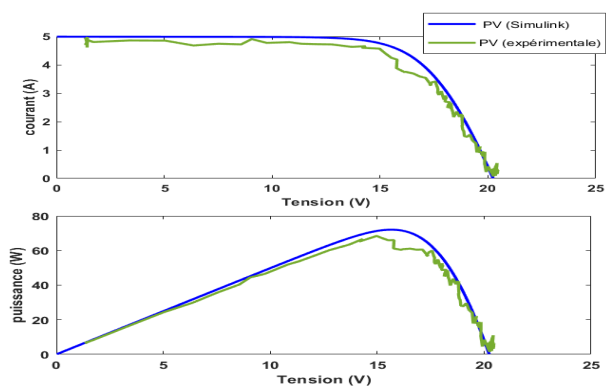


FIGURE 4.7 – Comparaison entre les mesures expérimentales et les résultats de simulation

La comparaison montre une bonne concordance entre les courbes expérimentales et simulées , avec de légers écarts dus aux conditions climatiques , aux pertes dans les composants électroniques, ainsi qu'aux perturbations de mesure , notamment celles du capteur de courant.

4.3 Conception du convertisseur Boost synchrone

La conception d'un convertisseur élévateur synchrone permet d'augmenter efficacement une tension continue avec un meilleur rendement grâce à l'utilisation d'un MOSFET à la place d'une diode . Cette section résume les étapes clés de conception , incluant le choix des composants et la réalisation du circuit final .

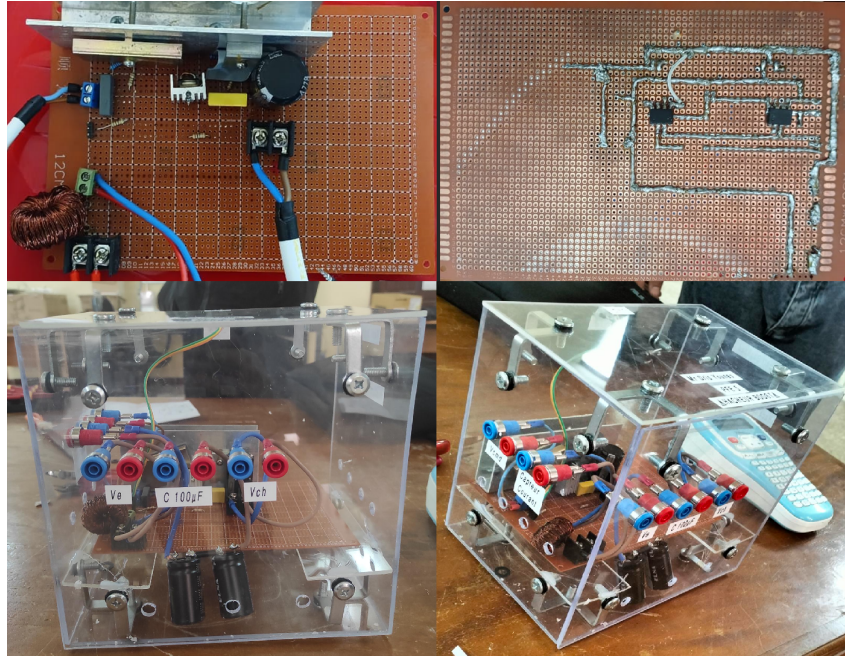


FIGURE 4.8 – Boost synchrone

4.3.1 Sélection des composants du convertisseur

Les éléments passifs (inductance et condensateur) ayant déjà été dimensionnés et validés via des simulations Simulink dans le Chapitre 3 , nous nous concentrons ici sur la sélection des MOSFET et des pilotes , essentiels pour assurer une commutation efficace et fiable.

4.3.1.1 Critères de choix du MOSFET

Au laboratoire LAT , trois MOSFETs ont été disponibles pour être utilisés dans un convertisseur Boost avec une tension à vide jusqu'à 22 V et un courant de court-circuit de 5 A, en considérant un courant de travail maximal de 5A et une marge de sécurité de (10-15) A. Les critères de sélection sont :

- Tension de drain-source (V_{DS}) > 40 V
- Courant de drain (I_D) ≥ 10 A
- Résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) < 15 m Ω
- Charge de grille (Q_g) < 60 nC
- Tension maximale de grille ($V_{GS(max)}$) $\geq \pm 15$ V
- Temps de commutation < 50 ns

TABLEAU 4.1 – Comparaison entre différents MOSFETs disponible

Modèle	V_DS	I_D	R_DS(on)	Q_g	V_GS(max)	Temps de commutation
PSMN012-80PS	80 V	74 A	11 mΩ	43 nC	±20 V	22 ns
STB75NF75	75 V	80 A	9 mΩ	117 nC	±20 V	130 ns
IRLZ44N	55 V	47 A	22 mΩ	48 nC	±16 V	99 ns

TABLEAU 4.2 – Spécifications électriques du MOSFET PSMN012-80PS [28]

Paramètre	Symbole	Valeur et Description
Tension Drain-Source	V_{DS}	80 V Tension maximale supportée
Courant Drain	I_D	74 A à 25 °C (52 A à 100 °C)
Résistance ON	R_{DS}	11 mΩ Max (9 mΩ typ.) à $V_{GS} = 10 V$
Charge de grille	Q_g	43 nC Charge totale de grille
Tension seuil grille	$V_{GD(th)}$	2–4 V Plage de déclenchement
Temps de montée	t_r	16 ns Temps de commutation ON
Temps de descente	t_f	6 ns Temps de commutation OFF

4.3.1.2 Pilote HCPL-3120

Le HCPL-3120 est un driver optocoupleur haute vitesse conçu pour piloter des MOSFETs ou IGBTs à isolation Optique . Il permet de commander efficacement la grille d'un transistor de puissance en fournissant une tension et un courant suffisants, tout en isolant électriquement la commande (microcontrôleur) de la puissance .

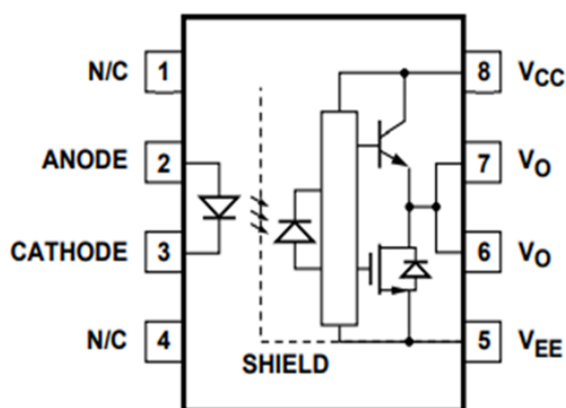


FIGURE 4.9 – Schéma fonctionnel de HCPL-3120 [5]

Le driver HCPL-3120 a été sélectionné pour piloter le transistor MOSFET PSMN012-80PS, en raison de sa compatibilité avec les exigences de l'application en termes de courant , de tension et de rapidité de commutation, tout en offrant des fonctions de protection essentielles pour un fonctionnement fiable et sécurisé . Ses caractéristiques techniques en font un choix optimal pour les convertisseurs Boost, comme indiqué dans le tableau suivant :

TABLEAU 4.3 – Caractéristiques techniques du driver HCPL-3120 [5]

Caractéristique	Valeur
Modèle du driver	HCPL-3120
Courant de sortie impulsionnel max.	2.5 A
Tension d'alimentation (V_{CC})	15 V–30 V
Temps de commutation	0.5 μ s
Protection UVLO	Intégrée (activation : 12.3 V / coupure : 10.7 V)
Type d'isolation	Optique (Opto-coupleur)
Courant de consommation	≤ 5 mA
Température de fonctionnement	-40°C à 100°C

Grâce à ces spécifications , le HCPL-3120 assure un pilotage rapide et précis du MOSFET , améliore l'efficacité globale du système , réduit les pertes de commutation , et protège les composants dans diverses conditions de fonctionnement .

