



N° d'ordre : 35/2017

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mr : Ahmed GAGA

Spécialité : *Génie Electrique*

Sujet de la thèse :

« Gestion et Optimisation des Flux Energétiques dans un Micro Réseau DC Isolé »

Thèse présentée et soutenue le 27/10/2017 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Pr. AHAITOUF Ali	PES	FST Fès	Président
Pr. CHERKAOUI Mohamed	PES	EMI Rabat	Rapporteur
Pr. ELMARKHI Hassan	PES	FST Fès	Rapporteur
Pr. BROURI Adil	PH	ENSAM Meknès	Rapporteur
Pr. MECHAQRANE Abdellah	PES	FST Fès	Examineur
Pr. OUZZANI JAMIL Mohamed	PES	UPF Fès	Invité
Pr. ERRAHIMI Fatima	PES	FST Fès	Directeurs de thèse
Pr. ES-SBAI Najia	PES	FST Fès	

Laboratoire d'accueil : **Energies renouvelables et Systèmes Intelligents**

Etablissement : *Faculté des Sciences et Techniques, Fès*



Remerciements

Cette thèse a été effectuée à l'Université Sidi Mohamed ben Abdellah, Faculté des Sciences et Techniques de Fès, au sein du laboratoire LERSI « Energies Renouvelables et Systèmes Intelligents ».

*Je tiens à remercier M. **Ali Ahaitouf**, Directeur du laboratoire LERSI pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et d'avoir accepté de présider ce jury de thèse.*

*Je remercie infiniment mes deux directrices de thèse, Mme. **Fatima Errahimi** et Mme **Najia ES-Sbai**, professeurs à la FST de Fès pour m'avoir donné la possibilité de travailler durant ces quatre années de thèse sur ce sujet passionnant. Merci pour les fructueux échanges scientifiques que nous avons eu et pour les conseils précieux dont elles m'ont fait profiter. Je les remercie également pour leur soutien inconditionnel, leur disponibilité et leurs qualités humaines.*

*Je remercie également Monsieur **Charkaoui Mohamed**, professeur à L'EMI de Rabat, Monsieur **Brouri Adil**, professeur à l'ENSAM de Meknès et Monsieur **El Markhi Hassan**, professeur à la FST de Fès, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en participant à mon jury de thèse en qualité de rapporteur de mon travail. Je les remercie infiniment pour les suggestions et les remarques judicieuses qu'ils m'ont faites pour améliorer ce travail.*

*Mes vifs remerciements vont à Monsieur **Mechaqrane Abdellah**, professeur à la FST de Fès pour avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Je remercie infiniment, Monsieur **OUAZZANI Jamil Mohamed**, Doyen de la faculté des sciences de l'ingénieur à l'Université Privée de Fès, de m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury de thèse en tant qu'invité. Je le remercie également pour son soutien et ses encouragements.*

Je remercie tout aussi chaleureusement tous les professeurs du département Génie Electrique qui m'ont encadrés pendant les trois années de la filière ingénieure SET et qui ont partagé avec moi leur savoir faire.

J'exprime mes sincères remerciements à mes amis du laboratoire LERSI et LSSC, Mr. Omar DIOURI, Mr. Youssef CHEDDADI et Mlle. Kaoutar ALLABOUCH pour leur aide et leur bonne humeur. Je remercie aussi toutes les personnes de ces deux laboratoires, qui m'ont aidé et soutenus le long de ces années de thèse.

Un grand merci à mes collègues de travail au sein de l'Université Privé de Fès (UPF), à toute l'équipe de travail de l'UPF qui m'a facilité la tâche et m'a soutenu: Mme ALAMI Aicha et Mr BOUSSETA pour m'avoir aidé à bien intégrer la vie professionnelle.

Enfin et pas de moindres, je remercie mes parents pour leur soutien, leur confiance et le fait de m'avoir supporté pendant toutes ces années d'études. J'exprime du fond du cœur mon amour et ma reconnaissance envers ma mère EZZAOUI Amina et mon père Mohammed GAGA d'avoir cru en moi, de m'avoir encouragé, et d'avoir partagé avec moi tant de choses tout au long de ma vie, et je n'oublierai pas mes frères et sœurs qui m'ont poussés à continuer dans ce chemin et à atteindre mes objectifs et à réaliser mes rêves : Merci mes frères et sœurs Younes, Nora, Tarik et Ikram.

Résumé

La production intermittente et aléatoire des sources d'énergies renouvelables, photovoltaïques et éoliennes, présente toujours un problème pour leur intégration massive dans le réseau électrique. L'une des solutions est de grouper des sources d'origine renouvelables, des sources traditionnelles, des dispositifs de stockages et des charges locales, et les traiter comme un seul système qui peut être soit isolé soit connecté au réseau public. Il s'agit du concept "Micro-Réseau". L'utilisation de cette structure permet de minimiser immédiatement les pertes liées au transport et à la conversion multiple de l'énergie, de fournir une énergie de haute qualité, offre une fiabilité accrue et facilite la mise en œuvre de Smart Grid, qui est une nouvelle génération des réseaux électriques intelligents.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent ces travaux de thèse, qui présente une contribution à la gestion et l'optimisation des flux énergétiques dans un micro réseau électrique isolé, reposant sur l'utilisation d'une centrale photovoltaïque et d'une unité de stockage à base de batteries. Ces sources sont couplées au micro réseau par des convertisseurs électroniques de puissance et sont interconnectées au gestionnaire central du micro-réseau. L'objectif est l'élaboration de nouveaux outils destinés à l'amélioration des performances et de l'efficacité des différents composants d'un micro réseau autonome.

Ainsi, afin d'extraire la puissance maximale de la source photovoltaïque, un algorithme classique est modifié pour améliorer l'efficacité et la stabilité du module PV. La technique proposée est validée par simulation et expérimentalement. Concernant l'optimisation énergétique des interfaces de conversion pour un réseau autonome, une commande robuste basée sur le concept de mode glissant a été développée et appliquée à un convertisseur DC/DC abaisseur. Les résultats de simulation obtenus et une comparaison avec une commande classique montrent les performances et l'efficacité de notre stratégie en termes de précision, stabilité et dynamique de réponse.

Relativement à la gestion de l'unité de stockage (*Batterie*), Des variantes de filtre de Kalman plus adaptés pour les systèmes non linéaires, sont désignées pour estimer l'état de charge de la batterie (*SOC*). Afin de valider expérimentalement le filtre de Kalman conçu, une implémentation a été introduite en utilisant la technique (*PIL*) de Co-simulation hardware/software.

Ces travaux se concluent par la conception et la réalisation d'un système intelligent et complètement embarqué, doté d'une forte puissance calculatoire et qui assure une connectivité intelligente entre les différents modules d'un micro réseau. Ce système est capable d'implémenter tous les algorithmes et lois de commandes ainsi que les estimateurs développés dans ce rapport.

Mots clés:

Micro réseau, gestion d'énergie, optimisation, générateur photovoltaïque, MPPT, convertisseur DC/DC, commande par mode glissants, état de charge d'une batterie, filtre de Kalman, système embarqué.

Abstract

The intermittent and random production of renewable sources is always a problem for their large-scale integration in the utility grid. One of the solutions is to group renewable sources, traditional sources, storage and local consumption and treat them as a single unit in the utility grid. This is the concept of Micro Grid. Using this structure allows an immediate minimization of the losses by the energy transport, an ability to provide high power quality energy, a greater reliability of power delivery, and it facilitates the implementation of future smart grid.

This thesis is a contribution to the management and optimization of energy flows in an isolated micro-grid, based on the use of a photovoltaic array and a battery-based storage unit. These sources are coupled to the Micro Grid by power electronic converters and are interconnected to a Micro Grid central controller.

The main objective of this work concerns the development of new tools to improve the performance and efficiency of autonomous micro-grid systems. In this aim, in order to extract the maximum power of the photovoltaic source, a classical algorithm is improved to monitor sudden changes in irradiation. The proposed technique is validated experimentally.

Concerning the energy optimization of the conversion interfaces for a Micro Grid, a robust control based on the sliding mode concept has been developed and applied to a DC / DC converter. The results of the simulation obtained and a comparison with a conventional control show the performance and effectiveness of our strategy.

Regarding management of the storage unit, Kalman filter variants more suitable for non-linear systems, are designated to estimate the state of charge of the battery. An implementation is carried out using the co-simulation hardware / software technique to validate the elaborate technique.

This work concludes with the design and realization of an intelligent and embedded system that ensures intelligent connectivity between the various modules of a Micro Grid and allows the implementation of all the algorithms and controls as well as the estimators developed in this report.

Keywords

Micro Grid, Energy management, optimization, photovoltaic array, MPPT, DC/DC converter, sliding mode control, battery state of charge, Kalman filter, embedded system.

Table des Matières

Remerciements	i
Résumé	ii
Abstract	iii
Table des Matières	iv
Liste des Figures	vii
Liste des Tableaux	xi
Liste des Abréviations	xii
Introduction Générale	13
Chapitre I : Micro Réseau Electrique et ses Composants	17
I.1 Introduction.....	18
I.2 Le concept de micro réseau.....	18
I.3 La classification des projets MGs	20
I.4 Les avantages du déploiement des MGs	20
I.5 Les défis technico-économiques des MGs.....	21
I.6 Structure d'un micro réseau électrique « MG ».....	22
I.6.1 Les micros réseaux DC	23
I.6.2 Les micros réseaux AC	24
I.6.3 Les micros réseaux hybrides	25
I.7 Sources d'énergies distribuées « DER »	25
I.7.1 Systèmes de chaleur et d'électricité combinés	26
I.7.2 Système d'énergie éolienne	27
I.7.3 Générateur photovoltaïque.....	28
I.7.3.1 Configurations du système photovoltaïque.....	28
I.7.3.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque.....	29
I.7.3.3 Caractéristiques électriques d'un PV	30
I.7.3.4 La commande MPPT	31
I.7.3.5 L'algorithme P&O.....	31
I.7.3.6 Algorithme de la conductivité incrémentale (INC Cond).....	32
I.7.3.7 Algorithme P&O amélioré.....	34
I.7.3.8 Simulation et Validation expérimentale.....	35
I.7.4 Systèmes de stockage d'énergie	40
I.7.4.1 Configuration du système de stockage	41
I.7.4.2 Système de gestion de la batterie « BMS ».....	41
I.8 Les charges dans un micro réseau.....	42
I.9 Couche de contrôle d'un micro réseau.....	42
I.10 Conclusion	44

Chapitre II : Convertisseurs DC/DC non isolés.....	45
II.1 Introduction.....	46
II.2 Régulateurs de tension linéaires.....	46
II.3 Régulateurs de tension en commutation	47
II.4 Le convertisseur DC-DC abaisseur « <i>Buck Converter</i> »	48
II.4.1 Analyse pour un commutateur fermé :.....	50
II.4.2 Analyse pour un commutateur ouvert.....	50
II.4.3 Ondulation de la tension de sortie :.....	53
II.5 Le convertisseur DC-DC élévateur « <i>Boost Converter</i> »:	55
II.5.1 Analyse pour un commutateur fermé.....	56
II.5.2 Analyse pour un commutateur ouvert.....	57
II.5.3 Ondulation de la tension de sortie.....	59
II.5.4 Effet de la résistance d'inductance	59
II.6 Le convertisseur DC-DC « <i>Buck-Boost Converter</i> »	61
II.6.1 Analyse pour un commutateur fermé.....	62
II.6.2 Analyse pour un commutateur ouvert.....	62
II.6.3 Ondulation de la tension de sortie.....	65
II.7 Exemples d'application (<i>Dimensionnement du convertisseur « Buck »</i>).....	66
II.7.1 Problématique	66
II.7.2 Solution proposée.....	67
II.7.3 Résultats de simulation	68
II.8 Conclusion	70
Chapitre III : Commande Robuste par Mode Glissant des Convertisseurs DC/DC	71
III.1 Introduction.....	72
III.2 Commande par mode glissant via une modulation d'hystérésis « <i>Application sur le convertisseur Buck</i> »	73
III.2.1 Modèle mathématique du convertisseur « <i>Buck Converter</i> »	73
III.2.2 Conception d'un contrôleur par mode glissant idéal	75
III.2.3 Conception d'un contrôleur de tension par mode glissant « <i>SMVC</i> »	79
III.2.3.1 Redéfinition de la droite de glissement.....	79
III.2.3.2 Introduction de la bande d'hystérésis	80
III.2.3.3 Calcul de la fréquence de commutation.....	81
III.3 Résultats de simulations.....	84
III.3.1 Commande en boucle ouverte « <i>BO</i> »	85
III.3.2 Commande proportionnel intégral « <i>PI</i> ».....	86
III.3.3 Commande par mode glissant « <i>MG</i> »	87
III.3.4 Comparaison entre la commande PI et la commande par MG	88
III.4 Conclusion	90
Chapitre IV : Estimation de l'Etat de Charge de la Batterie	91
IV.1 Introduction.....	92
IV.2 Modélisation de la batterie.....	93
IV.2.1 Modèle électrique et équations d'état.....	93

IV.2.2	Identification des paramètres	94
IV.2.2.1	Identification de la fonction $OCV = f(SOC)$	94
IV.2.2.2	Identification des paramètres électriques	96
IV.3	Estimation du SOC par l'observateur de Kalman Etendu	99
IV.3.1	Principe du filtre de Kalman	99
IV.3.2	Estimation de SOC avec AEKF	102
IV.3.3	Résultats de simulation de l'algorithme de Kalman « AEKF »	107
IV.4	Estimation du SOC via l'observateur de Kalman AUKF	111
IV.4.1	La transformation unscented (UT)	111
IV.4.2	Mise en œuvre du filtre de Kalman « <i>Unscented</i> » UKF	113
IV.4.3	Le filtre de Kalman adaptatif « AUKF »	116
IV.4.4	Principe de l'AUKF	116
IV.4.5	Résultats de simulation	116
IV.5	Conclusion	119
Chapitre V : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la		
Commande d'un Micro Réseau DC		120
V.1	Introduction	121
V.2	Architecture du micro réseau « MG »	121
V.3	La couche d'information	122
V.3.1	Le protocole CAN	122
V.3.2	Le protocole WIFI	122
V.4	Conception du contrôleur embarqué	123
V.4.1	Le noyau PIC18F4550	123
V.4.2	Le contrôleur CAN MCP2515	125
V.4.2.1	Le Module CAN	126
V.4.2.2	La logique de contrôle	126
V.4.2.3	Le bloc du protocole SPI	127
V.4.3	L'interface CAN MCP2551	127
V.4.4	Le contrôleur WIFI ESP8266	128
V.4.5	Schéma électronique de la carte	130
V.4.6	Le circuit imprimé	131
V.4.7	Réalisation de la carte	132
V.5	Test et validation du contrôleur embarqué	134
V.5.1	Exemple d'application N°1 « <i>Génération d'un signal SPWM</i> »	135
V.5.2	Exemple d'Application N°2 « <i>Acquisition et communication distante via CAN</i> »	138
V.6	Conclusion	141
Conclusion Générale et Perspectives		142
ANNEXE A : Théorie de la commande par Mode Glissant		145
ANNEXE B : Le protocole CAN		152
ANNEXE C : Commande AT pour le module ESP8266		157
Liste des Travaux:		158
Références		160

Liste des Figures

Figure I-1: Architecture générale d'un micro réseau intelligent multi sources -----	19
Figure I-2: Schéma général d'un micro réseau -----	22
Figure I-3: Concept d'un MG DC avec des unités DG et types de charge mixtes-----	24
Figure I-4: Structure d'un MG AC avec des unités DG et types de charge mixtes-----	25
Figure I-5: Types et technologies des sources distribuées (DG)-----	26
Figure I-6: Principales composantes d'un système éolienne-----	27
Figure I-7: Modèle à double diodes d'une cellule solaire -----	29
Figure I-8: Caractéristiques électriques d'un PV -----	30
Figure I-9: Organigramme de l'algorithme MPPT P&O -----	32
Figure I-10: Principe des algorithmes MPPT (P&O et INC CON) -----	33
Figure I-11: Organigramme de l'algorithme MPPT (Incrémentale Conductance) -----	33
Figure I-12: Organigramme de l'algorithme P&O améliorée -----	34
Figure I-13: Système photovoltaïque sans MPPT -----	35
Figure I-14: Puissance de sortie d'un PV sans MPPT -----	35
Figure I-15: Modèle de simulation d'un convertisseur Boost -----	36
Figure I-16: Courant i_L , tensions d'entrée et de sortie du convertisseur Boost-----	36
Figure I-17: Model complet d'un système PV avec MPPT-----	37
Figure I-18: Simulation de la puissance de sortie du système PV avec MPPT -----	38
Figure I-19: Réponse en puissance de l'algorithme P&O classique -----	38
Figure I-20: Réponse en puissance de l'algorithme P&O amélioré -----	38
Figure I-21: Implémentation matériel du système MPPT-----	39
Figure I-22: Interface graphique de contrôle du système MPPT -----	40
Figure I-23: Couches de communication dans un micro réseau (<i>contrôleur local et centralisé</i>)	43
Figure II-1: Principe de fonctionnement d'un régulateur linéaire-----	47
Figure II-2: (a)(b) Convertisseur DC-DC de base; (c) Tension de sortie-----	47
Figure II-3: (a) Convertisseur DC/DC Buck, (b) Circuit équivalent interrupteur fermé, (c) Circuit équivalent interrupteur ouvert -----	49
Figure II-4: Forme d'onde de sortie du convertisseur Buck (courant de capacité de sortie) -----	53
Figure II-5: Forme d'onde de sortie du convertisseur Buck (Ondulation de tension de sortie)--	54
Figure II-6: Modèle du condensateur de sortie incluant la résistance série équivalente (ESR). 54	
Figure II-7:(a) Convertisseur Boost, (b) Circuit équivalent pour l'interrupteur fermé (c) Circuit équivalent pour l'interrupteur ouvert-----	56