4.3.2 Étude des pertes du MOSFET PSMN012-80PS

4.3.2.1 Pertes en conduction

Les pertes en conduction apparaissent lorsque le MOSFET conduit le courant. Elles sont données par l'équation :

$$P_{\text{conduction}} = R_{\text{DS}} \cdot I^2 \quad (4.5)$$

Avec :

- $I = 4.6$ A : courant de fonctionnement
- $R_{\text{DS(on)}} = 11$ m $\Omega = 0.011$ Ω

On obtient pour un seul MOSFET :

$$P_{\text{conduction}} = (4.6)^2 \cdot 0.011 = 21.16 \cdot 0.011 \approx 0.233$$
 W

Dans une topologie synchrone utilisant deux MOSFETs (high-side et low-side), la perte totale est :

$$P_{\text{conduction totale}} = 2 \cdot 0.233 = 0.466$$
 W

4.3.2.2 Pertes en commutation

Les pertes en commutation surviennent lors des transitions ON/OFF du MOSFET , lorsque la tension V_{DS} et le courant I coexistent brièvement . Elles dépendent de la tension d'alimentation, du courant , des temps de commutation ($t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}$) et de la fréquence de découpage f .

L'estimation est donnée par :

$$P_{\text{commutation}} = \frac{1}{2} \cdot V_{\text{DS}} \cdot I \cdot (t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}) \cdot f \quad (4.6)$$

Avec les valeurs :

$$V_{\text{DS}} = 17.4$$
 V, $I = 4.6$ A, $(t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}) = 500$ ns, $f = 60$ kHz,

on obtient :

$$P_{\text{commutation}} \approx 1,2$$
 W par MOSFET, soit 2,4 W au total

Ces pertes croissent avec la fréquence , ce qui impose un compromis entre rendement et compacité .

4.3.2.3 Pertes totales

Les pertes totales dans les deux MOSFETs sont la somme des pertes en conduction et des pertes en commutation :

$$P_{\text{totale}} = P_{\text{conduction totale}} + P_{\text{commutation totale}} = 0.466 + 2.4 = 2.8655 \text{ W} \approx 2.866 \text{ W} \quad (4.7)$$

Cette puissance dissipée se transforme intégralement en chaleur .

4.3.2.4 Calcul du rendement de puissance

Le rendement de puissance η est donné par la formule suivante :

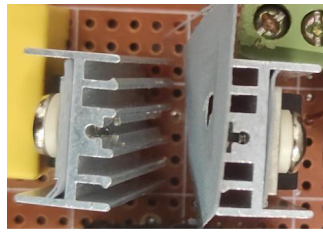
$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{perte}}}$$
$$\eta = \frac{80}{80 + 2.866} = \frac{80}{82.866} \approx 0.9654$$
$$\Rightarrow \eta \approx 96.54 \%$$

4.3.3 Refroidissement des MOSFETs

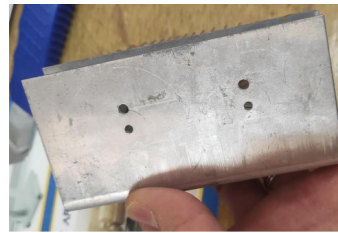
La gestion thermique constitue un aspect fondamental dans la conception des circuits de puissance, en particulier dans les convertisseurs de type Boost synchrone , ou les transistors MOSFET sont soumis a des fréquences de commutation élevées , le controle de la temperature de jonction (T_j) est essentiel pour assurer la fiabilité du système et prolonger la durée de vie des composants électroniques .

Dans la première version du montage , deux petits dissipateurs thermiques séparés ont été utilisés pour chaque MOSFET . Toutefois, les essais expérimentaux ont montré que cette solution n'offrait pas une performance thermique optimale à long terme . C'est pourquoi une amélioration a été apportée dans la phase suivante : les deux dissipateurs ont été remplacés par un seul dissipateur plus grand . Ce changement a permis une dissipation plus efficace de la chaleur, une réduction significative de la température de jonction et par conséquent, un meilleur fonctionnement dans des conditions sévères. Ce dissipateur a donc été retenu dans la version finale du système pour garantir un fonctionnement plus stable et sécurisé .

Le système peut fonctionner en toute sécurité sans dissipateur thermique dans des conditions normales. Cependant, l'utilisation d'un dissipateur thermique plus performant améliore considérablement le rendement thermique et augmente la fiabilité du système, notamment en cas de température ambiante élevée ou d'utilisation prolongée. Ce choix permet également d'anticiper les besoins liés à d'éventuelles évolutions du système (augmentation de la puissance, environnement plus sévère, etc.). Il est donc recommandé d'adopter le dissipateur thermique grand format dans la version finale.



les deux petits dissipateurs



dissipateur plus grand

FIGURE 4.10 – Dissipateurs thermique

4.3.4 Architecture d'un Convertisseur Boost Synchronre

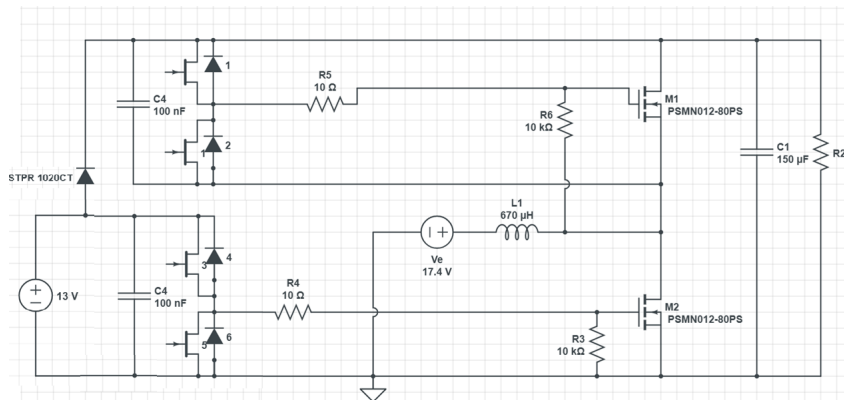


FIGURE 4.11 – Circuit Boost synchrone avec le circuit de commande

Comme illustré dans la figure 4.4, il s'agit d'un convertisseur Boost synchrone utilisant deux transistors MOSFET de type PSMN012-80PS (IRF), commandés séparément par deux drivers alimentés sous 13 V, tandis que le côté puissance (les MOSFET) est alimenté par une source principale de 17.4 V.

Rôle des composants principaux :

- Tension de 17.4 V : c'est la tension d'entrée principale qui alimente les MOSFET M1 et M2.
- Tension de 13 V : utilisée pour alimenter les circuits de commande (drivers), agissant comme tension de contrôle.
- M1 et M2 : fonctionnent en alternance pour assurer la conversion ; M2 coupe et établit le courant dans l'inductance, tandis que M1 remplace la diode classique, augmentant ainsi le rendement en réduisant les pertes de conduction.
- R4 et R5 (10 Ω) : résistances de grille servant à contrôler la vitesse de commutation (décharge de la capacité de grille) et à limiter le bruit électrique.
- R3 et R6 (10 k Ω) : résistances de pull-down maintenant les transistors à l'état bloqué en absence de commande.
- L1 (670 μ H) : inductance stockant l'énergie magnétique lorsque M1 est fermé, et la restitue vers la charge dans le cycle suivant.
- C1 (150 μ F) : condensateur de filtrage qui réduit l'ondulation de la tension de sortie.
- C4 2 (100 nF, céramique) : condensateurs de découplage pour filtrer les bruits haute fréquence dans l'alimentation des drivers. L'un d'eux est utilisé dans la boucle bootstrap pour alimenter le « MOSFET high-side » M1.

- STPR1020CT : diode rapide utilisée dans le circuit bootstrap pour soutenir la tension de fonctionnement du driver côté high-side , permettant une commutation efficace du transistor M1 ; les caractéristiques de la diode (datasheet) disponibles en annexe .

4.3.4.1 Choix de la Résistance de Grille

La résistance de grille (R_{gate}) du MOSFET PSMN012-80PS est essentielle pour contrôler la vitesse de commutation tout en assurant la sécurité du circuit. Théoriquement , elle peut être calculée par :

$$R_{gate} = \frac{V_{drive}}{I_{drive}} = \frac{12\text{ V}}{2.5\text{ A}} = 4.8\ \Omega \quad (4.8)$$

Cette valeur donne une commutation rapide , mais peut générer un courant de crête dangereux pour le driver . Une méthode plus équilibrée utilise le temps de commutation et la charge totale de la grille :

$$R_{gate} \approx \frac{t_{sw}}{Q_g} \cdot V_{drive} = \frac{22\text{ ns}}{43\text{ nC}} \cdot 12\text{ V} \approx 6.1\ \Omega \quad (4.9)$$

En pratique, une valeur de $10\ \Omega$ est souvent choisie pour limiter le courant de crête à :

$$I_{peak} = \frac{V_{drive}}{R_{gate}} = \frac{12\text{ V}}{10\ \Omega} = 1.2\text{ A} \quad (4.10)$$

Cela garantit une marge de sécurité tout en conservant une vitesse de commutation acceptable , limitant ainsi les pertes de puissance et les interférences électromagnétiques .

4.3.5 Commande MOSFET High-Side avec Circuit Bootstrap

Le circuit Bootstrap dans ce design sert à piloter le MOSFET high-side (PSMN012-80PS) dans un convertisseur Boost synchrone , sans besoin d'une source de tension externe plus élevée . Il est constitué d'un condensateur céramique de $0,1\ \mu F$ et d'une diode rapide (STPR1020CT) .

- Quand le MOSFET high-side est éteint, la tension à sa source est proche de la masse, ce qui permet au condensateur bootstrap de se charger à la tension d'alimentation du driver $V_{CC} \approx 13\text{ V}$.
- Lorsque le MOSFET est allumé, la tension à la source monte à $V_S = 17.4\text{ V}$, et le condensateur agit comme une alimentation flottante , ajoutant sa tension à celle de la source .

Ainsi, la tension de grille devient :

$$V_G = V_S + V_{boot} = 17.4\text{ V} + 13\text{ V} = 30.4\text{ V} \quad (4.11)$$

et la tension grille-source est :

$$V_{GS} = V_G - V_S = 30.4\text{ V} - 17.4\text{ V} = 13\text{ V} \quad (4.12)$$

En pratique , à cause de la chute de tension dans le driver (entre 2 et 2,5 V), la tension réelle V_{GS} est environ :

$$V_{GS} \approx 10\text{ V}$$

ce qui est suffisant pour activer pleinement un MOSFET canal N, la plupart nécessitant $V_{GS(on)} \geq 10\text{ V}$ pour une conduction complète .

Cette technique permet un pilotage efficace du MOSFET high-side en utilisant une alimentation basse tension , simplifiant la conception et réduisant les coûts .

4.4 Diagnostic de la surchauffe des transistors et résolution du problème

Lors des premières phases d'expérimentation de la structure Boost synchrone , une inductance fabriquée manuellement a été utilisée , avec une valeur d'inductance de 0.25 mH et un noyau magnétique de petite taille . Lorsque le courant était porté à 1.5 A ou plus, une élévation importante de la température des transistors MOSFETs a été observée, malgré l'utilisation d'un dissipateur thermique efficace.

Dans un premier temps, le soupçon s'est porté sur un problème de commande, en particulier sur une éventuelle conduction simultanée (shoot-through) des transistors haut et bas. Pour vérifier cette hypothèse, un temps mort (dead time) a été introduit entre les signaux de commande à l'aide de la carte TMS320F28379D , via le module ePWM. Cette méthode a été expliquée en détail dans le chapitre II dédié à la carte de commande .

Malgré cette amélioration du système de commande , le problème persistait, ce qui indiquait que la cause pouvait être d'ordre matériel plutôt que liée à la commande . Une analyse approfondie a permis d'identifier que l'inductance entraînait en saturation magnétique sous courant élevé, ce qui provoquait une chute brutale de l'inductance et une augmentation soudaine du courant traversant les MOSFETs , entraînant ainsi une surchauffe rapide et une perte d'efficacité du système.

À partir de ce diagnostic confirmé , plusieurs étapes ont été suivies pour résoudre le problème de manière progressive :

1. La valeur de l'inductance a été augmentée à 3.6 mH tout en conservant le même noyau magnétique , mais la saturation persistait en raison des limites du noyau .
2. Le noyau magnétique a ensuite été remplacé par un modèle de plus grande taille , capable de supporter une densité de flux magnétique plus élevée sans saturation.
3. La valeur de l'inductance a été réglée à 0.67 mH avec une circuit magnétique de grande, assurant une solution optimale pour éliminer la saturation et résoudre le problème de l'élévation de température des MOSFETs.



FIGURE 4.12 – Trois inductances utilisées dans un Boost synchrone

Ces modifications se sont révélées efficaces , puisqu'elles ont éliminé définitivement le phénomène de saturation et permis de stabiliser la température des transistors , meme en régime de courant élevé . Le système a été testé pendant 25 minutes sans aucune élévation anormale de température , alors qu'auparavant, une surchauffe significative survenait en quelques minutes . Ce résultat met en évidence l'importance de ne pas considérer uniquement la valeur électrique de l'inductance , mais aussi les propriétés magnétiques du noyau, les courants admissibles , et les conditions réelles d'exploitation . Un bon compromis entre inductance, volume, matériaux magnétiques et courant de saturation est essentiel pour garantir un fonctionnement stable, sans surchauffe ni défaillance des composants .

4.5 Évaluation du rendement du convertisseur Boost synchrone

Dans cette section, nous présentons les résultats expérimentaux visant à évaluer le rendement d'un convertisseur boost synchrone alimenté par une tension continue de 17.4 V. Les mesures ont été effectuées sous différentes conditions de fonctionnement, incluant des variations de rapport cyclique (α), de fréquence de découpage, ainsi que de résistance de charge.

4.5.1 Méthodologie de mesure

Lors de chaque essai, les grandeurs suivantes ont été relevées à l'aide de wattmètres numériques :

- La tension et le courant à l'entrée (V_1, I_1);
- La tension et le courant à la sortie (V_2, I_2).