Figure II-8:(a) Tension d'inductance (b) Courant d'inductance (c) Courant de Diode (d) Courant de capacité	56
Figure II-9: Convertisseur Boost avec inductance non idéale (a) Tension de sortie (b) Efficacité d'un convertisseur Boost	61
Figure II-10: Convertisseur Buck-boost (b) Circuit équivalent quand l'interrupteur est fermé (c) Circuit équivalent quand l'interrupteur est ouvert	62
Figure II-11: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (courant de l'inductance)	64
Figure II-12: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (tension de l'inductance)	64
Figure II-13: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (courant de Diode)	64
Figure II-14: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (courant de capacité)	64
Figure II-15: Schéma de simulation du convertisseur Buck	68
Figure II-16: Résultat de simulation du convertisseur Buck	69
Figure II-17: Courant de l'inductance	69
Figure III-1 : Structure de base d'une commande par SM d'un convertisseur type Buck (SMVC)	74
Figure III-2: Trajectoires de phase de la sous-structure correspondant avec $u = 1$ pour différentes positions de départ (x_1, x_2) .	74
Figure III-3: Trajectoires de phase de la sous-structure correspondant avec $u = 0$ pour différentes positions de départ (x_1, x_2) .	74
Figure III-4 : Trajectoires de phase combinée de la sous-structure correspondant à la fois à $u = 1$ et $u = 0$ pour différentes positions de départ (x_1, x_2) .	75
Figure III-5: Régions d'existence de la commande par SM dans le plan de phase ($\alpha > 1/rLC$)	77
Figure III-6: Régions d'existence de la commande par SM dans le plan de phase ($\alpha < 1/rLC$)	77
Figure III-7: Trajectoire de phase pour (a) opération SM idéale; (b) l'opération SM réelle avec le chattering	80
Figure III-8: Vue agrandie de la trajectoire de phase en opération SM	81
Figure III-9: Architecture électronique de contrôle SMC pour un convertisseur DC-DC de type Buck	84
Figure III-10: Schéma de regulation PI d'un convertisseur DC-DC de type Buck	85
Figure III-11: Réponse en BO d'un convertisseur Buck	86
Figure III-12: Convergence de l'erreur de la réponse en BO d'un convertisseur Buck	86

Figure III-13: Réponse d'une Commande PI d'un convertisseur Buck	87
Figure III-14: Réponse d'une commande par mode de glissement 'SMC' d'un convertisseur Buck (Poursuite de référence)	87
Figure III-15: Réponse d'une commande par mode de glissement 'SMC' d'un convertisseur Buck (changement de la charge)	88
Figure III-16: Comparaison entre la commande PI et la commande SMC	88
Figure III-17: Rejection de bruit de variation de charge (comparaison entre PI et SMC)	89
Figure III-18: Dynamique de la commande PI contre SMC	89
Figure III-19: Convergence de l'erreur d'une réponse PI contre SMC	90
Figure IV-1: Modèle de Thevenin équivalent du premier ordre d'une batterie	93
Figure IV-2: Modèle de Thevenin équivalent du second ordre d'une batterie	93
Figure IV-3 : Approximation de la courbe $OCV=f(SOC)$	95
Figure IV-4: Réponse de la batterie pour une décharge en tension de type HPPC	96
Figure IV-5: Processus d'identification des différents paramètres de la Batterie	97
Figure IV-6: Résistance interne $R_0=f(SOC)$	97
Figure IV-7: Identification de la capacité $C_{pa}=f(SOC)$	98
Figure IV-8: Identification de la résistance $R_{pa}=f(SOC)$	98
Figure IV-9: Identification de la capacité $C_{pc}=f(SOC)$	99
Figure IV-10: Identification de la capacité $R_{pc}=f(SOC)$	99
Figure IV-11: Algorithme du filtrage de KALMAN classique	101
Figure IV-12: Algorithme du filtrage de KALMAN étendu	102
Figure IV-13: Organigramme de l'algorithme de KALMAN adaptative (AEKF) proposé	104
Figure IV-14: Principe de la simulation PIL	107
Figure IV-15: Profile de Charge et de Décharge du Courant.	108
Figure IV-16: Résultats d'estimation du SOC pour différents scenario de charge et de décharge	109
Figure IV-17: Précision de l'estimation de l'SOC (Figure IV-16 zone A)	109
Figure IV-18: Précision de l'estimation du SOC (Figure IV-16 zone B)	110
Figure IV-19: Précision de l'estimation du SOC (Figure IV-16 zone C)	110
Figure IV-20: Erreurs d'estimation des états internes et de la tension de sortie de la batterie	110
Figure IV-21: Evolution de l'erreur d'estimation du SOC (< 1%)	111
Figure IV-22: Principe d'une transformation non linéaire	112
Figure IV-23: Principe de L'algorithme de Kalman UKF	114
Figure IV-24: Résultat d'estimation du SOC par AUKF ($SOC(0)=90\%$)	117

Figure IV-25: Résultat d'estimation du SOC par AUKF (SOC(0)=20%) -----	117
Figure IV-26: Erreur d'estimation de l'SOC par l'AUKF -----	118
Figure V-1: Architecture proposée du micro réseau DC intelligent -----	122
Figure V-2: Diagramme des entrées/sorties du uC PIC18F4550 -----	124
Figure V-3: Diagramme des entrées/sorties du Contrôleur CAN MCP2515 -----	125
Figure V-4: Schéma bloc du contrôleur CAN MCP2515 -----	126
Figure V-5: Schéma bloqué de l'interface MCP2551 -----	128
Figure V-6: Exemple d'implémentation d'un système CAN -----	128
Figure V-7: Schéma bloc de la puce ESP8266 -----	130
Figure V-8: Schéma bloc de la carte embarquée -----	131
Figure V-9: Circuit électronique du contrôleur embarqué -----	131
Figure V-10: Circuit imprimé double face de la carte électronique (PCB) -----	132
Figure V-11: Face avant de la carte réalisée -----	132
Figure V-12: Face arrière de la carte réalisée -----	134
Figure V-13: Banc de test de l'exemple d'application N°1 -----	137
Figure V-14: Signal SPWM généré par la carte -----	137
Figure V-15: Schéma synoptique du scénario de test N 2 -----	138
Figure V-16: Banc de test de l'exemple d'application N2 -----	139
Figure V-17: Trame CAN mesurée -----	140
Figure V-18: Niveaux électriques de la trame CAN mesurée -----	140
Figure V-19: Affichage des informations transférées par le protocole CAN -----	141

Liste des Tableaux

Tableau 1 : Paramètres du convertisseur abaisseur simulé.....	69
Tableau 2: Résultats d'identification des paramètres de la fonction $OCV=f(SOC)$	95
Tableau 3: Paramètres de l'algorithme UKF pour l'estimation de l'SOC	116
Tableau 4: Couches du Protocol WIFI.....	123
Tableau 5: Comparaison de la performance pour diverses opérations de multiplication	124
Tableau 6: Les trois éléments d'un nœud CAN	128
Tableau 7: Connectivités de la carte développée	133
Tableau 8: Les circuits intégrés de la carte	133
Tableau 9: Les ports d'entrées/sorties de la carte	133
Tableau 10: Indicateurs et ports additionnels de la carte	134

Liste des Abréviations

AEKF. : *Adaptif Extended Kalman Filter*
ARM. : *Advanced Risc Machine*
AUKF. : *Adaptif Unscented Kalman Filter*
BESS. *Battery Energy Storage System*
BMS. : *Battery Management System*
BO. : *Boucle Ouverte*
CAN. : *Controller Area Network*
CHP. : *Combined Heat and Power*
DERs. *Distributed Energy Ressources*
DG. : *Distributed Generation*
DNO. : *Distributed Network Operator*
DSP. : *Digital Signal Processor*
DSSS. : *Direct-Sequence Spread Spectrum*
EKF. : *Extended Kalman Filter*
ESL. : *Equivalent Serie inductance*
ESR. *Equivalent Serie Resistance*
FHSS. *Frequency-Hopping Spread Spectrum*
GPV. : *Générateur Photovoltaïque*
HEV. : *Hybrid Electric Vehicle*
HPPC. : *Hybrid Pulse Power Characterization*
IR. : *Infrared*
LLC. : *Logical Link Control*
LTV. : *Linear Time Variant*
MAC. : *Media Access Control*
MAE. : *Mean Absolute Error*
MGCC. *Micro Grid Central Controller*
MO. : *Market Operator*
MPPT. : *Maximum Power Point Tracking*
OCV. : *Open Circuit Voltage*
OFDM. : *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*
PCBA. : *Printed Circuit Board assembly*
PCC. : *Point of Common Coupling, Point de Couplage Commun*
PI. : *Proportionel Integral*
PIL. : *Processor In the Loop*
PWM. : *Pulse Width Modulation*
SM. : *Sliding Mode*
SMC. : *Sliding Mode Control*
SMVC. : *Sliding Mode Voltage Control*
SOC. : *State Of Charge (Etat de Charge en %)*
SOH. *State Of Healt (Etat de Santé en %)*
SPWM. : *Sine Pulse With Modulation*
UKF. : *Unscented Kalman Filter*
UT. *Unscented Transformation*
WECS. : *Wind Energy Conversion Systems*

Introduction Générale

Le secteur électrique est en plein virage technologique. Les récentes avancées en termes de production d'énergies renouvelables, l'utilisation de plus en plus fréquente de méthodes de stockage de l'électricité, le développement du Big Data (*voire du deep data*) et des nouvelles techniques de communication sont radicalement en train de changer cette industrie. De nouveaux secteurs d'activités sont en train d'émerger avec l'apparition d'une industrie de services de plus en plus présente sur le marché et des start-up qui challengent de plus en plus les producteurs d'électricité conventionnelle. Les consommateurs sont aussi impliqués dans ce mouvement. Ils sont davantage concernés par leur consommation énergétique et tendent à des consommateurs-acteurs de leur consommation.

C'est dans ce contexte que les Smart Grids se sont développés. Ces réseaux dits intelligents mêlent à la fois le savoir-faire acquis pendant plusieurs années en gestion de réseaux et les nouvelles technologies de l'information afin de gagner en performance et d'optimiser la production d'électricité. Ces réseaux sont d'autant plus importants que l'énergie électrique se stocke encore peu et, qu'à chaque instant, la production d'électricité doit correspondre à la demande.

Dans le vent du développement des Smart Grids, les Micro Grids sont peu à peu sortis du lot. Leur concept est un peu moins évident à mettre en place mais leurs applications apportent de nouvelles perspectives aux zones isolées et aux industriels. Les Micro Grids se caractérisent par leur taille adaptée à un contexte précis pouvant aller d'un simple bâtiment à une île ou une université. Ils sont conçus dans le but de fournir de l'électricité à un petit nombre de consommateurs pouvant aller de quelques dizaines à plusieurs milliers dans le cas d'universités, et ce de manière fiable et avec une qualité supérieure que ce que le réseau principal. Le Micro Grids (MG) assure une gestion intelligente de l'énergie et optimise la consommation d'électricité en fonction des disponibilités. Les systèmes de stockage peuvent faire de l'effacement de consommation et, couplés avec des sources renouvelables d'énergie, réduire les émissions de CO₂.

Les Micro Grids intègrent les nouvelles technologies de l'information et de la communication à plusieurs niveaux de leurs systèmes en commandes avancées (*compteurs intelligents, transformateurs intelligents, prévisions de charge, diagnostics, ... etc*). Cela leur permet de prendre en considération les actions ou les acteurs pour piloter le réseau de manière beaucoup plus flexible. Entre autre, l'intermittence des énergies renouvelables et le

déploiement de nouveaux usages ne poseraient plus problème. Dans ce système, l'équilibre entre l'offre et la demande ne se fait plus en temps réel, mais il est dicté par la demande, plaçant ainsi le consommateur au cœur du système. Tout ceci est mené de telle sorte que l'acheminement électrique soit plus efficace, sûr et économiquement viable.

Lors de la COP22 à Marrakech, le ministre marocain de l'Industrie, du Commerce, de l'Investissement et de l'Économie numérique a annoncé qu'une étude de faisabilité de l'introduction des réseaux intelligents était en cours. Le Maroc s'est engagé depuis plusieurs années dans une profonde réforme de son système énergétique, notamment au travers de programmes de déploiement massif des énergies renouvelables. Les enjeux énergétiques du pays sont majeurs: le Maroc doit répondre à des besoins croissants en énergie, réduire sa dépendance aux énergies fossiles et limiter son empreinte carbone. Les micros réseaux pourraient constituer l'une des réponses apportées aux problématiques du pays en matière de transition énergétique. En effet, au-delà de leur rôle dans l'intégration de la production renouvelable au réseau électrique, un réseau électrique intelligent permettrait au royaume d'améliorer sa qualité de fourniture d'électricité, de renforcer la maintenance prédictive mais aussi de gérer des nouveaux usages électriques comme les recharges de véhicules électriques.

Objectif de la thèse

C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail de thèse, qui vise à apporter une contribution à l'étude et l'optimisation des flux énergétiques dans un micro réseau électrique intelligent et autonome, composé principalement, d'un générateur photovoltaïque et d'un moyen de stockage associés à des interfaces électroniques d'adaptation de puissance et de commande.

Le premier objectif de ce travail est de proposer une approche de maximisation de la puissance fournie par la source photovoltaïque. Le deuxième objectif est la conception d'une loi de commande avancée pour les convertisseurs de puissance de type DC/DC. Quant au troisième objectif, il concerne la conception et la mise en œuvre des techniques pour l'estimation de l'état de charge du système de stockage utilisé: les batteries. Le dernier objectif est de développer une solution technologique complètement embarquée, qui permet d'interconnecter intelligemment les différents composants du micro réseau et d'implémenter tous les algorithmes et lois de commandes ainsi que les estimateurs élaborés.

Organisation du mémoire

Ce rapport est organisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre introduit le contexte de ce travail. En un premier lieu, nous présentons le micro réseau (MG), ses configurations ainsi que ces composants. Ensuite, nous exposons les différentes sources distribuées d'un MG, en mettant l'accent sur le générateur photovoltaïque. Nous relatons particulièrement quelques types de commandes pour la poursuite du point maximum de puissance tout en proposant une amélioration d'un algorithme qui permet d'améliorer l'efficacité et la stabilité du module PV. Cette amélioration sera validée par simulation et expérimentalement. Nous dévoilons également l'utilité des moyens de stockage de l'énergie dans la conception des Micro Réseaux ainsi que celle de l'électronique de puissance associée. Finalement, nous décrivons les différentes couches d'un MG, en se focalisant sur la couche information qui permet la transition des informations et des différents signaux de contrôle et de commande entre les différents éléments d'un MG.

Le second chapitre est dévolu aux circuits de base des convertisseurs DC/DC : leur principe de fonctionnement, leurs variantes et leurs configurations améliorées et adaptées aux différentes applications liées à la conception d'un micro réseau intelligent isolé. Les différentes techniques de conception et de dimensionnement de ces dispositifs de puissance seront aussi étalées. Ce chapitre est parachevé par un exemple d'application pour le dimensionnement du convertisseur DC/DC.

Le troisième chapitre est consacré à la commande robuste des convertisseurs DC/DC via la technique des modes glissants. Des études comparatives seront effectuées avec la technique PI afin de valider l'approche proposée de point de vue précision, robustesse et performance du système.

Le chapitre quatre concerne l'estimation de l'état de charge de la batterie « SOC ». Dans un premier temps, nous présentons le modèle de la batterie dans l'espace d'états. Ensuite, par le biais de l'algorithme des moindres carrés non linéaire, nous allons identifier les paramètres internes de ce modèle. Finalement, nous ferons appel à un observateur assez puissant, à savoir l'estimateur de Kalman, afin d'estimer l'état de charge « SOC » pour différents technologies des batteries, en particulier, celles dédiées aux applications solaires. Pour la validation des stratégies développées, une implémentation a été réalisée en utilisant la technique de Co-simulation hardware/software (*PIL*).

Le dernier chapitre de ce mémoire, quant à lui, est dédiée à la conception et la réalisation d'une solution technologique complètement embarquée capable d'exécuter tous les algorithmes d'optimisation, de contrôle et d'estimation développés dans les chapitres précédents. Elle est destinée aussi pour assurer une connectivité entre les différents composants de MG. Cette solution supporte des protocoles de communication industriels et informatiques filaires et sans fils parmi ceux les plus évolués, comme le protocole CAN, USB et WIFI. Elle est basée sur l'un des microcontrôleurs les plus puissants en terme de performance, d'optimisation et de flexibilité (*PIC18F4550 de Microchip*) ce qui permet de rendre le MG intelligent, communiquant et simple à mettre en œuvre.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives viennent parachever ce mémoire.

Chapitre I : Micro Réseau Electrique et ses Composants

I.1 Introduction

Selon des rapports récents, le marché des microgrids (MGs), ou micro-réseaux électriques intelligents, va atteindre 40 milliards de dollars en 2020 [1]. Le nombre de projets prévus a augmenté considérablement; ils représentent environ 116 GW au total dans le monde; une part d'environ 43 % de cette capacité est liée à des projets qui seront réalisés en Amérique du Nord, soit le plus grand marché mondial. La raison principale de cette forte augmentation du nombre de projets réside dans la volonté de rapprocher la production d'électricité de sa consommation, de limiter les investissements dans les réseaux de transport et de distribution et de réduire les pertes. Et cela est aujourd'hui rendu possible par la multiplication des installations de production d'énergie décentralisées, solaires ou éoliennes et le développement des dispositifs de stockage. D'autres raisons président également à cette flambée des projets des MGs, notamment aux États-Unis et en Asie, leaders en nombre de projets dans le monde, comme la volonté d'augmenter la résilience du système électrique en faisant appel à la capacité d'îlotage qu'offrent les MGs. Les MGs constituent un modèle d'optimisation pour le réseau électrique [2].