Les wattmètres permettent une lecture directe de la puissance, ce qui rend inutile son calcul manuel.

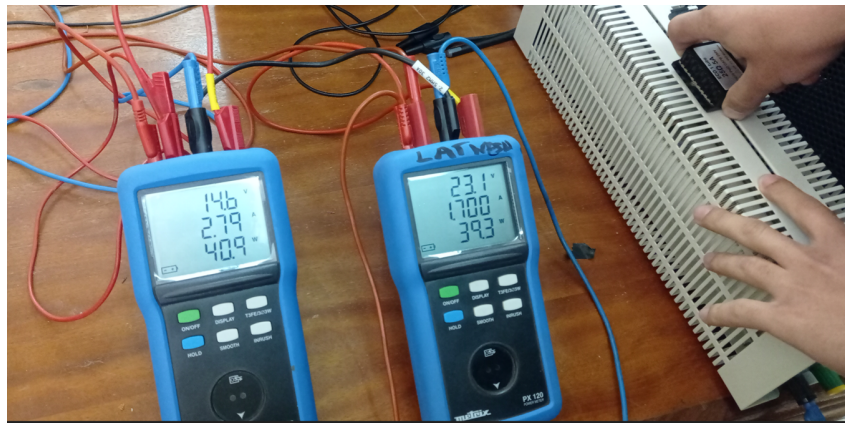


FIGURE 4.13 – Mesure de la puissance d'entrée et de sortie à l'aide de deux wattmètres

Le rendement η a été déterminé à partir de la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100 \quad (4.13)$$

Procédure expérimentale :

Les essais ont été réalisés pour trois rapports cycliques :

- $\alpha = 0,2$
- $\alpha = 0,4$
- $\alpha = 0,6$

Et pour trois fréquences de découpage :

- 40 kHz
- 60 kHz
- 100 kHz

Dans chaque cas, la charge de sortie a été ajustée à l'aide d'un rhéostat, ce qui permettait de faire varier le courant d'entrée (I_1). Ce dernier a été pris comme référence dans l'analyse de l'évolution du rendement.

- **L'ensemble des tableaux de données et des courbes correspondantes est présenté dans l'annexe A.**

4.5.2 Analyse détaillée du rendement (η)

Fréquence = 40 kHz

$\alpha = 0.2$

- Le rendement diminue de 96,39% à $I_1 = 0.5$ A jusqu'à 93,7% à $I_1 = 2.8$ A .
- Baisse notable : les pertes deviennent proportionnellement plus grandes à fort courant .

$\alpha = 0.4$

- η atteint un pic à 97,57% pour $I_1 = 1.5$ A, puis redescend légèrement .
- Amélioration claire par rapport à $\alpha = 0.2$, surtout pour les courants moyens .

$\alpha = 0.6$

- η commence à 97,33% , reste stable jusqu'à 97,5% ($I_1 = 2$ A), puis baisse à 95,75% .
- Meilleur rendement global sur toute la plage de courants .

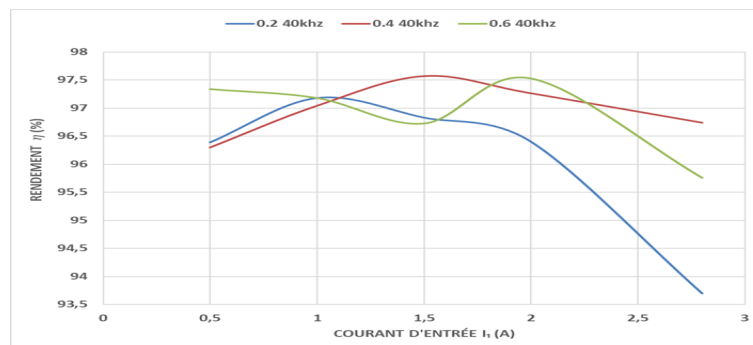


FIGURE 4.14 – Variation du rendement selon I_1 à 40 kHz pour différentes valeurs de α

Fréquence = 60 kHz

$\alpha = 0.2$

- Le rendement diminue de 95,36% à $I_1 = 0.5$ A jusqu'à 93,35% à $I_1 = 2.8$ A .
- Performances similaires à 40 kHz, mais avec une légère baisse pour les courants élevés .

$\alpha = 0.4$

- η atteint un pic de 97,75% pour $I_1 = 1.5$ A , ce qui représente le meilleur rendement mesuré .
- Stable sur toute la plage de courant, très bon comportement global .

$\alpha = 0.6$

- η commence à 97,52% , reste stable à 97,2% jusqu'à $I_1 = 2.5$ A , puis chute légèrement .
- Très bon compromis, proche de 40 kHz , mais avec une meilleure stabilité .

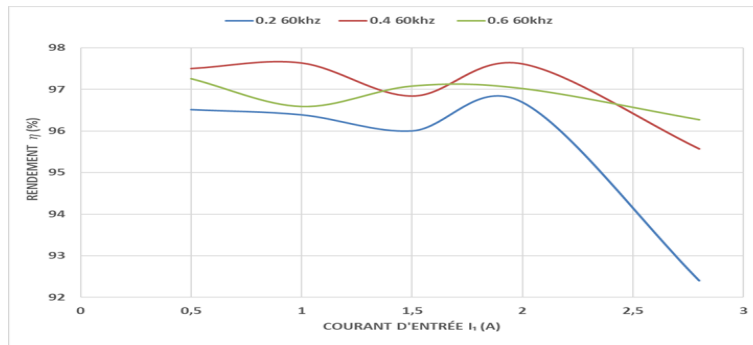


FIGURE 4.15 – Variation du rendement selon I_1 à 60 kHz pour différentes valeurs de α

Fréquence = 100 kHz

$\alpha = 0.2$

- η démarre à 94,6% pour $I_1 = 0.5$ A , mais chute rapidement à 91,98% à $I_1 = 2.8$ A .
- Les pertes de commutation deviennent significatives .

$\alpha = 0.4$

- Rendement moyen , variant de 96,4% à 93,6% .
- Moins stable que les autres fréquences , mais toujours acceptable .

$\alpha = 0.6$

- Meilleures performances de cette fréquence , avec un pic à 97,1% , mais pas aussi stable qu'à 60 kHz .
- Pertes de commutation toujours présentes à fort courant .