Ce chapitre permet d'introduire la problématique de notre thème de recherche et de présenter une étude non exhaustive sur les micros réseaux (MG). Ainsi, en premier lieu, le concept d'un MG, ses configurations ainsi que ces composants seront traités. Par la suite, les différentes sources distribuées d'un MG seront abordées et une attention toute particulière sera accordée au générateur PV: son principe de fonctionnement, ses caractéristiques et sa modélisation seront définis. Des commandes pour la poursuite du point maximum de puissance (MPPT) seront également présentées tout en proposant une amélioration d'un algorithme MPPT afin d'améliorer l'efficacité des panneaux PV, cette amélioration sera validée expérimentalement.

Nous dévoilerons aussi l'utilité et le rôle primordial des moyens de stockage de l'énergie dans la conception des MGs ainsi que l'électronique de puissance associée. Finalement, nous décrivons les différentes couches d'un MG, en se focalisant sur la couche information qui permet la transition des informations des différents signaux de contrôle et de commande entre les différents éléments d'un MG.

I.2 Le concept de micro réseau

Appelé aussi « *mini Smart grids* » ou « *micro-réseaux intelligents* ». Les MGs sont des réseaux électriques de petite taille, conçus pour fournir un approvisionnement électrique fiable

et de meilleure qualité à un petit nombre de consommateurs. Ils agrègent de multiples installations de production locales (*micro-turbines, piles à combustible, petits générateurs diesel, panneaux photovoltaïques, mini-éoliennes, petite hydraulique*), des installations de consommation, des outils de contrôle, de supervision et de gestion des données, de systèmes de contrôle, et enfin des systèmes de stockage de l'énergie (Figure I-1). Ainsi, ces réseaux peuvent fonctionner de deux façons selon les conditions techniques et économiques :

- Ils peuvent être connectés au réseau. Dans ce cas, leurs systèmes de stockage permettent une optimisation locale de l'offre et de la demande électrique afin, par exemple, de réduire les pics de consommation. Ainsi, avec une bonne gestion des MGs, il serait possible de stocker le surplus d'énergie lié aux ressources renouvelables durant la journée pour le restituer aux heures de pointe. Il y aurait alors une réduction des émissions de CO₂ et des coûts liés aux systèmes de production de pointe.
- Les MGs peuvent également fonctionner de manière totalement isolée; ils sont alors déconnectés du réseau pendant une période de temps. Il s'agit d'un des atouts majeurs du MG. La décision d'îlotage est généralement prise par l'opérateur en fonction des conditions techniques ou économiques préalablement définies mais aussi de manière indépendante dans le cas d'évènements extrêmes.

Le concept est en train de s'élargir aux réseaux de chaleur et de gaz. Le concept de MGs peut ainsi être pensé de façon multi-fluide et il peut concerner différentes échelles du territoire (*bâtiment, quartier, zone industrielle ou artisanales, village, etc.*) [1].

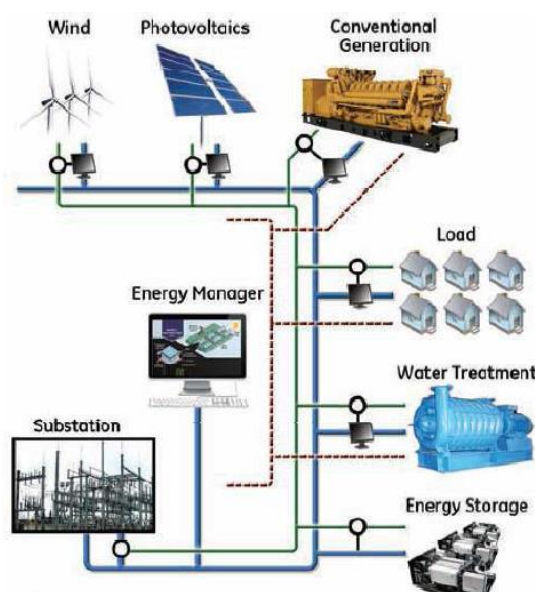


Figure I-1: Architecture générale d'un micro réseau intelligent multi sources

I.3 La classification des projets MGs

Les MGs électriques peuvent être classés en fonction de leur taille, mais également de leur utilité (*fiabilité, résilience et efficacité des réseaux, difficulté d'accès à l'énergie, conditions météorologiques dégradées, émergence d'éco-quartiers, réflexion multi-énergie, économies d'énergie, etc.*) en cinq grandes catégories :

- Les MGs des zones commerciales, artisanales ou industrielles: ces zones, fortement consommatrices d'électricité, regroupent entreprises et industries aux activités diverses, dont les besoins en énergie ne sont pas tous identiques. Il s'agit d'y optimiser la gestion de l'énergie pour qu'elles soient plus neutres vis-à-vis du réseau de distribution ;
- Les MGs de campus universitaire: l'enjeu est d'améliorer la gestion énergétique des campus dans un contexte où ceux-ci se doivent de réduire leur consommation d'énergie. En même temps, la construction des MGs sur les campus offre aux chercheurs et ingénieurs des laboratoires en taille réelle pour étudier les différentes problématiques liées au développement et au déploiement des réseaux électriques intelligents.
- Les MGs alimentant des zones isolées car faiblement ou non raccordées aux réseaux électriques ou temporairement coupées du réseau pour cause d'intempéries : le déploiement des MGs leur permet d'exploiter les ressources énergétiques renouvelables locales et de ne plus dépendre de groupes diesel polluants et coûteux. Les MGs permettent également à des villes touchées par des intempéries d'éviter d'être totalement privées d'électricité ;
- Les éco quartiers : ils fonctionnent plus ou moins sur le même modèle que les MGs dans les zones commerciales ou industrielles ;
- Les MGs de campus militaire ou hôpital : avec ses propres moyens de production et de stockage et ses propres infrastructures de distribution, le MG garantit une autonomie énergétique fournissant de l'électricité pendant les périodes de coupures de courant sur le réseau de distribution, atout essentiel pour les bases militaires ou les hôpitaux, qui ne peuvent pas laisser des pannes d'électricité les empêcher de s'acquitter de leurs missions.

I.4 Les avantages du déploiement des MGs

Les bénéfices de déploiement des MGs sont nombreux :

- Côté technique, les MGs permettent une gestion optimisée de la production d'électricité d'origine renouvelable à l'échelle locale. Ils peuvent apporter un service auxiliaire au

réseau public de distribution, en l'aidant à maintenir la stabilité de la tension et en l'allégeant lorsqu'il est coupé du réseau de distribution .

- Côté économique, en fonction de sa taille, le MG peut être utilisé avec un rôle d'agrégateur, pour s'ajuster sur les marchés. Les MGs permettent également de différer des investissements de réseaux, la proximité entre production et consommation permettant d'optimiser l'acheminement de l'énergie. Ils permettent aussi de réduire le volume des pertes techniques.
- Côté sociétal, un MG fournit des réponses à l'évolution des besoins fondamentaux d'un territoire en énergie. Il offre notamment un réseau plus sûr et plus fiable en cas d'incident. Parce qu'il s'agit d'un projet local, il facilite également la création d'initiatives et de nouveaux partenariats entre les acteurs locaux.
- Côté environnemental, ils permettent de mieux intégrer les énergies de sources renouvelables sur les réseaux et ainsi d'éviter l'installation de centrales thermiques en zones fragiles.

En outre, les infrastructures nécessaires aux réseaux électriques intelligents étant complexes à mettre en place et pouvant prendre plusieurs années, les MGs deviennent une alternative plus simple à mettre en œuvre et pourraient donc jouer un rôle moteur dans le déploiement des réseaux intelligents. En reproduisant à petite échelle un grand nombre d'enjeux liés au déploiement des Smart Grids et à l'intégration sur le réseau des énergies renouvelables, ils sont des démonstrateurs de ce que pourraient être de plus grands déploiements de Smart Grids.

I.5 Les défis technico-économiques des MGs

Cependant, les défis technico-économiques associés au déploiement de ces MGs sont aujourd'hui très nombreux. La gestion des MGs et leur raccordement au réseau public de distribution est complexe :

- En mode d'ilotage, comment maintenir la stabilité du réseau (*tension et fréquence*) au sein du MG et comment maintenir la stabilité du réseau public de distribution lors de la resynchronisation avec le MG? Pour que l'électricité produite puisse être distribuée sur le réseau, les caractéristiques de tension, de fréquence et de puissance doivent être contrôlées. De même, l'infrastructure du MG doit être compatible avec les standards existants pour que l'équilibre sur le réseau soit maintenu.

- Comment envisager le modèle économique du MG alliant autoproduction et autoconsommation ?
- Comment faire face aux capacités et au prix des technologies de stockage actuelles ? La plupart des MGs en projet ne seront pas capables de produire et de stocker suffisamment d'énergie pour pouvoir se passer d'un raccordement au réseau électrique ;
- Le MG est-il un réseau privé ou répond-t-il à une mission de service public ? Le MG entraîne une certaine privatisation des réseaux et cela pose la question de la péréquation des tarifs fixés pour l'utilisation de ces réseaux.
- Le cadre de régulation s'applique-t-il aussi aux MGs ?

I.6 Structure d'un micro réseau électrique « MG »

La structure d'un MG varie en fonction des contraintes de l'application. Elle peut englober divers composants tels que les sources d'énergies distribuée (*renouvelables, générateur diesel...etc*), les solutions de stockage d'énergie (*batteries, stockage hydrogène ou mécanique etc.*), les charges, et les systèmes de contrôle. Tous ces éléments sont interconnectés entre eux par deux niveaux de couches ; une de puissance et l'autre d'information. En termes de puissance, le micro réseau peut être classé soit comme un système DC, un système AC ou un système hybride en fonction de la forme d'onde qui circule dans les différentes unités du système. Le fonctionnement et la gestion d'un MG sont pris en charge et coordonnés par différents niveaux de contrôle afin d'assurer la stabilité globale du système

La topologie générale d'un MG est illustrée à la Figure I-2.

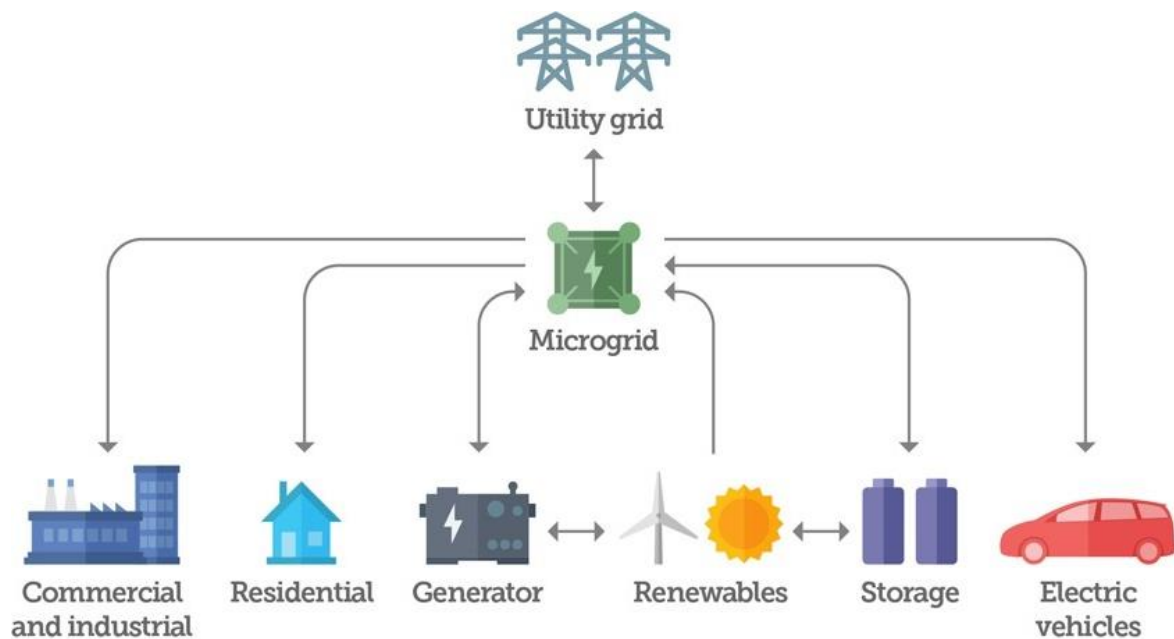


Figure I-2: Schéma général d'un micro réseau

I.6.1 Les micros réseaux DC

Un MG DC peut fonctionner soit en mode connecté au réseau principal, soit en mode autonome. Il présente plusieurs avantages opérationnels [4].

- La plupart des systèmes DG (*sources distribuées*) utilisés dans un MG sont tels que des unités photovoltaïques, des piles à combustible...etc. Ces sources DG ainsi que les unités de stockage ont généralement une tension de sortie continue DC, donc le raccordement avec le MG DC va nécessiter uniquement un régulateur de tension par rapport à un MG AC qui doit en outre synchroniser le système en associant l'amplitude de la tension, la phase et la fréquence à la grille.
- La plupart des charges connectées à un MG DC sont des charges classiques, généralement des appareils électroniques, des téléviseurs, des ordinateurs, des lampes fluorescentes, des variateurs de vitesse, et des appareils industriels. Ainsi, le fait d'être connecté à un MG DC ne nécessite pas de multiples conversions des étages de puissance, comme AC-to-DC, DC-to-AC ou AC-to-DC-to-AC, comme cela serait requis dans un MG AC.
- Un MG DC n'utilise pas de transformateurs; ce qui le rend plus efficace, de plus de petite taille et fiable pour les systèmes DC. En outre, un MG DC ne nécessite qu'un câble à deux fils, tandis qu'un micro réseau AC exige trois ou quatre fils
- Le flux de puissance réactif n'existe pas dans les micros réseaux DC, de sorte que le contrôle de la tension est concerné par le flux de puissance actif, tandis que dans un MG AC, la commande de tension est liée au flux de puissance réactive et de la puissance active injectée principalement pour délimiter l'angle de déphasage.

Cependant, un MG DC a toujours plusieurs défis à surmonter. Il n'est pas bien développé pour gérer les conditions de panne et de manque d'équipements de protection de base comme les disjoncteurs, les fusibles et les relais de protection, comme il existe dans les réseaux électriques AC [5] [6]. En plus, il est très coûteux de mettre en œuvre le système de protection actuel d'un MG AC et de le rendre compatible avec un MG DC. La Figure I-3 montre une structure typique d'un MG DC reliée à un réseau AC de moyenne tension d'une centrale électrique conventionnelle.

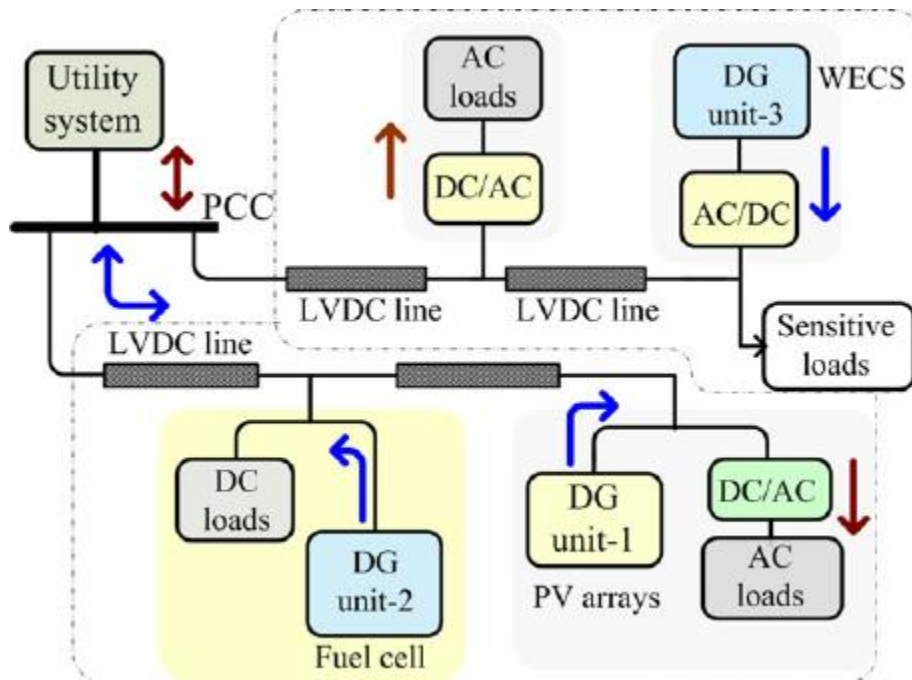


Figure I-3: Concept d'un MG DC avec des unités DG et types de charge mixtes

I.6.2 Les micros réseaux AC

Toutes les unités de production distribuées qui produisent une puissance de sortie AC, telles que les éoliennes et le biogaz, peuvent être directement liées à une ligne de courant d'un MG AC ou via un convertisseur AC / DC / AC [7].