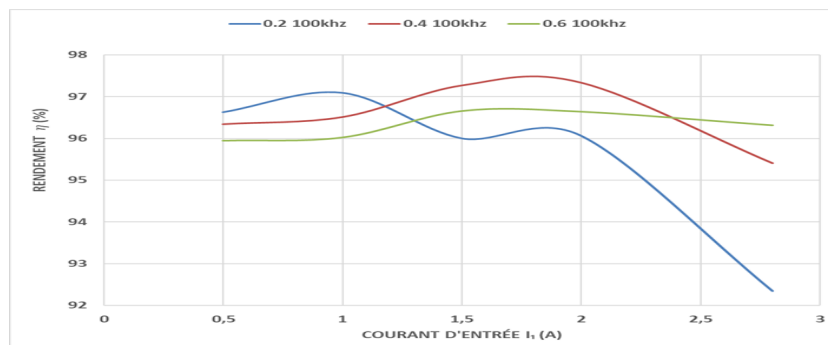


FIGURE 4.16 – Variation du rendement selon I_1 à 100 kHz pour différentes valeurs de α

TABLEAU 4.4 – Comparaison entre les 3 fréquences

Fréquence (kHz)	$\alpha = 0.2$	$\alpha = 0.4$	$\alpha = 0.6$
40	Bon à faible courant	Très bon vers $I_1 \approx 1.5$ A	Le meilleur globalement
60	Bon à $I_1 < 2$ A	Équilibré, stable	Meilleur cas global
100	Faible à fort courant	Moyen	Moins efficace que à 60 kHz

Les résultats montrent un rendement globalement élevé , compris entre 92 % et 97,75 % , avec les meilleures performances obtenues à 40 kHz et 60 kHz . Une légère baisse est observée à 100 kHz, due aux pertes de commutation. Le rendement reste stable quelle que soit la valeur de α , mais diminue légèrement lorsque la charge augmente (résistance plus faible) , en raison de l'élévation du courant et des pertes associées . Donc le convertisseur

boost présente un très bon comportement, particulièrement efficace à fréquence moyenne

$f = 60 \text{ kHz}$ offre le meilleur rendement global, particulièrement stable sur toute la plage de courant d'entrée.

La fréquence de 60 kHz , est idéale car elle offre un équilibre entre la réduction de la taille des composants, un bon rendement et de faibles pertes de commutation, ce qui améliore la performance globale et la dynamique du système.

4.6 Analyse expérimentale complète du Boost

4.6.1 Analyse des résultats de sortie du convertisseur Boost à 60 kHz

Dans cette section , nous avons réalisé une série de mesures expérimentales pour analyser la qualité des signaux de sortie (tension et courant) du convertisseur Boost , à une fréquence fixe de 60 kHz et pour trois rapports cycliques différents ($\alpha = 0.2, 0.4, 0.6$) .

Les mesures ont été effectuées à l'aide d'appareils analogiques (voltmètre et ampèremètre) capables d'afficher à la fois les valeurs moyennes et efficaces (RMS) des grandeurs électriques.

La tension d'entrée est restée fixe à 17 V , tandis que le courant d'entrée a été ajusté manuellement à l'aide d'un rhéostat placé sur la charge , ce qui a permis de faire varier la puissance consommée et d'analyser le comportement du circuit dans différentes conditions de charge .

TABLEAU 4.5 – Mesures expérimentales pour différentes valeurs de α

α	I_{moy} (A)	I_{RMS} (A)	V_{moy} (V)	V_{RMS} (V)	FF
0.2	0.5	0.5	21	21	1
	1.0	1.0	21	21	1
	1.5	1.5	20	20	1
	2.0	2.0	20	20	1
	2.8	2.8	19	19	1
0.4	0.5	0.5	26	26	1
	1.0	1.0	26	26	1
	1.5	1.5	26	26	1
	2.0	2.0	25.5	25.5	1
	2.8	2.8	25	25	1
0.6	0.5	0.5	40	40	1
	1.0	1.0	40	40	1
	1.5	1.5	40	40	1
	2.0	2.0	39.5	39.5	1
	2.8	2.8	39.5	39.5	1

Les mesures expérimentales ont donné des résultats cohérents qui indiquent une bonne performance du convertisseur Boost .

Les valeurs efficaces et moyennes de la tension et du courant sont pratiquement égales , ce qui conduit à un facteur de forme $FF = 1$ dans tous les cas . Cela traduit une ondulation très faible , reflet d'un bon système de filtrage .

Cette qualité est principalement due à l'utilisation d'un condensateur de filtrage de $150 \mu\text{F}$, permettant une tension de sortie stable et peu perturbée.

À mesure que le rapport cyclique augmente, la tension de sortie passe d'environ 21 V ($\alpha = 0.2$) à environ 40 V ($\alpha = 0.6$), conformément aux principes théoriques du fonctionnement d'un convertisseur Boost.

Le courant de sortie augmente aussi logiquement avec le courant d'entrée, ajusté par le rhéostat, ce qui montre une bonne capacité de régulation.

La correspondance entre les valeurs RMS et moyennes peut être en partie attribuée à l'utilisation d'instruments analogiques, qui ne révèlent pas toujours les faibles ondulations, mais les données sont suffisantes pour conclure à un bon fonctionnement global du système.

4.6.2 Affichage des signaux de tension et de courant à la sortie avec l'oscilloscope

Cette expérience vise à étudier l'influence du rapport cyclique (α) sur les performances d'un convertisseur Boost synchrone, en faisant varier la charge via un rhéostat. Les mesures de courant d'entrée et de tension de sortie ont été effectuées à l'aide d'un oscilloscope.

Cas $\alpha = 0,2$

Pour un faible rapport cyclique ($\alpha = 0,2$), la tension de sortie reste stable avec un léger ondulant, signe d'une bonne de dimensionnement. Le courant d'entrée, faible, se manifeste par des impulsions correspondant à la commutation rapide du MOSFET.

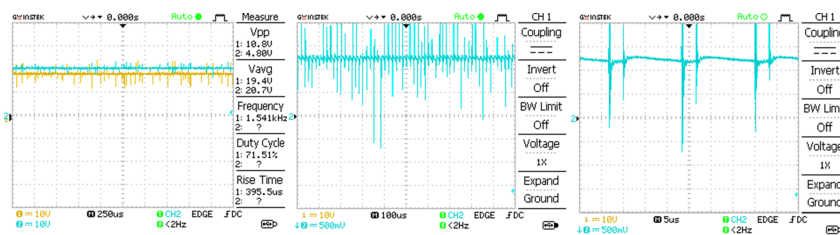


FIGURE 4.17 – Tension de sortie et courant d'entrée pour $\alpha = 0,2$

Cas $\alpha = 0,4$

Lorsque α augmente à 0,4, la tension de sortie s'élève notablement (26,64 V), accompagnée d'un courant d'entrée plus important (1,8 A) présentant une forme triangulaire. Cette évolution traduit une période de conduction plus longue, favorisant un stockage d'énergie accru dans l'inductance, mais générant un courant plus élevé.

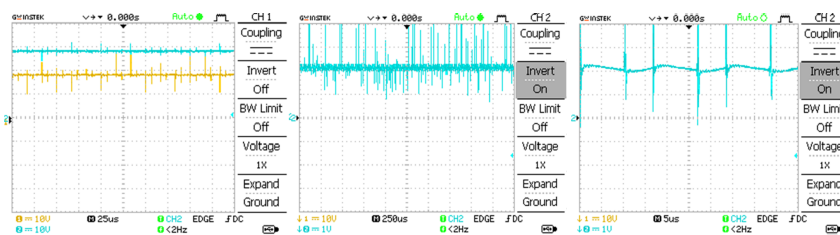


FIGURE 4.18 – Tension de sortie et courant d'entrée pour $\alpha = 0,4$

Cas $\alpha = 0,6$

À $\alpha = 0,6$, la tension atteint un niveau élevé (39,5 V), tandis que le courant d'entrée s'amplifie à 2,94 A avec des pics prononcés, conséquence directe de la longue durée de conduction du MOSFET. Cette situation illustre la capacité du convertisseur à stocker et transférer une grande quantité d'énergie, au prix d'une sollicitation accrue des composants.

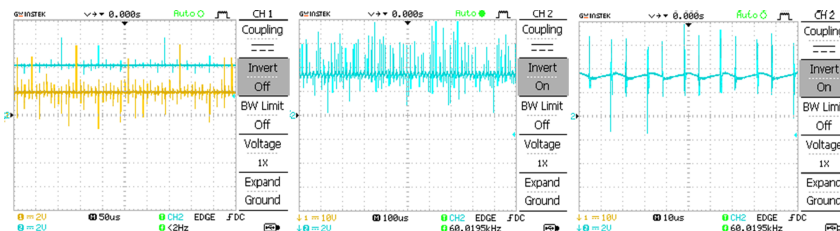


FIGURE 4.19 – Tension de sortie et courant d'entrée pour $\alpha = 0,6$

En résumé, l'augmentation du rapport cyclique améliore la tension de sortie mais accroît également le courant d'entrée, ce qui traduit une adaptation efficace du convertisseur aux variations de charge, tout en soulignant la nécessité d'une gestion thermique appropriée pour assurer la fiabilité du système.

4.7 Test du convertisseur Boost avec un panneau solaire en conditions réelles

Pour confirmer l'efficacité du Boost dans des conditions réelles, une expérience a été réalisée en le reliant directement à un panneau photovoltaïque soumis à une irradiation solaire. L'objectif était d'examiner la stabilité et l'efficacité du système électronique de puissance dans un contexte réel, notamment en présence de courants élevés.

- Irradiation solaire : 989 W/m²
- Température du panneau : 48 °C
- Température ambiante : 23 °C
- Tension de sortie du panneau : entre 14.9 V et 15.5 V
- Courant de sortie du panneau : stable entre 4.5 A et 4.6 A

Afin d'assurer une bonne compatibilité entre la sortie du panneau et l'entrée du convertisseur Boost, un condensateur de filtrage de 100 μ F a été ajouté à l'entrée. Ce composant a permis de stabiliser la tension d'entrée et de réduire les ondulations dues aux variations rapides de l'irradiation solaire, permettant ainsi au Boost de fonctionner de manière stable.

Paramètres de commande :

- Rapport cyclique (α) : 0,425, choisi pour obtenir une tension de sortie théorique de 26 V
- Fréquence de fonctionnement : 60 kHz
- Génération de PWM : carte de commande TI F28379D



FIGURE 4.20 – Vue globale de l'expérience Boost en environnement solaire réel

Le système a démontré une excellente efficacité dans des conditions réelles de fonctionnement . Le convertisseur Boost a fonctionné pendant plus d'une demi-heure en continu sous un courant d'entrée élevé de 4.6 A , sans aucun échauffement notable , ce qui atteste de la robustesse thermique et de la fiabilité des composants utilisés . La tension de sortie obtenue était de 25.6 V , très proche de la valeur visée de 26 V , avec un écart justifié par les légères variations de l'irradiation solaire et de la température ambiante . Les mesures ont montré un comportement stable du système , sans fluctuations importantes de tension ou de courant , ce qui confirme que l'ajout d'un condensateur d'entrée et l'ajustement précis de α ont permis une bonne adaptation au générateur photovoltaïque et un transfert d'énergie efficace.

4.8 Conclusion

Ce chapitre retrace le passage de la simulation à la validation expérimentale d'un système photovoltaïque couplé à un convertisseur Boost synchrone . Après avoir extrait avec précision les caractéristiques du panneau PV , la cohérence entre simulation et expérimentation a été vérifiée . La conception du convertisseur , incluant une étude rigoureuse des pertes et le rendement du convertisseur Boost , ainsi qu'une analyse thermique , a abouti à un système stable et fiable.

Une étude approfondie du rendement a permis d'identifier une fréquence de commutation optimale , confirmant ainsi les performances dynamiques du convertisseur .

Les essais expérimentaux ont également consisté à tester le Boost raccordé au panneau solaire réel , en ajustant manuellement le rapport cyclique (α) optimal selon les conditions climatiques (irradiance et température) . Cette démarche a validé la capacité du système à atteindre le point de puissance maximale (MPP) dans des conditions réelles. En conclusion, le système proposé est techniquement viable et énergétiquement efficace, ouvrant la voie à des développements futurs pour l'intégration de stratégies de commande .

Conclusion générale

Au terme de ce travail , nous avons abordé de manière progressive et intégrée les différentes étapes de la conception , de la simulation et de la validation d'un système photovoltaïque autonome basé sur un convertisseur Boost synchrone et des algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT).

tout d'abord , une base théorique solide a été établie à travers l'étude des principes fondamentaux de l'énergie solaire, des cellules photovoltaïques , ainsi que des facteurs influençant leur rendement . Cette analyse a permis de mieux comprendre le comportement des générateurs solaires dans des conditions réelles, tout en mettant en évidence l'importance de l'optimisation énergétique pour une meilleure efficacité.

Ensuite, l'aspect matériel a été exploré à travers l'étude de la carte de développement LAUNCHXL-F28379D, qui a fourni les outils nécessaires à la mise en œuvre des modules de conversion analogique-numérique (ADC) pour l'acquisition des données en temps réel , ainsi que des modules PWM pour le contrôle précis du convertisseur Boost. Sa compatibilité avec l'environnement MATLAB/Simulink a permis une transition fluide entre la simulation numérique et l'implémentation pratique.

Du point de vue numérique , la modélisation complète du système dans l'environnement Simulink a permis d'évaluer et de comparer l'efficacité des algorithmes MPPT (P&O et INC) . Les résultats ont montré que chaque méthode présente des avantages selon la nature des variations climatiques , avec une supériorité de l'algorithme INC en termes de stabilité et de précision dans les situations dynamiques.

Enfin, les essais expérimentaux ont confirmé la validité des résultats théoriques, à travers la conception d'un convertisseur Boost synchrone performant , accompagné d'une analyse des pertes et du rendement thermique. Le système a été testé dans des conditions réelles d'irradiance et de température, ce qui a démontré la fiabilité et l'efficacité globale du système proposé , notamment grâce à l'exploitation optimale des fonctionnalités de la carte de commande.

En conclusion, ce travail met en lumière l'importance d'une approche complète combinant étude théorique, modélisation numérique et validation expérimentale dans le développement de systèmes photovoltaïques performants. Les résultats obtenus ouvrent des perspectives prometteuses pour l'amélioration future de ces systèmes, notamment à travers l'intégration de stratégies de commande intelligentes ou adaptatives, capables de s'ajuster aux variations environnementales et d'optimiser davantage le rendement énergétique.