Un MG AC dispose d'une installation permettant d'utiliser directement l'infrastructure existante à partir du réseau électrique, en raison de sa nature, de son système de puissance et de sa compatibilité avec le réseau électrique. Lors de l'utilisation d'un MG AC, il n'est pas nécessaire de reconfigurer les charges ou le système de puissance de l'installation. Cela implique que les charges AC sont directement connectées au MG AC sans aucune nécessité de conversion de puissance via une interface de conversion AC-DC [8]. En outre, il contribue à la stabilité du réseau utilitaire en offrant un support de puissance réactif pour l'équilibrage et les services auxiliaires. En vue de pouvoir partager, il existe de nombreux contrôleurs qui ont été développés dans le but de maintenir la stabilité dans le MG AC. La boucle de partage de puissance entraîne la stabilité du MG AC. La Figure I-4 montre la structure typique du MG AC connectée à plusieurs types de charges, de sources et au réseau électrique principal.

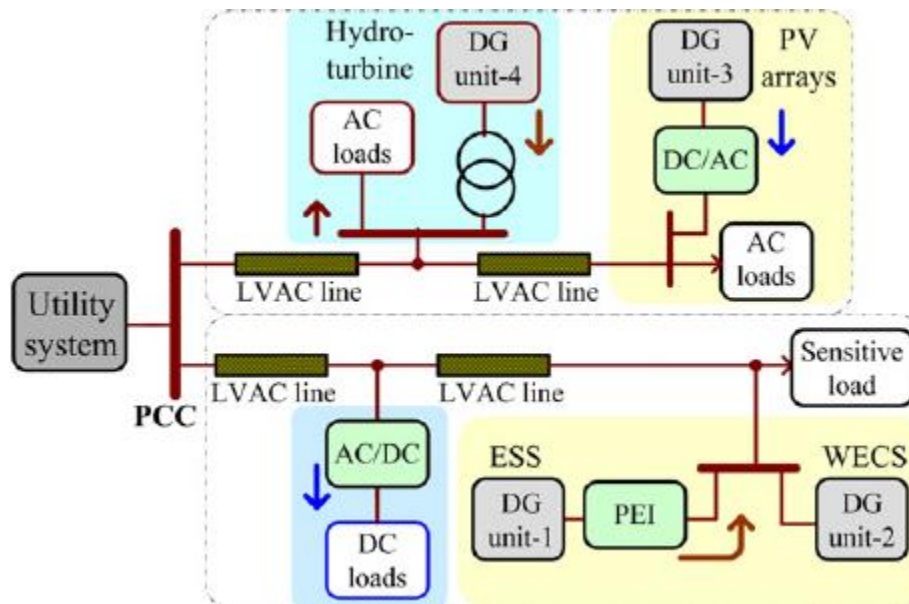


Figure I-4: Structure d'un MG AC avec des unités DG et types de charge mixtes

I.6.3 Les micros réseaux hybrides

Un MG hybride se compose d'une combinaison de MG AC et DC. L'électronique de puissance bidirectionnelle est utilisée pour concevoir le système d'un MG hybride. Le système présente certains avantages à la fois des systèmes AC et DC. Les charges AC ou DC peuvent être fournies sans avoir besoin d'une interface de conversion supplémentaire, ce qui augmente l'efficacité et la fiabilité du système. Cependant, l'inconvénient est que le système peut nécessiter un algorithme de contrôle optimal pour assurer une performance stable.

I.7 Sources d'énergies distribuées « DER »

Les technologies de ressources énergétiques distribuées (DER) sont définies comme des sources d'énergie de plus petite taille par rapport aux sources traditionnelles et des éléments de stockage habituellement situés côté client et fournissent une puissance nécessaire pour débiter la totalité ou une partie de la demande de l'utilisateur final. Ce sont des micros sources intégrées dans le MG [8]. En outre, ces sources ont la capacité de fonctionner en parallèle avec le système de distribution principale. Ils peuvent fonctionner aussi, séparément du réseau de distribution en tant que système autonome dans des zones isolées [9], [10].

Elles peuvent être soit des unités d'énergie renouvelable, soit des générateurs classiques tels que les générateurs synchrones et les générateurs d'induction ou des unités de stockage, comme le montre la Figure I-5. Du côté source, la sortie d'un micro générateur nécessite de l'électronique de puissance pour convertir la puissance entre ses différentes formes (AC-AC, AC-DC, DC-AC, DC-DC); Il peut produire une fréquence fixe ou variable AC ou DC.

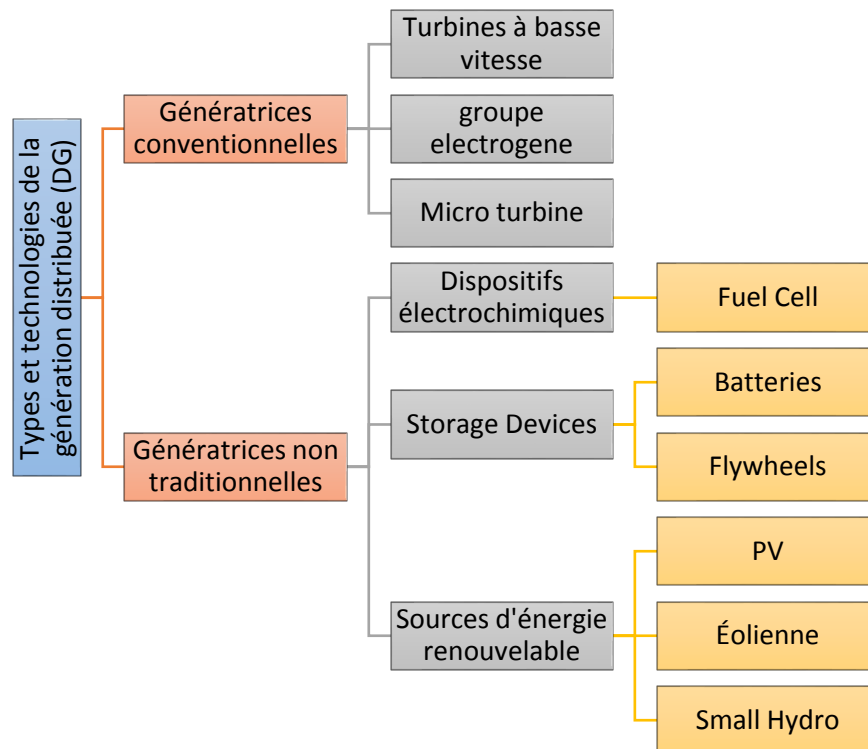


Figure I-5: Types et technologies des sources distribuées (DG)

Il existe un certain nombre de technologies des sources distribuées (DG), telles que : les systèmes combinés de chaleur et d'électricité (CHP), les systèmes de conversion d'énergie éolienne (WECS), les systèmes solaires photovoltaïques et thermiques, la production hydroélectrique à petite échelle et d'autres sources d'énergie renouvelables sont des exemples de technologies développées à partir de DERs. Le climat et la topologie d'une région sont des éléments importants à considérer avant d'installer un système basé sur des DERs [11], [12], [13].

I.7.1 Systèmes de chaleur et d'électricité combinés

Un système combiné de chaleur et de puissance ou ce qu'on appelle systèmes de cogénération produit de l'électricité et de la chaleur utiles simultanément. L'énergie électrique générée dans ce type de système varie entre 10 à 100 kW. Cette capacité est utilisée localement et l'excès d'électricité peut être injecté dans le réseau de distribution. En raison du coût élevé et des pertes énormes de transport de chaleur, il est plutôt utilisé localement pour les procédés domestiques et industriels. Le système de cogénération atteint une efficacité supérieure à 80% par rapport à une centrale électrique conventionnelle (*l'efficacité environ 35%*); Ceci étant donné que le système de cogénération est beaucoup plus proche de l'utilisateur final. L'incorporation d'un tel système de cogénération peut contribuer à économiser jusqu'à 35% de

la consommation d'énergie primaire, et à réduire les émissions de CO₂ de 30% par rapport à une grande centrale à charbon [14] [15].

I.7.2 Système d'énergie éolienne

Le système d'énergie éolienne convertit l'énergie cinétique en rotation mécanique, à partir de laquelle l'électricité est générée. La rotation mécanique s'effectue par soufflage de vent vers les lames (*turbine*) reliées au rotor d'un générateur. L'énergie électrique est générée soit par un générateur qui nécessite une interface d'électronique de puissance pour être connectée au micro réseau, soit par un générateur d'induction, comme le montre la Figure I-6. Le système éolien est capable de produire une puissance comprise entre 10 W et 2,5 MW [16].

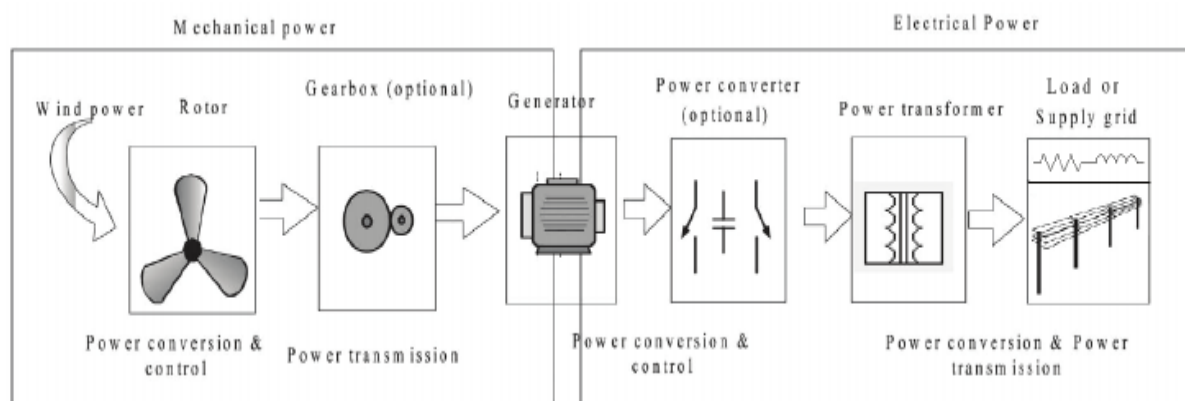


Figure I-6: Principales composantes d'un système éolienne

En outre, un parc éolien peut produire une plus grande énergie électrique provenant de nombreuses éoliennes individuelles qui sont normalement regroupées dans la même localité, couvrant une superficie de plusieurs kilomètres carrés.

Un générateur d'induction n'a pas besoin d'un onduleur, de sorte qu'il peut être directement connecté à un MG AC. Cependant, la turbine doit avoir une vitesse constante ce qui nécessite un ajustement constant de la commande de la vitesse du rotor en ajustant l'angle des lames.

Certains systèmes éoliens incorporent des générateurs à rotor bobiné dans leurs turbines et ces générateurs sont associés partiellement à des systèmes d'électronique de puissance pour s'interfacer avec le réseau électrique. L'électronique de puissance et un onduleur convertissant simultanément la puissance qui provient du système éolien en une fréquence et une tension appropriées, compatibles avec la puissance AC du réseau cible [16]. En outre, il nécessite un compensateur de puissance réactive et un démarreur. Une amélioration du système a été le développement d'un générateur d'induction doublement alimenté (DFIG), qui intègre un convertisseur PWM basé sur des commutateurs électroniques (*souvent des transistors IGBT*) AC-DC-AC [17]. Cette dernière configuration crée la flexibilité grâce à laquelle l'éolienne peut

gérer les variations de vitesse du vent. Le réseau fournit de l'énergie électrique au rotor lorsque le générateur fonctionne en mode sous-synchrone. En outre, il augmente la capture d'énergie et fournit une compensation de puissance réactive [18].

I.7.3 Générateur photovoltaïque

I.7.3.1 Configurations du système photovoltaïque

Le choix de la configuration dépend principalement du niveau d'énergie nécessaire et l'agencement physique de l'installation localisée hors réseau. Chaque configuration est connectée à un dispositif d'électronique de puissance pour assurer l'interfaçage soit avec le MG soit avec le réseau de distribution. La structure de configuration la plus commune utilisée est l'installation d'un onduleur centralisée. Plusieurs modules photovoltaïques sont connectés, de manière parallèle ou série, à l'onduleur central, ce qui convertit le courant continu généré, en un courant alternatif. L'avantage de cette conception est qu'elle utilise un seul onduleur ce qui réduit le coût de l'installation du système complet. Cependant, cette configuration présente une perte de puissance élevée en raison de l'inadéquation avec le réseau photovoltaïque (*changement de forme d'énergie*) et aussi, elle n'est pas fiable car elle a un seul point d'échec côté onduleur.

En revanche, la configuration d'une chaîne PV composé d'un ensemble des panneaux PV connectés en série pour former une seule chaîne. Des chaînes individuelles avec leur propre onduleur peuvent être connectées directement avec un micro réseau, ou plusieurs chaînes peuvent être interfacées avec leur propre convertisseur DC-DC, convergeant vers le MG via un onduleur commun. Cette configuration présente des faibles pertes de puissance mais un coût élevé dû aux nombres d'onduleurs.

Enfin, la configuration du module AC est réalisée de telle sorte que chaque panneau PV possède son propre onduleur. L'avantage principal de cette configuration est qu'il est plus simple d'augmenter la puissance installée dans le MG car les panneaux photovoltaïques existants possèdent déjà un onduleur (*convertisseur DC-AC*), plus fiable car elle n'a pas un seul point d'échec (*multiple onduleurs installés*), et flexible. En outre, cette configuration réduit la perte de puissance à un niveau minimum. L'inconvénient majeur de cette configuration est son coût élevé en raison du nombre élevé d'onduleurs.

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet

photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donnent lieu à un générateur photovoltaïque (GPV) qui a une caractéristique courant-tension (I-V) fortement non linéaire présentant un point de puissance maximale.

1.7.3.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Les caractéristiques électriques d'un générateur PV sont basées sur celles d'une cellule élémentaire. Le fonctionnement d'une cellule solaire peut être modélisé en considérant le schéma électrique équivalent ci-dessous (Figure I-7), basé sur un modèle à double diodes.

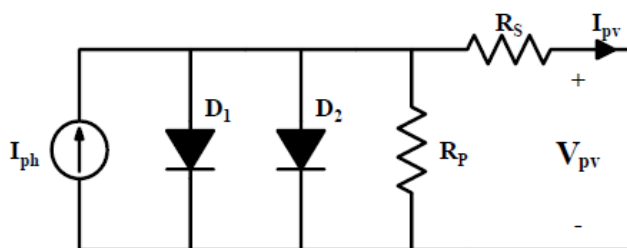


Figure I-7: Modèle à double diodes d'une cellule solaire

Ce modèle consiste en un circuit composé d'une source de courant I_{ph} qui dépend de l'éclairement solaire, deux diodes D_1 et D_2 montées en parallèle, une résistance parallèle R_p due au courant de fuite à travers l'émetteur, modélisant les défauts et une résistance série R_s tenant en compte de la résistivité du matériau [19].

En utilisant la loi de Kirchhoff, nous obtenons le courant I_{pv} :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{D1} - I_{D2} - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (I.1)$$

Avec :

I_{ph} : générateur de courant

I_{D1} : courant traversant la diode 1

I_{D2} : courant traversant la diode 2

En remplaçant le courant de diode I_{D1} et I_{D2} par leur expression [35], le courant électrique I_{pv} produit par la cellule est alors défini par l'expression suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{s1} \left\{ \exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_1 k \cdot T/q} \right) - 1 \right\} - I_{s2} \left\{ \exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_2 k \cdot T/q} \right) - 1 \right\} - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (I.2)$$

Où,

I_{s1}, I_{s2} : Courants de saturation des diodes D_1 et D_2

n_1, n_2 : Facteurs d'idéalité des diodes D_1 et D_2

T : Température de la jonction en kelvin

k : Constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)

q : Charge d'électron (1.6×10^{-19} C)

1.7.3.3 Caractéristiques électriques d'un PV

Les variations du courant et de la puissance en fonction de la tension pour différents niveaux d'éclairements à température maintenue constante $25\text{ }^\circ\text{C}$ sont données par la Figure I-8(a). Cette figure montre clairement l'existence d'un maxima sur les courbes de puissance correspondant aux points de puissance maximale P_{max} . Lorsque l'irradiation varie pour une température donnée, le courant de court-circuit I_{cc} varie proportionnellement à l'irradiation.

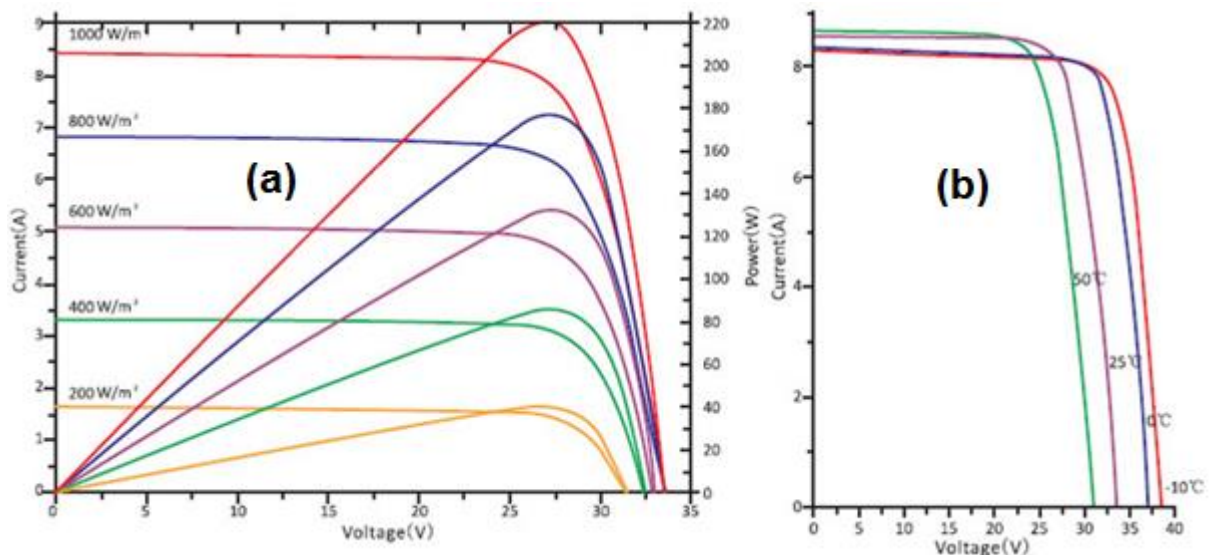


Figure I-8: Caractéristiques électriques d'un PV

La température a également une influence sur la caractéristique d'un générateur PV. La Figure I-8(b) présente la variation des caractéristiques d'une cellule PV en fonction de la température à un éclairement donné.

La température et l'éclairement sont donc les deux principaux paramètres qui vont modifier la caractéristique d'un générateur PV.

La nature intermittente de l'énergie solaire, fonction des conditions météorologiques ainsi que des demandes coté consommateur, rend complexe la possibilité d'un fonctionnement optimal. Remédier aux problèmes d'optimisation et de gestion des systèmes photovoltaïques, impose généralement un étage d'adaptation comprenant un ou plusieurs convertisseurs statiques ; contrôlés par des stratégies de poursuite en temps réel du point de fonctionnement à puissance maximale dites "MPPT" (*Maximum Power Point Tracking*) [19].

1.7.3.4 La commande MPPT

Une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quels que soient les conditions météorologiques, la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum [19], [20]. L'adaptation d'impédance est souvent sous forme d'un convertisseur DC-DC.

Différents algorithmes ont été développés pour suivre de manière spontanée le point de puissance optimale d'un module photovoltaïque, les algorithmes de commande les plus populaires sont :

- L'algorithme de perturbation et d'observation (P&O)
- L'algorithme de la conductivité incrémentale (INC Cond)
- La technique de mesure de la capacité parasite
- L'algorithme de suivi de puissance crête basé sur la tension
- L'algorithme de suivi de puissance crête basé sur le courant
- Les techniques basées sur l'intelligence artificielle
 - Les réseaux de neurones
 - La logique floue

1.7.3.5 L'algorithme P&O

La Figure I-9 illustre l'organigramme de l'algorithme P&O. Le principe de cet algorithme est d'effectuer une perturbation sur la tension du panneau PV tout en agissant sur le rapport cyclique α . En effet, suite à cette perturbation, on calcule la puissance fournie par le panneau PV à l'instant k , puis on la compare à la précédente de l'instant $(k-1)$. Si la puissance augmente, on s'approche du point à maximum de puissance (MPP) et la variation du rapport cyclique est maintenue dans le même sens. Au contraire, si la puissance diminue, on s'éloigne du MPP, on doit donc inverser le sens de variation du rapport cyclique [20]. L'algorithme P&O est un algorithme classique et simple, il dépend fortement des conditions initiales et il présente des oscillations autour de la valeur optimale. L'inconvénient majeur de cet algorithme est son mauvais comportement suite à un changement brusque de l'éclairement [19].

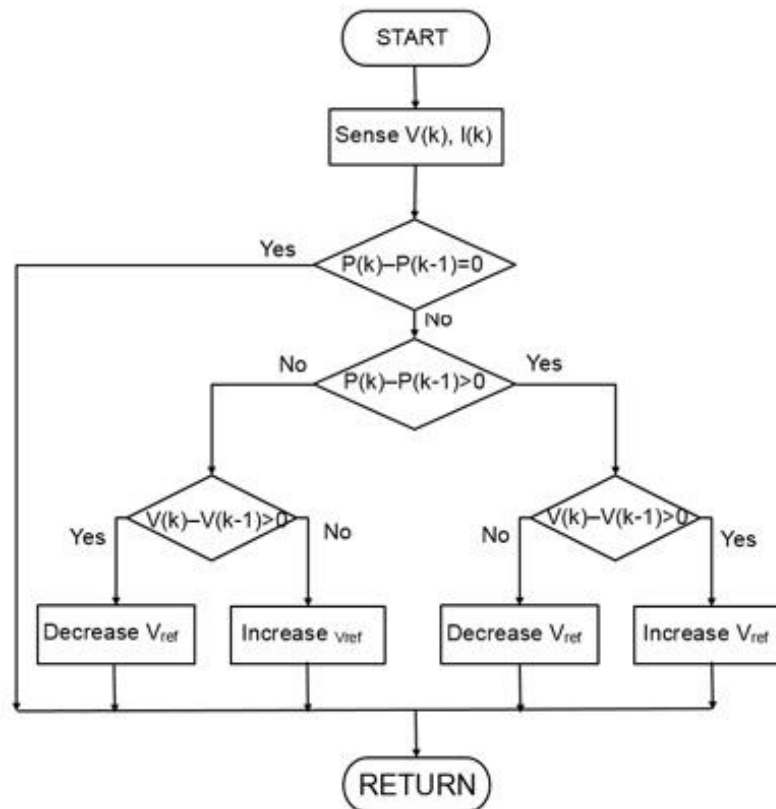


Figure I-9: Organigramme de l'algorithme MPPT P&O

1.7.3.6 Algorithme de la conductivité incrémentale (INC Cond)

L'algorithme INC Cond semble être une amélioration de l'algorithme P&O. En effet, il se comporte mieux lors d'un changement rapide des conditions météorologiques. Cependant, c'est un algorithme plus complexe que le précédent.

La tâche principale de l'algorithme par accroissement de conductibilité est de calculer la dérivée de la puissance de PV par rapport à sa tension: dP/dV [19]. La puissance maximale du PV peut être achevée quand le rapport dP/dV s'approche de zéro. Le contrôleur calcule la dérivée dP/dV basé sur la puissance mesurée et la tension de sortie incrémentale de PV. Si dP/dV n'est pas étroitement zéro, le contrôleur ajustera la tension du PV point par point jusqu'à ce que dP/dV approche zéro, auquel le PV atteint sa puissance maximale (Figure I-10).

L'avantage principal de cet algorithme est son processus de cheminement de puissance rapide. Cependant, il a l'inconvénient de l'instabilité possible de rendement due à l'utilisation de l'algorithme dérivé.

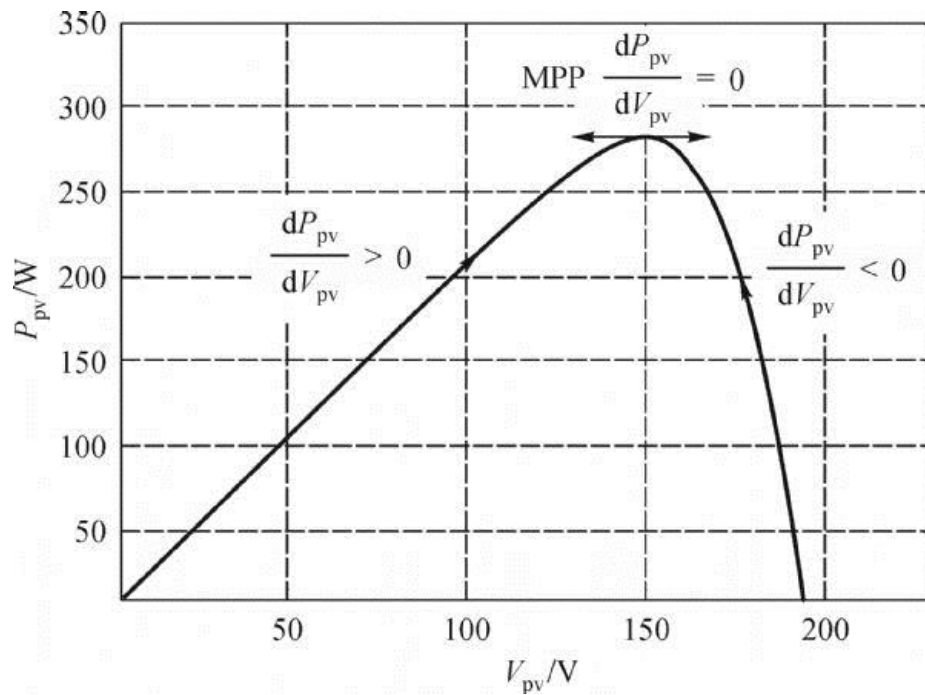


Figure I-10: Principe des algorithmes MPPT (P&O et INC CON)

L'organigramme de l'algorithme MPPT basé sur la technique de la conductance incrémentale (INC Cond) est présenté sur la Figure I-11.

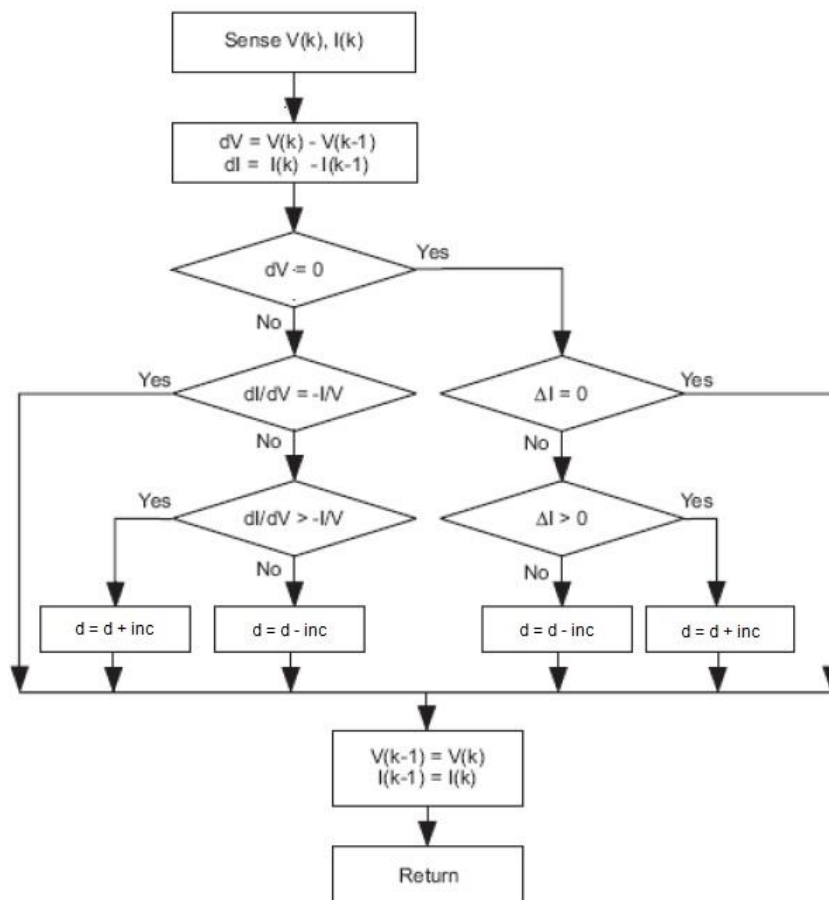


Figure I-11: Organigramme de l'algorithme MPPT (Incrémentale Conductance)

1.7.3.7 Algorithme P&O amélioré

L'algorithme P&O est basé sur le principe de «*Hill climbing*», qui consiste à déplacer le point de fonctionnement du panneau photovoltaïque dans la direction dans laquelle la puissance augmente [19]. Les techniques «*Hill climbing*» sont les techniques MPPT les plus populaires grâce à leur facilité de mise en œuvre et leurs bonnes performances lorsque l'irradiation est constante. Les avantages de la méthode P&O sont la simplicité et une faible puissance de calcul, ce qui réduit considérablement la complexité d'implémentation. Néanmoins, en cas de changement rapide des conditions atmosphériques, cette méthode peut déplacer le point de fonctionnement dans le mauvais sens. Un autre inconvénient de cette méthode est l'oscillation autour du point de puissance maximale dans les conditions de fonctionnement normales, [19].

Pour remédier à ces problèmes, nous proposons un nouvel algorithme P&O amélioré; le principe de cet algorithme est illustré par l'organigramme de la Figure I-12.

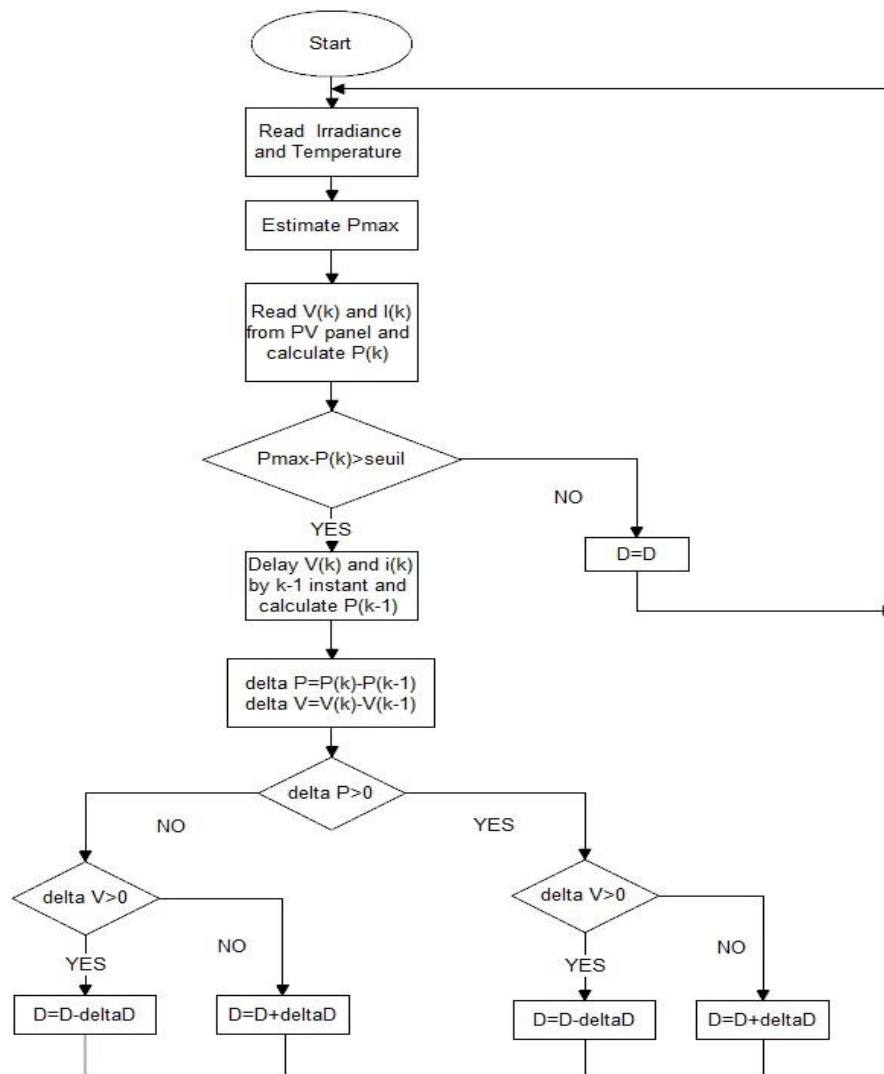


Figure I-12: Organigramme de l'algorithme P&O améliorée

Cette technique consiste à déterminer une estimation de la puissance maximale en fonction des mesures de l'irradiation et de la température à l'aide d'un modèle du module photovoltaïque. Ensuite, on applique l'algorithme P&O classique et après chaque cycle d'exécution complet, on calcule la différence entre la puissance actuelle (*puissance réelle*) et la puissance estimée au début de l'algorithme. Si la différence est nulle, alors la puissance maximale est achevée, de sorte que la valeur actuelle du rapport cyclique est le signal de contrôle optimal. Cette valeur est corrigée et considérée alors comme signal de commande pour le convertisseur DC-DC jusqu'à la prochaine variation de la puissance maximale. L'efficacité du suivi classique de l'algorithme P&O est ainsi améliorée par la nouvelle méthode proposée. Cette technique a été simulée sous « *PowerSim* », mise en œuvre et testée à l'aide d'un système complet basé sur un microcontrôleur, un convertisseur DC-DC de type Boost, des capteurs de tension et de courant et une application logicielle.

1.7.3.8 Simulation et Validation expérimentale

Le circuit du système photovoltaïque complet est simulé sous l'environnement PowerSim (Figure I-13). Le générateur PV est connecté à une charge résistive sans système MPPT, la charge impose sa propre caractéristique qui est généralement différente de la puissance maximale que peut débiter un PV.

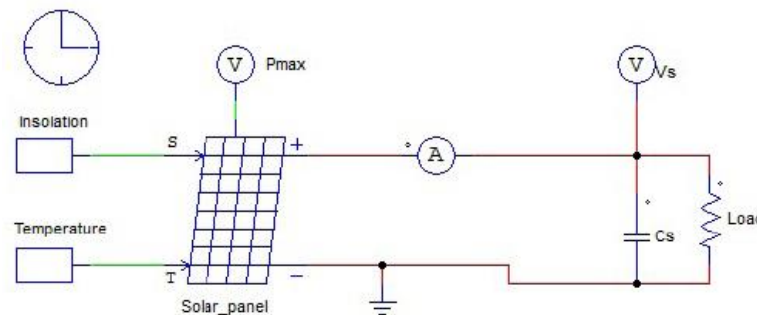


Figure I-13: Système photovoltaïque sans MPPT

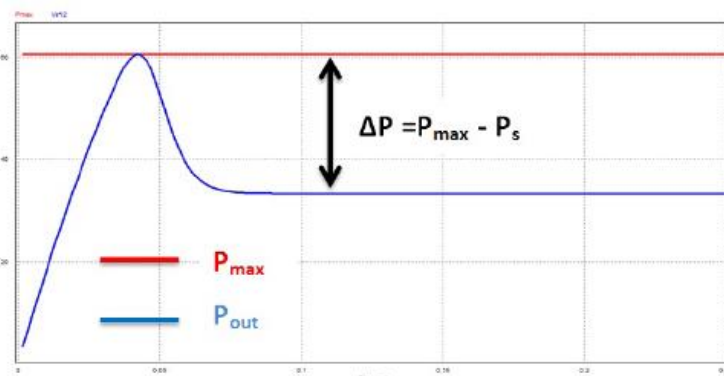


Figure I-14: Puissance de sortie d'un PV sans MPPT

Le résultat de la simulation du circuit de la Figure I-13 confirme que sans MPPT la charge ne peut pas extraire la puissance maximale disponible à la sortie du PV (Figure I-14).