Bibliographie

- [1] Cours d'électronique de puissance : Conversion continu-alternative. Technical report, Université Joseph Fourier, 2012.
- [2] H. Abbes, H. Abid, K. Loukil, A. Toumi, and M. Abid. Etude comparative de cinq algorithmes de commande mppt pour un système photovoltaïque. *International Journal of Control, Energy and Electrical Engineering*, 2013. Conference Internationale des Energies Renouvelables (CIER'13), Sousse, Tunisie, ISSN 2356-5608.
- [3] Hajar Ahessab, Ahmed Gaga, and Benachir EL Hadadi. Revolutionizing photovoltaic power : An enhanced grey wolf optimizer for ultra-efficient mppt under partial shading conditions. *Scientific African*, 2025.
- [4] C. Alonso. Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie. Technical report, Université Paul Sabatier Toulouse III, Decembre 2003. Mémoire en vue de l'obtention de l'habilitation à diriger les recherches.
- [5] Avago Technologies. HCPL-J312 – 2.5 A IGBT Gate Drive Optocoupler, 2008. Data sheet.
- [6] B. Azoui. *Modelisation and experimentation of low power system aimed to electrification of mountainous and isolation region*. PhD thesis, Université de Batna, 1990.
- [7] S. Belakehal. *Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Énergies Renouvelables*. PhD thesis, Université de Constantine, 10/06 2010.
- [8] Vincent Benamara. Étude et simulation d'un panneau solaire raccordé au réseau avec périphérique de stockage. Technical report, Montréal, Septembre 2012.
- [9] Wafa Bensaci. Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande mppt. Technical report, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012. Mémoire de master.
- [10] Blues. Understanding sensor interfaces – uart, i2c, spi and can, September 2024.
- [11] MEM Brahim. Situation des énergies renouvelables en algérie. In *Conférence sur la maîtrise de l'énergie et de l'environnement dans un contexte d'économie de marché*, Alger, Algérie, 2001. Hôtel Sheraton.
- [12] F. Bouchtouche Cherfa. Etude et réalisation d'une centrale photovoltaïque connectée au réseau de distribution électrique bt. Technical report, Ecole Nationale Polytechnique Elharach, 2004. Mémoire de magister.
- [13] Ali Chermitti, Omar Boukli-Hacene, and Samir Mouhadjer. Design of a library of components for autonomous photovoltaic system under matlab/simulink. *International Journal of Computer Applications*, 53(14), Septembre 2012. ISSN 0975-8887.
- [14] M. Dahbi. *Etude et optimisation d'une installation Hybride PV-Eolienne*. PhD thesis, Université de Bechar, 2007.
- [15] Huang Bin Deaportee. *Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour application pile à combustible*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, Département de Génie électrique, Mai 2009.

- [16] Younes Dris, Virgil Dumbrava, Mohamed Choukri Benhabib, and Sidi Mohammed Meliani. Super twisting control for a photovoltaic grid-connected system with filtering function. In *2020 55th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pages 1–6. IEEE, 2020.
- [17] Abdelmoumen Ghilani, Amel Terki, Zakaria Alili, Ahmed Marouane Ghodbane, and Oussama Belaroussi. Experimental validation of pso and gwo-based mppt for a single-stage three-phase grid-connected pv system under partial shading. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, (5), 2024.
- [18] Texas Instruments. *LAUNCHXL-F28379D Overview User’s Guide*. Texas Instruments. Document No. SPRUI73A.
- [19] Texas Instruments. *LAUNCHXL-F28379D Overview User’s Guide*. Texas Instruments, March 2019. Document No. SPRUI77C.
- [20] Texas Instruments. *TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers Technical Reference Manual*. Texas Instruments, May 2020. Document No. SPRUHM8G.
- [21] F. Kininger. *Photovoltaic systems technology*, 2003. Universität Kassel, Kassel, Germany.
- [22] Antonio Luque and Steven Hegedus. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [23] Albert Paul Malvino. *Principe d’électronique, cours et exercices corrigés*. Dunod, Paris, 6 edition, 2002.
- [24] Ministère de l’Énergie et des Mines. *Guide des Énergies renouvelables*, 2007.
- [25] H. J. Möller. *Semiconductors for Solar Cells*. Artech House, Norwood, MA, 1993.
- [26] M. Moulay-Amar and M. Loghouini. Etude et réalisation d’un système de poursuite de point de puissance maximale à base de microcontrôleur destiné à une installation photovoltaïque. Technical report, Université de Ouargla, 2005. Mémoire d’ingénieur.
- [27] R.P. Mukund. *Wind and Solar Power Systems*. PhD thesis, Université Merchant Marine, 1999.
- [28] NXP Semiconductors. PSMN012-80PS – N-channel 80 V 11 m Ω standard level MOSFET, 2009. Data sheet, Rev. 02 — 25 June 2009.
- [29] Boukli Hacène Omar. Conception et réalisation d’un générateur photovoltaïque muni d’un convertisseur mppt pour une meilleure gestion Énergétique, 2011.
- [30] S. Petibon. *Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l’énergie pour les applications photovoltaïques*. PhD thesis, Université de Toulouse, France, Janvier 2009.
- [31] H. S. Rauschenbach. *Solar Cell Array Design Handbook*. Van Nostrand Reinhold, New York, 1980.
- [32] A. Rufer and P. Barrade. Cours d’électronique, de puissance conversion dc/dc. École Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [33] A. S. Sedra and K. C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, London, U.K., 6 edition, 2006.
- [34] Sonelgaz. Site officiel de sonelgaz, 2024. Consulté le 15 Mars 2025.
- [35] Moshuur Rahman Sourov, Ummee Tania Ahmed, and Mirza Golam Rabbani. A high performance maximum power point tracker for photovoltaic power system using dc-dc boost converter. *IOSR Journal of Engineering*, 2(12) :12–20, 2012.

- [36] Symmetry Electronics. Symmetry Product Specifications : 80 Watts, SY-M80W/LH4. <https://www.symmetryelectronics.com/> (site de l'entreprise, lien générique), 2024. Fiche technique du produit SY-M80W/LH4.
- [37] Lionel Vechiu. Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome. Technical report, 2005.
- [38] M.G. Villalva, J.R. Gazoli, and E.R. Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(11) :1198–1208, 2009.
- [39] D. R. I. S. Younes, Sidi Mohammed Meliani, and Mohamed Choukri Benhabib. Study and simulation of a photovoltaic system connected to the three-phase electricity network. In *2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, pages 1–5. IEEE, 2018.

Annexe A

Mesures de rendement du Boost

Tableau pour $\alpha = 0.2$, $f = 40$ kHz

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,38	0,82	1,2	1,62	2,24
V_1 (V)	17	17,1	16,8	16,5	16,3
V_2 (V)	21	20,8	20,2	19,8	19,3
P_1 (W)	8,3	17,7	25,2	33,3	46
P_2 (W)	8	17,2	24,4	32,1	43,1
η (%)	96,39	97,18	96,83	96,40	93,70
R (Ω)	56	26,2	17,4	12,22	9,3

Mesures pour $\alpha = 0.2$ et $f = 40$ kHz

Tableau pour $\alpha = 0.4$, $f = 40$ kHz

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,28	0,61	0,91	1,21	1,72
V_1 (V)	16,8	16,7	16,3	16,6	16,3
V_2 (V)	27,7	27,1	26,5	26,5	25,9
P_1 (W)	8,1	16,9	24,7	32,9	46
P_2 (W)	7,8	16,4	24,1	32	44,5
η (%)	96,30	97,04	97,57	97,26	96,74
R (Ω)	100,1	46,4	30,5	23,4	16,1

Mesures pour $\alpha = 0.4$ et $f = 40$ kHz

Tableau pour $\alpha = 0.6, f = 40 \text{ kHz}$

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,175	0,42	0,58	0,8	1,177
V_1 (V)	17	16,8	16,7	16,2	16,1
V_2 (V)	41,9	41,2	40,6	39,1	38,5
P_1 (W)	7,5	17,7	24,4	32,3	47,1
P_2 (W)	7,3	17,2	23,6	31,5	45,1
η (%)	97,33	97,18	96,72	97,52	95,75
R (Ω)	239	97	70,7	50,2	33,7