Pour résoudre ce problème, nous insérons un convertisseur DC-DC Boost dont le rapport cyclique est variable. L'objectif est de modifier la caractéristique de la charge qui devient fonction du rapport cyclique D afin de suivre la caractéristique du panneau solaire.

Le convertisseur élévateur permet de convertir la tension continue d'entrée en une tension continue de sortie plus élevée. Le circuit électrique du convertisseur DC-DC de type Boost est représenté sur la Figure I-15, il est composé d'un MOSFET qui sera contrôlé par un signal de commande d'onde carrée (*Signal PWM*).

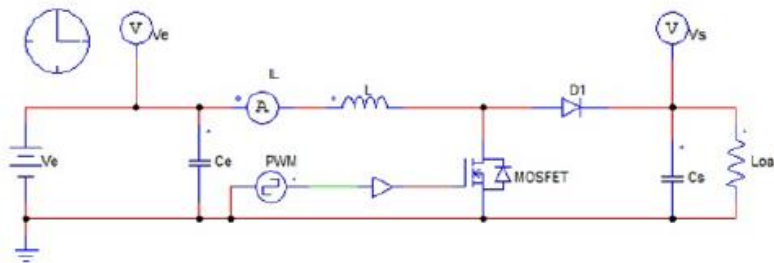


Figure I-15: Modèle de simulation d'un convertisseur Boost

Le principe de ce circuit repose sur l'inductance d'entrée. Lorsque le transistor est fermé, la source de tension d'entrée et l'inductance sont complètement isolées du circuit restant car la diode est polarisée en inverse. Dans cet état, l'inductance stocke de l'énergie, de sorte que, hors tension (*Transistor bloqué*), la tension aux bornes de la charge deviennent la somme de la tension d'entrée et celle aux bornes de l'inductance. La Figure I-16 présente les signaux de la tension d'entrée et du courant d'inductance i_L pour un mode de conduction continue.

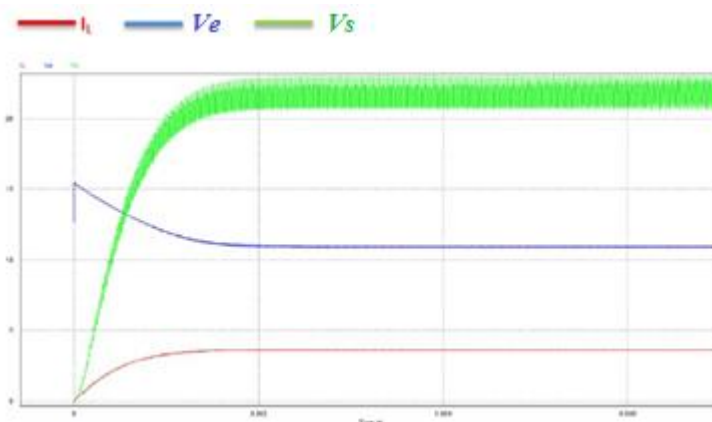


Figure I-16: Courant i_L , tensions d'entrée et de sortie du convertisseur Boost

La tension de sortie est supérieure à celle d'entrée et respecte la relation suivante:

$$V_s = \frac{1}{1-D} V_e \quad (I.3)$$

Pour contrôler la caractéristique de sortie du PV, nous allons varier le rapport cyclique du convertisseur DC-DC inséré entre le PV et la charge.

Pour ce faire, nous avons introduit un microcontrôleur en tant que bloc de traitement numérique dans lequel nous avons implémenté notre algorithme MPPT.

La Figure I-17 présente le schéma de circuit complet composé d'un panneau PV, d'un convertisseur DC-DC élévateur, de capteurs de tension et de courant, une charge résistive et un contrôleur MPPT.

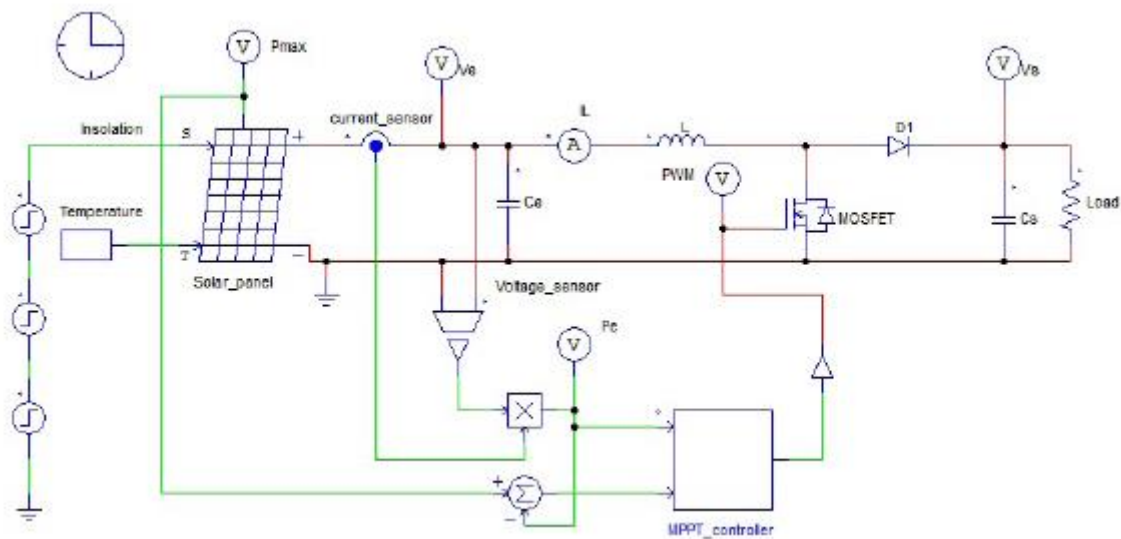


Figure I-17: Model complet d'un système PV avec MPPT

Les deux algorithmes P&O classique et amélioré sont implémentés dans le bloc de contrôle MPPT illustré dans la Figure I-17. Les résultats de la simulation illustrés sur la Figure I-18 montre l'intérêt de l'algorithme MPPT, sous une irradiance de 500, 1000 et 1500 W/m^2 . Les valeurs de MPP (30W, 60W et 90W) sont affichées en bleu, alors que les valeurs de la puissance réelle extraite du PV sont affichées en rouge.

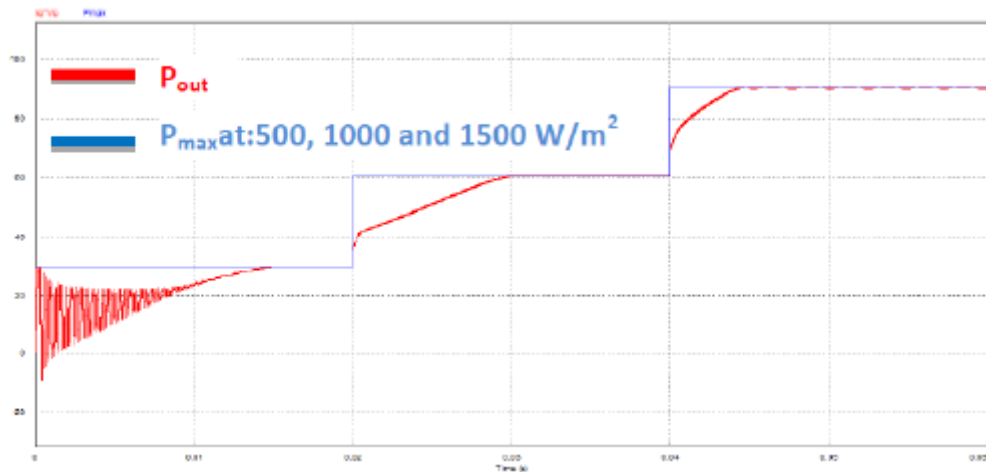


Figure I-18: Simulation de la puissance de sortie du système PV avec MPPT

Pour démontrer la performance de l'algorithme P&O amélioré par rapport à P&O classique, nous avons élargi l'échelle de simulation de la réponse du système MPPT.

Nous remarquons sur la Figure I-19 et la Figure I-20 que le système avec un algorithme P&O classique présente un taux d'instabilité plus élevé que celui de l'algorithme P&O amélioré, qui a une grande précision.

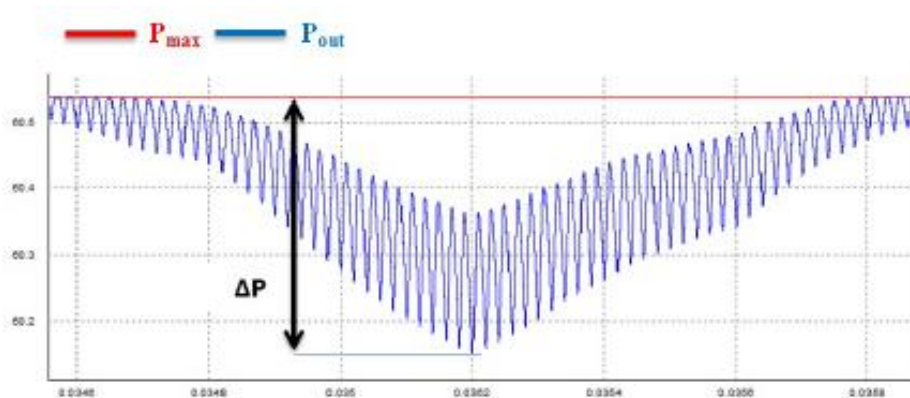


Figure I-19: Réponse en puissance de l'algorithme P&O classique

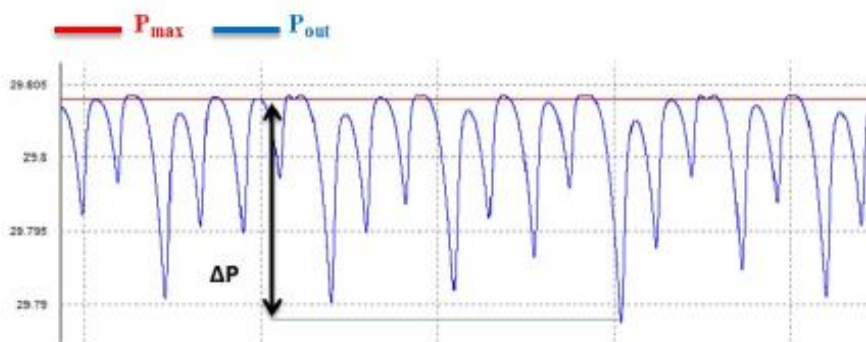


Figure I-20: Réponse en puissance de l'algorithme P&O amélioré

$$\Delta P_{enhanced\ P\&O} \approx 15mW \quad (I.4)$$

$$\Delta P_{Classical\ P\&O} \approx 400mW \quad (I.5)$$

$$\Delta P_{enhanced\ P\&O} \ll \Delta P_{Classical\ P\&O} \quad (I.6)$$

Les résultats de simulation de l'algorithme proposé conduisent aux équations (I.4), (I.5) et (I.6), cela confirme l'efficacité du nouvel algorithme P&O amélioré.

Pour valider expérimentalement ces résultats, un algorithme MPPT sera implémenté sur un microcontrôleur et une application Labview. Le programme développé va contrôler la charge du panneau photovoltaïque en détectant la tension (V) et le courant (I) pour déterminer le point de fonctionnement unique où les valeurs de courant et de tension correspondent à la puissance maximale. L'objectif du système solaire MPPT est de faire correspondre l'impédance de la charge à l'impédance optimale du PV.

La mise en œuvre complète du système, y compris le contrôleur MPPT, le capteur de courant et de tension et le convertisseur DC-DC est illustré sur la Figure I-21.

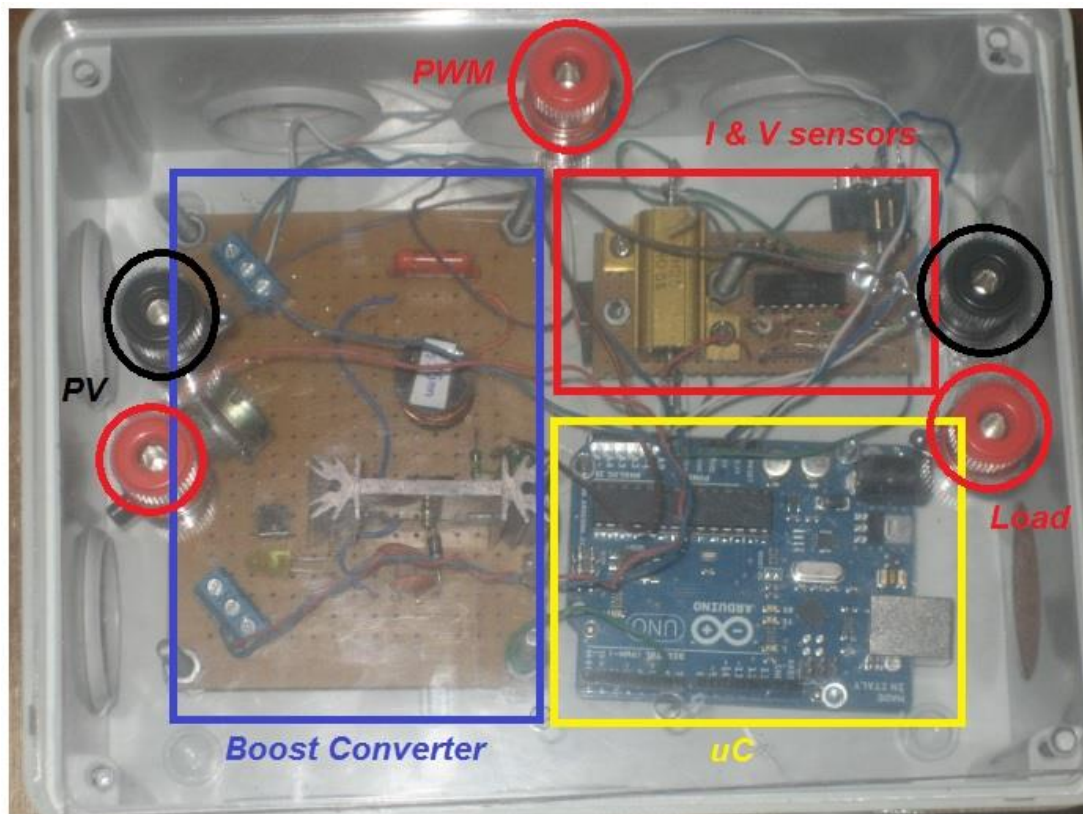


Figure I-21: Implémentation matériel du système MPPT



Figure I-22: Interface graphique de contrôle du système MPPT

L'interface graphique développée par Labview (Figure I-22) permet à l'utilisateur l'accès à plusieurs fonctionnalités de commande et de supervision sous forme d'indicateurs et de contrôles. En effet, on trouve :

- Un bouton qui permet de démarrer ou arrêter l'opération du système.
- Un indicateur du mode actuellement utilisé (*automatique ou manuel*).
- Indicateurs numériques et graphiques montrant la puissance du PV, la tension et le courant en temps réel, la puissance maximale, l'algorithme MPPT utilisé et la valeur du rapport cyclique.

Ces options et indicateurs de contrôle constituent l'interface de base nécessaire pour contrôler le système. Des indicateurs supplémentaires et des boutons de commande sont ajoutés pour offrir une accessibilité supplémentaire au système.

I.7.4 Systèmes de stockage d'énergie

Les périodes de production et les périodes de consommation d'énergie sont très fréquemment décalées. Même lorsqu'elles sont partiellement en phase, il est peu probable qu'il existe une parfaite adéquation entre les niveaux de production et de consommation. Dans ce cas un minimum de stockage d'énergie s'avère indispensable. Le stockage retenu est en général un stockage d'énergie électrique par batteries d'accumulateurs électrochimiques.

1.7.4.1 Configuration du système de stockage

Les systèmes de stockage peuvent produire une tension continue parfaitement stable, mais pour être compatibles avec le réseau de distribution ou un MG AC, cela doit être convertie en une tension alternative. Pour obtenir la tension ou le courant requis, différentes configurations des systèmes de stockage sont disponibles. Une unité de stockage batterie se compose de plusieurs cellules, Chaque cellule unique peut être connectée aux autres cellules en série ou en parallèle. Le but des différentes configurations du système de stockage est de fournir de l'énergie demandée par les charges installées sur le MG (*répondre au besoin énergétique du consommateur final*), ou de transférer l'électricité vers le réseau électrique principal après une conversion DC-AC à l'aide d'un onduleur. Donc, un système de batteries nécessite un système de stockage d'énergie (BESS) qui comprend un convertisseur DC-DC plus un onduleur. Le stockage d'énergie est bidirectionnel dans le sens où il stocke de l'énergie pendant le temps de charge. Et aussi, il fournit de l'énergie pendant la décharge de ou vers le réseau [20].

Un système de stockage d'énergie, qui consiste en une batterie et un convertisseur DC-AC est la configuration la plus simple qui peut être connectée au réseau principal. L'accouplement avec un MG implique l'intégration d'un transformateur. Le principal inconvénient du système est le fait que le transformateur basse fréquence placée à la sortie de l'onduleur rend le système volumineux et coûteux [20].

Parfois, un convertisseur DC-DC bidirectionnel est placé entre les systèmes de stockage d'énergie de la batterie et l'onduleur, ce qui permet au convertisseur de fournir suffisamment de tension à l'entrée de l'onduleur, et à l'onduleur de produire une tension alternative compatible avec le réseau de distribution.

1.7.4.2 Système de gestion de la batterie « BMS »

Un système de gestion de batterie (BMS) est un terme qui englobe plusieurs fonctions, à savoir :

- L'acquisition et la communication des mesures au travers d'un bus de communication.
- La protection des cellules.
- Le contrôle de la charge (*protection contre les charges profondes et la surcharge*)
- L'équilibrage des cellules durant les deux opérations de charge et de décharge
- La détermination de l'état de santé (SOH)
- La détermination de l'état de charge (SOC)
- La gestion optimale de l'énergie.
- la gestion thermique du pack.

Ces fonctions ont pour principaux objectifs, de prolonger la durée de vie des composantes de la batterie, de la protéger contre tous les dommages éventuels et de veiller à maintenir la batterie à un niveau de fonctionnement optimal.

Parmi ces fonctions, on peut distinguer des fonctions électroniques parmi lesquelles, on compte les systèmes d'instrumentation : capteurs de tension, de courant et de température, ainsi que les systèmes de communication des données vers le centre décisionnel de la BMS (*bus CAN, Ethernet, RS232, LIN, etc.*). Des fonctions logicielles aussi dont le rôle est principalement la gestion de l'énergie au sens large.

I.8 Les charges dans un micro réseau

Les charges dans un MG peuvent être sensibles ou non sensibles à la qualité du signal électrique produit. En outre, chaque type de charge peut être soit électrique, soit thermique. La puissance est fournie aux charges simultanément par le réseau principal et le MG lorsque ce dernier est en mode connecté. Les charges ne reçoivent que la puissance du MG lorsque ce dernier fonctionne en mode autonome, ce qui implique une isolation de charge afin que le MG puisse maintenir l'équilibre de puissance.

Le point de couplage commun (PCC) est un commutateur statique qui joue un rôle d'interface important entre le réseau principal et le micro réseau. C'est le point dans le circuit électrique où le MG est connecté au réseau principal. Il permet au MG de se connecter et de se déconnecter du réseau principal lorsque des perturbations se produisent. Il garantit la protection des charges sensibles au MG dans les cas suivants:

- La tension s'atténue dans le réseau principal à cause des charges asymétriques.
- La fréquence du réseau principal est hors limites.
- L'injection d'un courant élevé du réseau principal dans le système, provoquant un défaut.
- Mauvaise qualité de tension (*perturbations et parasites*).

I.9 Couche de contrôle d'un micro réseau

Un système de contrôle d'un MG garantit que l'ensemble des tâches de contrôle soient achevées. L'ensemble des opérations de contrôle peuvent être classées en trois couches, comme on le distingue sur la Figure I-23.

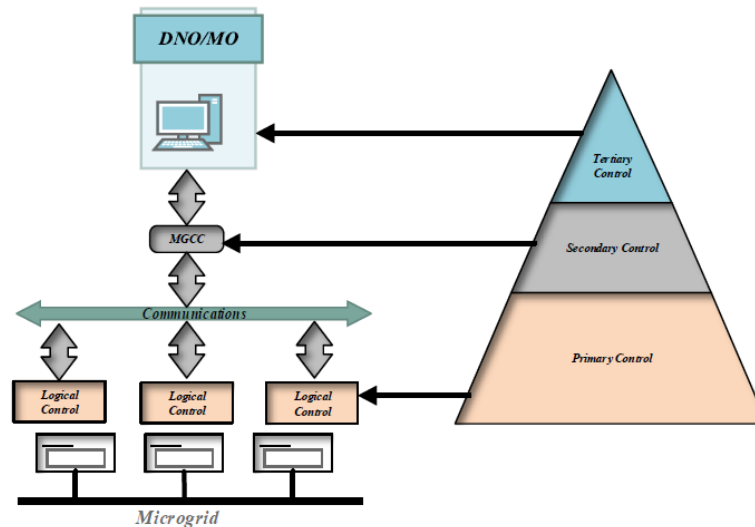


Figure I-23: Couches de communication dans un micro réseau (contrôleur local et centralisé)

Ces niveaux de contrôle sont les suivants [23] :

- Le premier niveau est celui inférieur contenant les algorithmes de contrôle local qui sont responsables du contrôle des sources d'énergie distribuées (DES), des charges locales et de l'équilibre de la puissance active et réactive. À ce niveau, certaines décisions peuvent être prises localement lorsqu'un MG opère avec un contrôle décentralisé. Tandis que lorsqu'il opère dans un contrôle centralisé, il se comporte comme un nœud et recevra un point de consigne de la centrale de contrôle du MG (MGCC).
- Le deuxième niveau de contrôle se réfère au MGCC; C'est la zone où les clusters DER sont intégrés dans le micro réseau. La MGCC est responsable de la stabilisation de la tension et de la fréquence dans une gamme spécifique et limitée au PCC. En outre, il est responsable des pouvoirs actifs et réactifs expédiés à partir d'un DER individuel.
- Le troisième et dernier niveau est le contrôle de l'opérateur de réseau de distribution (DNO) incorporant un opérateur de marché (MO), situé dans le réseau principale. Cela représente la zone de gestion supérieure et facilite l'achat et la vente d'énergie entre les consommateurs.

I.10 Conclusion

Ce chapitre introduit le contexte de notre travail en s'appuyant sur les références bibliographiques. Dans un premier temps nous avons dévoilé le concept d'un MG, ses configurations ainsi que ces composants. Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux sources d'énergies distribuées. En particulier le générateur PV est présenté en détail: son principe de fonctionnement, caractéristiques et modélisation en vue d'une utilisation dans le MG. Des algorithmes de poursuite de point de puissance maximale (MPPT) et leurs performances énergétiques ont été présentés. Les deux algorithmes MPPT à pas fixe étudiés sont P&O et INC Cond. Ils sont ensuite comparés à la technique de maximisation P&O améliorée que nous avons proposé afin d'améliorer les performances de suivi en terme de stabilité et de précision. L'analyse qui découle de cette comparaison par simulation et aussi expérimentalement permet de vérifier les performances de l'algorithme proposé.

Les interfaces électroniques de puissance et de la commande dédiées à des MGs autonomes seront développées dans les chapitres suivants.

Chapitre II : Convertisseurs DC/DC non isolés

II.1 Introduction

La plupart des générateurs dispersés sont interfacés au micro réseau à travers des convertisseurs électroniques dont le système de contrôle permet de gérer les puissances générées sur le réseau et implémenter aussi une protection contre les courants et les tensions excessifs.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux convertisseurs continu-continu (DC/DC) qui semblent les plus adaptés aux applications autonomes de moyenne puissance et aux systèmes multi-sources. Les convertisseurs (DC/DC) sont des circuits électroniques de puissance qui convertissent une tension continue en une tension de même nature mais de niveau différent, souvent utilisés pour fournir une tension de sortie régulée. Les circuits décrits dans ce chapitre sont classés parmi les convertisseurs (DC/DC) non isolés, également appelé : Alimentations à découpage.

Ce chapitre présente les circuits de base des convertisseurs DC/DC leur principe de fonctionnement, leurs variantes et leurs configurations. Les différentes techniques de conception et de dimensionnement de ces dispositifs de puissance seront aussi étalées. Les trois variantes du système de conversion DC/DC seront exposées : Les convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost qui sont adaptés aux différentes applications liées à la conception d'un micro réseau intelligent isolé.

II.2 Régulateurs de tension linéaires

Un procédé de conversion d'une tension continue vers une autre tension continue inférieure est un circuit simple, comme illustré sur la Figure II-1. La tension de sortie est :

$$V_0 = R_L \cdot i_L \quad (\text{II.1})$$

Où le courant de charge i_L est commandé par le transistor. En ajustant le courant de base du transistor, la tension de sortie peut être contrôlée dans une plage qui varie entre 0 et V_s . Le courant de base peut être ajusté pour compenser les variations de la tension d'alimentation ou la charge, régulant ainsi la sortie. Ce type de circuit est appelé convertisseur continu-continu, linéaire ou tout simplement régulateur linéaire, car le transistor fonctionne dans la zone linéaire, plutôt que dans les régions de saturation ou de coupure. En effet le transistor fonctionne comme une résistance variable [24].

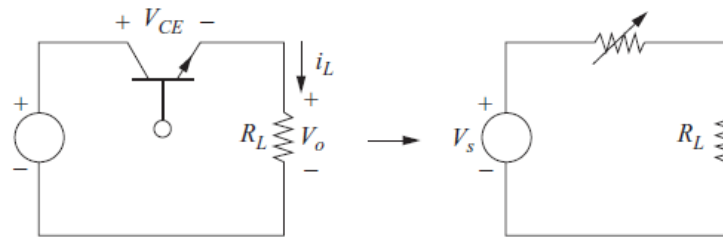


Figure II-1: Principe de fonctionnement d'un régulateur linéaire

Bien que cela puisse être un moyen simple de convertir une tension continue à une autre tension continue inférieure, ou tout simplement de réguler la tension de sortie. La faible efficacité de ce circuit est un grave inconvénient pour les applications de puissance et surtout les applications solaires. La puissance absorbée par la charge est : $V_o \cdot i_L$, et la puissance absorbée par le transistor est : $V_{CE} \cdot i_L$. En supposant un courant de base faible. La perte de puissance dans le transistor rend ce circuit inefficace. Des tensions de sortie inférieures mènent à des rendements encore plus faibles. Par conséquent, le régulateur de tension linéaire ne convient que pour les applications de faible puissance.

II.3 Régulateurs de tension en commutation

Une alternative efficace du régulateur linéaire est le convertisseur en commutation [24]. Dans ce type de convertisseurs, le transistor fonctionne comme un commutateur électronique en étant complètement fermé ou complètement ouvert. Ce circuit est également connu comme un hacheur à courant continu. En supposant que le commutateur est idéal dans la Figure II-1, la sortie est la même que l'entrée lorsque l'interrupteur est fermé, et la sortie est zéro lorsque l'interrupteur est ouvert. L'ouverture et la fermeture périodique de l'interrupteur génère à la sortie des impulsions représentées sur la Figure II-2(c).

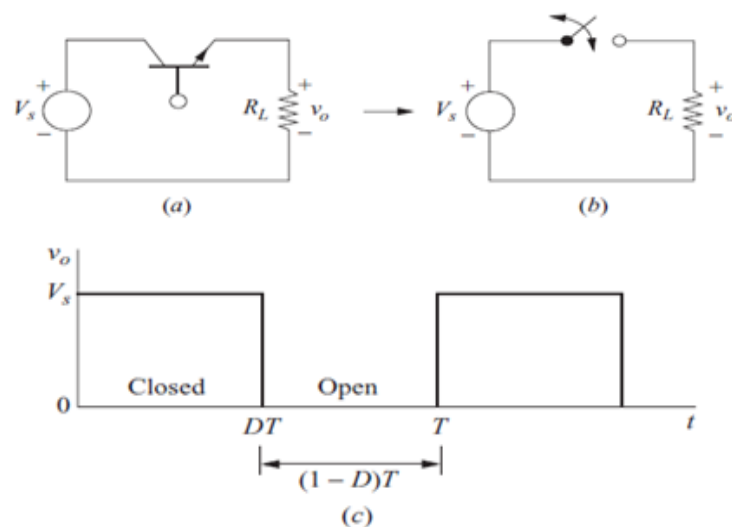


Figure II-2: (a)(b) Convertisseur DC-DC de base; (c) Tension de sortie

La tension de sortie moyenne ou ce qu'on appelle la composante continue est exprimée par l'équation (II.2) :

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (\text{II.2})$$

La composante continue de la tension de sortie est contrôlée en ajustant le rapport cyclique D , qui est la fraction de la période de commutation lorsque l'interrupteur est fermé, il est défini par l'équation (II.3) où f est la fréquence de commutation.

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T} = t_{ON} \cdot f \quad (\text{II.3})$$

La composante continue de la tension de sortie est inférieure ou égale à la tension d'entrée de ce circuit.

La puissance absorbée par le commutateur idéal est zéro. Lorsque l'interrupteur est ouvert, il n'y a pas de courant qui circule. Par conséquent, toute la puissance est absorbée par la charge lorsque l'interrupteur est fermé et le rendement énergétique est de 100%. Les pertes se produisent dans un commutateur réel parce que la tension aux bornes de ce dernier ne sera pas nul quand il est fermé, il présente donc une résistance interne ($R_{D_{ON}}$) qui n'est pas nulle (*le commutateur doit passer à travers la région linéaire lors d'un passage d'un état à l'autre*).

II.4 Le convertisseur DC-DC abaisseur « Buck Converter »

Commander la composante continue d'une tension de sortie d'un régulateur en commutation peut être suffisante pour certaines applications telles que le contrôle de la vitesse d'un moteur à courant continu [24], mais souvent, l'objectif est de produire une sortie qui est purement continu. Pour obtenir ce résultat à partir du circuit de la Figure II-1, on doit insérer un filtre passe-bas après l'interrupteur.

La Figure II-3 représente un circuit convertisseur de base muni d'un filtre passe-bas 'LC'. La diode laisse passer le courant de l'inductance lorsque le commutateur est ouvert et elle est polarisée en inverse lorsque l'interrupteur est fermé. Ce circuit est appelé un convertisseur abaisseur de tension ou tout simplement un convertisseur abaisseur car la tension de sortie est toujours inférieure à celle de l'entrée.

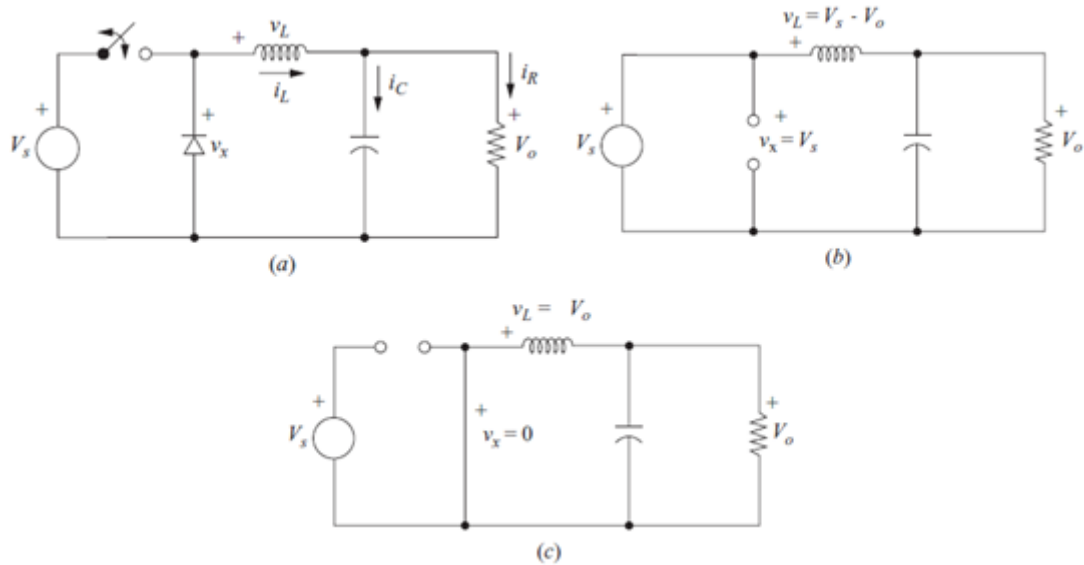


Figure II-3: (a) Convertisseur DC/DC Buck, (b) Circuit équivalent interrupteur fermé, (c) Circuit équivalent interrupteur ouvert

En général les convertisseurs abaisseurs « Buck », ont les propriétés suivantes lors de fonctionnement en régime permanent:

- Le courant qui traverse l'inductance est périodique :

$$i_L(t) = i_L(t + T) \quad (\text{II.4})$$

- La tension moyenne d'inductance est nulle:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (\text{II.5})$$

- Le courant moyen du condensateur est nul:

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(\lambda) d\lambda = 0 \quad (\text{II.6})$$

- La puissance fournie par la source est la même que la puissance délivrée à la charge.

Pour les composants non idéals, il faut prendre en considération les pertes :

$$P_s = P_o : \text{"cas idéal"} \quad (\text{II.7})$$

$$P_s = P_o + \text{Pertes} : \text{"cas non idéal"} \quad (\text{II.8})$$

Pour analyser le convertisseur DC/DC abaisseur de la Figure II-3, nous considérons les hypothèses suivantes:

- Le circuit fonctionne en régime permanent.
- Un courant d'inductance continue (*toujours positif*).
- Le condensateur est de très grande valeur, et la tension de sortie est maintenue constante à la tension V_o .

d. La période de commutation est T; l'interrupteur est fermé pour le temps « D.T » et ouvert pour le temps « (1-D) T ».

e. Les composants sont idéals.

Afin de déterminer la tension de sortie V_o , il faut examiner la tension et le courant de l'inductance pour les deux états du commutateur : fermé, puis ouvert. La variation nette du courant de l'inductance sur une période doit être zéro pour un fonctionnement supposé en régime permanent et la tension moyenne de l'inductance est nulle.