Mesures pour $\alpha = 0.6$ et $f = 40 \text{ kHz}$

Tableau pour $\alpha = 0.2, f = 60 \text{ kHz}$

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,4	0,78	1,2	1,63	2,23
V_1 (V)	16,7	16,7	16,6	16,5	15
V_2 (V)	20,4	20,4	19,8	19,7	17,5
P_1 (W)	8,6	16,6	25	33,2	42,1
P_2 (W)	8,3	16	24	32,1	38,9
η (%)	96,51	96,39	96	96,69	92,40
R (Ω)	52	27	18	14	–

Mesures pour $\alpha = 0.2$ et $f = 60 \text{ kHz}$

Tableau pour $\alpha = 0.4, f = 60 \text{ kHz}$

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,28	0,6	0,91	1,2	1,71
V_1 (V)	16,9	16,8	16,7	16,8	14,5
V_2 (V)	27,6	27,2	26,8	26,9	22,6
P_1 (W)	8	16,9	25,3	33,5	40,6
P_2 (W)	7,8	16,5	24,5	32,7	38,8
η (%)	97,5	97,63	96,84	97,61	95,57
R (Ω)	101	47,3	31,4	25,6	17,3

Mesures pour $\alpha = 0.4$ et $f = 60 \text{ kHz}$

Tableau pour $\alpha = 0.6, f = 60 \text{ kHz}$

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,17	0,41	0,57	0,81	1,11
V_1 (V)	16,9	16,8	16,8	16,7	16,6
V_2 (V)	41,4	40,8	40,5	40,1	39,4
P_1 (W)	7,3	17,6	24	33,6	45,6
P_2 (W)	7,1	17	23,3	32,6	43,9
η (%)	97,26	96,59	97,08	97,02	96,27
R (Ω)	240,5	101	72,2	52	70

Mesures pour $\alpha = 0.6$ et $f = 60 \text{ kHz}$

Tableau pour $\alpha = 0.2, f = 100 \text{ kHz}$

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,42	0,82	1,21	1,63	2,26
V_1 (V)	17	16,8	16,6	16,4	16,1
V_2 (V)	20,6	20,2	19,8	19,4	18,7
P_1 (W)	8,9	17,2	25	33	45,7
P_2 (W)	8,6	16,7	24	31,7	42,2
η (%)	96,63	97,09	96	96,06	92,34
R (Ω)	50,2	25,7	17,2	12,8	9,5

Mesures pour $\alpha = 0.2$ et $f = 100 \text{ kHz}$

Tableau pour $\alpha = 0.4, f = 100 \text{ kHz}$

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,2	0,6	0,92	1,21	1,725
V_1 (V)	17,1	17	16,9	16,8	14,7
V_2 (V)	27,8	27,4	27	26,7	22,9
P_1 (W)	8,2	17,2	25,6	33,7	41,4
P_2 (W)	7,9	16,6	24,9	32,8	39,5
η (%)	96,34	96,51	97,27	97,33	95,41
R (Ω)	101	47	31	23,8	15,5

Mesures pour $\alpha = 0.4$ et $f = 100 \text{ kHz}$

Tableau pour $\alpha = 0.6$, $f = 100$ kHz

I_1 (A)	0,5	1	1,5	2	2,8
I_2 (A)	0,173	0,42	0,57	0,8	1,16
V_1 (V)	17,1	17	16,8	16,8	16,3
V_2 (V)	41,4	40,6	40,2	39,7	38,2
P_1 (W)	7,4	17,6	23,9	32,7	46,1
P_2 (W)	7,1	16,9	23,1	31,6	44,4
η (%)	95,95	96,02	96,65	96,64	96,31
R (Ω)	239	97	70,7	50,2	33,7

Mesures pour $\alpha = 0.6$ et $f = 100$ kHz

Annexe B

Algorithme INC

L'algorithme INC est encapsulé dans un bloc MATLAB Function (nommé INC) avec la fonction suivante :

Listing B.1 – Fonction MATLAB de l'algorithme INC

```
1      function y = INC(u,i,uo,io,alpha_m)
2      alpha = 0.2;
3      du = u - uo;
4      di = i - io;
5      le_pas = 0.001;
6
7      if du == 0
8      if di == 0
9      alpha = alpha_m;
10     else
11     if di > 0
12     alpha = alpha_m - le_pas;
13     else
14     alpha = alpha_m + le_pas;
15     end
16     end
17     else
18     if di/du == -(i/u)
19     alpha = alpha_m;
20     else
21     if di/du > -(i/u)
22     alpha = alpha_m - le_pas;
23     else
24     alpha = alpha_m + le_pas;
25     end
26     end
27     end
28
29     y = alpha;
30     end
```

Résumé

Cette mémoire vise à étudier et concevoir un convertisseur continu-continu élévateur synchrone destiné aux applications des systèmes photovoltaïques. Le travail comprend une étude théorique des composants du système solaire, en mettant l'accent sur le panneau photovoltaïque et le convertisseur, ainsi qu'un aperçu des algorithmes de suivi du point de puissance maximale. Un environnement logiciel avancé a été utilisé pour simuler la performance du système sous différentes conditions climatiques. Sur le plan pratique, le convertisseur élévateur synchrone a été conçu et réalisé, avec un contrôle assuré par une unité de commande numérique basée sur des signaux de modulation de largeur d'impulsion. Les résultats montrent que le convertisseur bénéficie d'une haute efficacité de fonctionnement et d'un bon rendement, avec une stabilité thermique notable, confirmant ainsi son adaptation aux applications solaires autonomes.

Mots-clés : Énergie photovoltaïque, convertisseur continu-continu, élévateur synchrone, modulation de largeur d'impulsion, simulation, commande numérique.

Abstract

This thesis aims to study and design a synchronous boost DC/DC converter intended for photovoltaic system applications. The work includes a theoretical study of the solar system components, focusing on the photovoltaic panel and the converter, along with an overview of maximum power point tracking algorithms. An advanced software environment was used to simulate the system performance under various climatic conditions. Practically, the synchronous boost converter was designed and implemented, controlled by a digital control unit based on pulse width modulation signals. The results indicate that the converter achieves high operational efficiency and good performance, with noticeable thermal stability, confirming its suitability for standalone solar applications.

Keywords: Photovoltaic energy, DC/DC converter, synchronous boost, pulse width modulation, simulation, digital control.

ملخص

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة وتصميم محول تيار مستمر رافع تزامني موجه لتطبيقات الطاقة الشمسية. يتضمن العمل دراسة نظرية حول مكونات النظام الشمسي، مع التركيز على اللوح الشمسي والمحول، وتقديم لمحة عن خوارزميات تتبع نقطة الاستطاعة القصوى. تم استخدام بيئة برمجية متقدمة لمحاكاة أداء النظام تحت تأثير تغيرات مناخية مختلفة. على الصعيد العملي، تم تصميم وإنجاز المحول الرافع التزامني، والتحكم فيه باستخدام وحدة تحكم رقمية تعتمد على إشارات تعديل عرض النبضة. أظهرت النتائج أن المحول يتمتع بكفاءة تشغيل عالية ومردود جيد، مع استقرار حراري ملحوظ، مما يؤكد ملاءمته لتطبيقات الطاقة الشمسية المستقلة.

الكلمات المفتاحية: الطاقة الشمسية، محول تيار مستمر رافع تزامني، تعديل عرض النبضة، المحاكاة، التحكم الرقمي.