II.4.1 Analyse pour un commutateur fermé :

Lorsque l'interrupteur est fermé (*dans le circuit de convertisseur abaisseur de la Figure II-3(a)*), la diode est polarisée en inverse et le circuit équivalent est représenté par la Figure II-3(b). La tension aux bornes de l'inductance est :

$$v_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (\text{II.10})$$

Étant donné que la dérivée du courant di_L/dt est une constante positive, le courant croît de façon linéaire comme représenté sur la Figure II-4(b). La variation du courant lorsque le commutateur est fermé est calculé en modifiant l'équation précédente.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (\text{II.11})$$

$$(\Delta i_L)_{\text{fermé}} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (\text{II.12})$$

II.4.2 Analyse pour un commutateur ouvert

Lorsque l'interrupteur est ouvert, la diode devient polarisée en direct, elle est parcourue dans ce cas par le courant d'inductance. Le circuit équivalent est illustré par la Figure II-3(c). La tension aux bornes de l'inductance lorsque le commutateur est ouvert est donc :

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.13})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} ; \text{"commutateur Ouvert"} \quad (\text{II.14})$$

La dérivée du courant dans la bobine d'inductance, dans ce cas, est une constante négative ; donc le courant décroît linéairement comme représenté sur la Figure II-4(b). La variation de courant dans l'inductance lorsque le commutateur est ouvert est :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (\text{II.15})$$

$$(\Delta i_L)_{\text{ouvert}} = \left(\frac{-V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (\text{II.16})$$

Un fonctionnement en régime permanent exige que le courant d'inductance à la fin de chaque cycle de commutation soit identique à celle au début, ce qui signifie que la variation nette du courant dans l'inductance pendant une période complète est nulle. Cela nécessite :

$$(\Delta i_L)_{\text{ouvert}} + (\Delta i_L)_{\text{fermé}} = 0 \quad (\text{II.17})$$

En utilisant les deux équations (II.12) et (II.16) on obtient :

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (\text{II.18})$$

En résolvant l'équation précédente, on trouve :

$$V_o = DV_s \quad (\text{II.19})$$

Ce résultat est le même que celui déterminé dans l'équation (II.2). Le convertisseur abaisseur de tension « Buck » produit une tension de sortie qui est toujours inférieure ou égale à l'entrée.

Une autre solution est basée sur la tension de l'inductance, comme représenté sur la Figure II-1 Figure II-4. Etant donné que la tension d'inductance moyenne est égale à zéro durant une période :

$$V_L = (V_s - V_o)DT - (V_o)(1-D)T = 0 \quad (\text{II.20})$$

En résolvant l'équation précédente, on trouve le même résultat que dans l'équation (II.19).

A noter que la tension de sortie ne dépend que de l'entrée et du rapport cyclique D. Si la tension d'entrée varie, la tension de sortie peut être réglée en ajustant le rapport cyclique de manière appropriée. Une boucle de rétroaction est nécessaire pour échantillonner la tension de sortie, la comparer à une référence et régler le rapport cyclique de l'interrupteur en conséquence.

Le courant moyen inducteur doit être le même que celui de la résistance de charge, puisque le courant moyen du condensateur doit être zéro pour un fonctionnement en régime permanent:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (\text{II.21})$$

Étant donné que la variation du courant parcourant l'inductance est définie par les équations (II.12) et (II.16), les valeurs maximales et minimales du courant d'inductance sont déterminées comme suit :

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (\text{II.22})$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (\text{II.23})$$

Avec $f = 1/T$ est la fréquence de commutation.

Pour que l'analyse précédente soit validée, on doit vérifier la continuité du courant dans l'inductance. Pour ce faire, il suffit de calculer le courant minimal qui parcourt l'inductance à partir de l'équation (II.23). La valeur minimale du courant d'inductance doit être positive pour que le convertisseur puisse fonctionner dans le mode de conduction continu.

$$I_{\min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \geq 0 \quad (\text{II.24})$$

$$fL_{\min} = \frac{R(1-D)}{2} \quad (\text{II.25})$$

Si la fréquence de commutation souhaitée est établie, alors nous avons :

$$L_{\min} = \frac{R(1-D)}{2f} \quad (\text{II.26})$$

Où L_{\min} est l'inductance minimale requise pour que le courant dans l'inductance soit continu. En pratique, une valeur d'inductance supérieure à L_{\min} est souhaitable pour assurer un courant continu. Dans la conception d'un convertisseur « Buck », la variation crête-à-crête dans le courant d'inductance est souvent utilisée comme critère de conception. L'équation (II.22) peut être combinée avec l'équation (II.23) pour déterminer la valeur de la bobine pour un courant crête à crête spécifié pour un fonctionnement en mode de conduction continue:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT = \left(\frac{V_s - V_o}{Lf} \right) D = \frac{V_o(1-D)}{Lf} \quad (\text{II.27})$$

Où :

$$L = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_L f} \right) D = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_L f} \quad (\text{II.28})$$

En supposant les composants du convertisseur « Buck » idéals, la puissance fournie par la source doit être la même que la puissance absorbée par la charge.

$$P_s = P_o \quad (\text{II.29})$$

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (\text{II.30})$$

La relation (II.30) est semblable à la relation tension-courant pour un transformateur dans les applications en courant alternatif par conséquent, le circuit de convertisseur abaisseur « Buck » est équivalent à un transformateur de courant continu.

II.4.3 Ondulation de la tension de sortie :

Dans l'analyse précédente, la capacité du condensateur a été supposée être très importante pour maintenir constante la tension de sortie. En pratique, la tension de sortie ne peut pas être maintenue parfaitement constante avec une capacité limitée. La variation de la tension de sortie ou l'ondulation est calculée à partir de la relation courant-tension du condensateur. Le courant dans le condensateur est donc :

$$i_C = i_L - i_R \quad (\text{II.31})$$

Tant que le courant du condensateur est positif, le condensateur se charge. A partir de la définition de la capacité :

$$Q = CV_o \quad (\text{II.32})$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (\text{II.33})$$

La variation de la charge ΔQ est la surface du triangle au-dessus de l'axe des temps (Figure II-4):

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T * \Delta i_L}{8} \quad (\text{II.34})$$

Ce qui conduit à la variation de la tension de sortie suivante :

$$\Delta V_o = \frac{T * \Delta i_L}{8 * C} \quad (\text{II.35})$$

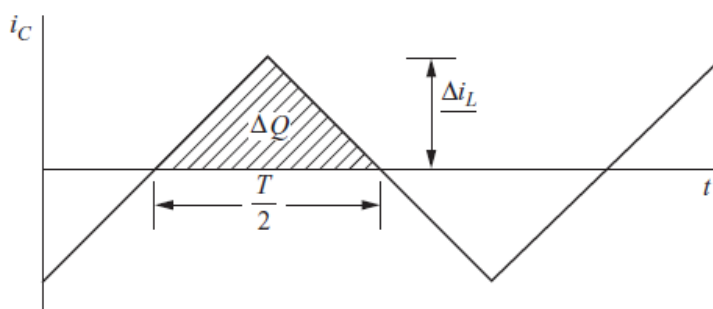


Figure II-4: *Forme d'onde de sortie du convertisseur Buck (courant de capacité de sortie)*

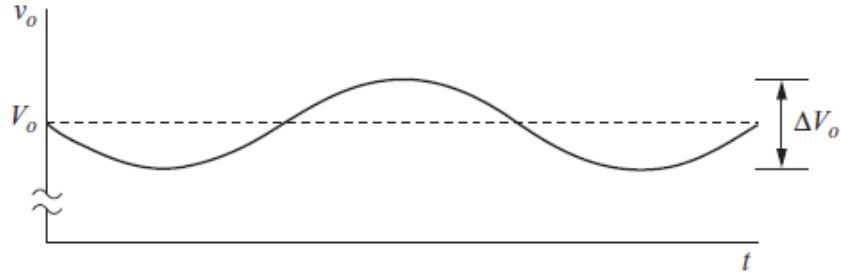


Figure II-5: Forme d'onde de sortie du convertisseur Buck (Ondulation de tension de sortie)

En utilisant la formule de Δi_L l'équation (II.35) devient;

$$\Delta V_o = \frac{T * V_o}{8CL} (1 - D)T = \frac{V_o}{8CLf^2} (1 - D) \quad (II.36)$$

Dans cette équation, ΔV_o est la tension d'ondulation crête-à-crête à la sortie, (Figure II-5). Il est également utile d'exprimer l'ondulation en tant que fraction de la tension de sortie comme suit :

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1 - D)}{8CLf^2} \quad (II.37)$$

Dans les étapes de conception, il est utile de réarranger l'équation précédente pour exprimer la capacité requise en termes d'ondulation de tension spécifiée:

$$C = \frac{(1 - D)}{8 (\Delta V_o/V_o) Lf^2} \quad (II.38)$$

Si l'ondulation n'est pas grande, l'hypothèse d'une tension de sortie constante est raisonnable et l'analyse précédente est valide.

II.4.3 Ondulation de la tension de sortie C_{ESR}

Les équations (II.36), (II.37) de l'ondulation de la tension de sortie sont basées sur un modèle idéal du condensateur [24]. Un condensateur réel peut être modélisé comme une capacité en série avec une résistance équivalente (ESR) et une inductance série équivalente (ESL). La résistance ESR peut avoir un effet significatif sur l'ondulation de la tension de sortie, produisant souvent une tension d'ondulation supérieure à celle produite par une capacité idéale. L'inductance ESL dans le condensateur n'est habituellement pas un facteur significatif aux fréquences de commutation typiques. Figure II-6 montre un modèle de condensateur qui convient à la plupart des applications.

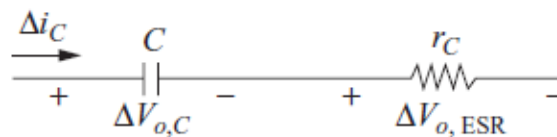


Figure II-6: Modèle du condensateur de sortie incluant la résistance série équivalente (ESR).

L'ondulation due à la résistance ESR peut être approchée en déterminant tout d'abord le courant dans le condensateur et en supposant que le condensateur soit idéal. Pour les convertisseurs abaisseurs « Buck » en mode de conduction continu, le courant qui traverse le condensateur a la forme d'onde triangulaire (Figure II-4). La variation de tension à travers la résistance du condensateur est :

$$\Delta V_{0,ESR} = \Delta i_c r_c = \Delta i_L r_c \quad (\text{II.39})$$

Pour estimer la condition limite, on pourrait supposer que la tension d'ondulation crête à crête due à la résistance ESR s'ajoute algébriquement à l'ondulation due à la capacité. Cependant, les pics d'ondulation du condensateur et les tensions d'ondulation ESR ne coïncident pas, donc :

$$\Delta V_0 < \Delta V_{0,C} + \Delta V_{0,ESR} \quad (\text{II.40})$$

La tension d'ondulation due à la résistance ESR peut être beaucoup plus grande que l'ondulation due à la capacité pure. Dans ce cas, le condensateur de sortie est choisi sur la base de la résistance série équivalente plutôt que de la capacitance seulement.

$$\Delta V_0 \approx \Delta V_{0,ESR} + \Delta i_c r_c \quad (\text{II.41})$$

La résistance ESR d'une capacité est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité elle-même (*une plus grande capacité produit une ESR inférieure*).

II.5 Le convertisseur DC-DC élévateur « Boost Converter »:

Le convertisseur DC-DC élévateur « Boost converter » est représenté sur la Figure II-7. Il s'agit d'un autre type de convertisseurs de commutation qui fonctionne en ouvrant et en fermant périodiquement un commutateur électronique. Il est appelé un convertisseur élévateur parce que la tension de sortie est plus grande que celle d'entrée.

Pour analyser le comportement de ce type de convertisseur, on suppose ce qui suit :

- a. Le système est stable en régime permanent.
- b. T est la période de commutation, l'interrupteur est fermé pour le temps DT et ouvert pour (1-D) T.
- c. Le courant qui parcourt l'inductance est continu (*toujours positif*).
- d. Le condensateur est très grand, et la tension de sortie est maintenue constante à la tension V_o .
- e. Les composants sont idéaux.

L'analyse se poursuit en examinant la tension et le courant de l'inductance pour le commutateur fermé et de nouveau pour le commutateur ouvert.

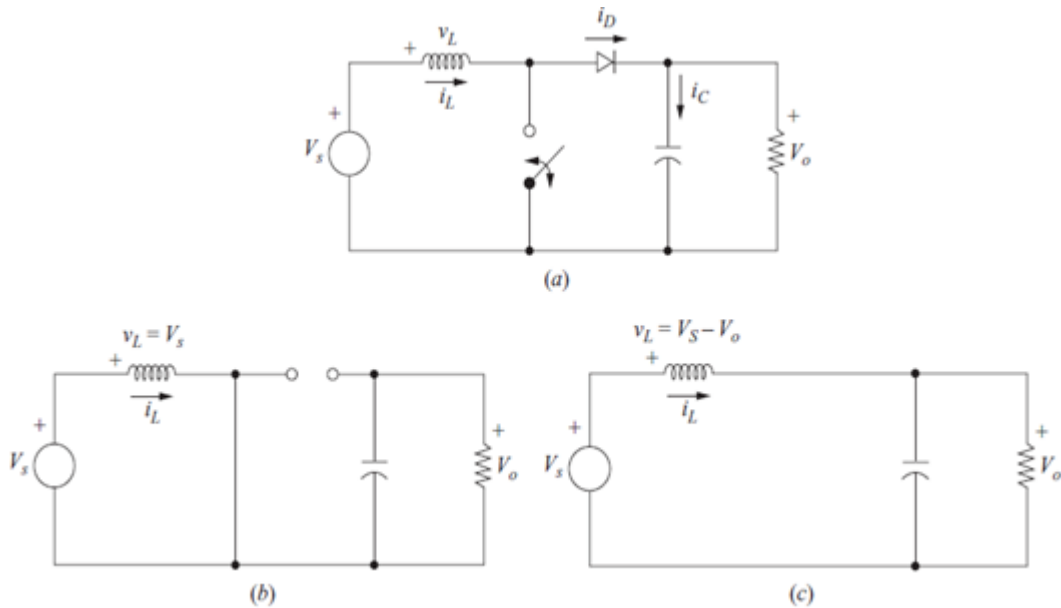


Figure II-7:(a) Convertisseur Boost, (b) Circuit équivalent pour l'interrupteur fermé (c) Circuit équivalent pour l'interrupteur ouvert

II.5.1 Analyse pour un commutateur fermé

Lorsque le commutateur est fermé, la diode est polarisée en inverse. En appliquant La loi de Kirchhoff autour de la maille contenant la source, l'inducteur et le commutateur fermé on trouve :

$$V_s = V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{Ou :} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (\text{II.42})$$

Le taux de variation de courant est constant, de sorte que le courant augmente linéairement lorsque le commutateur est fermé (Figure II-18(b)).

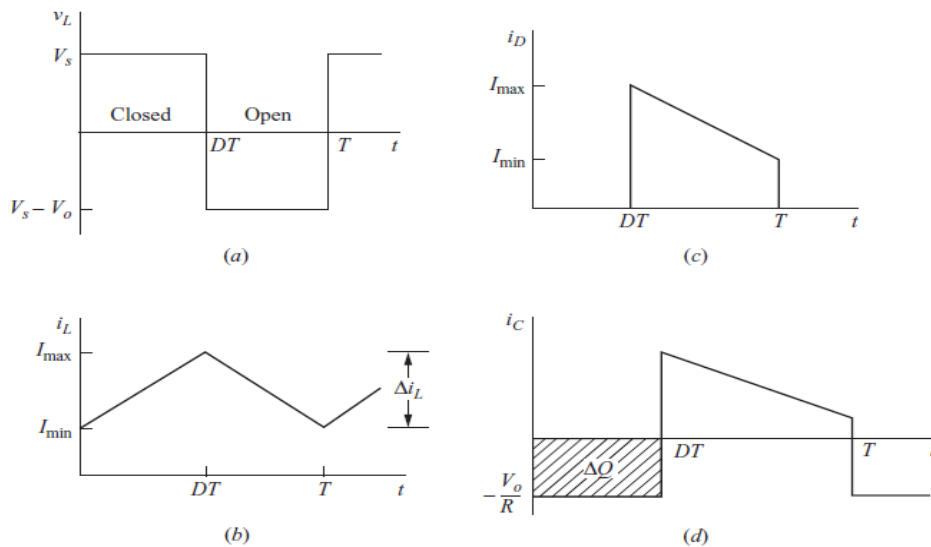


Figure II-8:(a) Tension d'inductance (b) Courant d'inductance (c) Courant de Diode (d) Courant de capacité

La variation du courant dans l'inductance est calculée à partir de la formule suivante :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (\text{II.43})$$

L'expression de Δi_L pour le cas d'un interrupteur fermé est alors:

$$(\Delta i_L)_{\text{fermé}} = \frac{DTV_s}{L} \quad (\text{II.44})$$

II.5.2 Analyse pour un commutateur ouvert

Lorsque le commutateur est ouvert, le courant qui parcourt l'inductance ne peut pas changer instantanément, donc la diode devient polarisée en direct pour permettre au courant d'inductance de circuler. En supposant que la tension de sortie V_o est constante, la tension à travers l'inductance est donnée par :

$$V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} ; \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (\text{II.45})$$

Le taux de variation du courant dans l'inductance est constant, de sorte que le courant doit changer linéairement lorsque l'interrupteur est ouvert. Donc la variation du courant de l'inductance lorsque le commutateur est ouvert est exprimée par :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (\text{II.46})$$

D'où l'expression de Δi_L dans le cas d'un interrupteur fermé:

$$(\Delta i_L)_{\text{ouvert}} = \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} \quad (\text{II.47})$$

Pour le fonctionnement en régime permanent, la variation nette du courant qui parcourt l'inductance doit être nulle:

$$(\Delta i_L)_{\text{ouvert}} + (\Delta i_L)_{\text{fermé}} = 0 \quad (\text{II.48})$$

$$\frac{DTV_s}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (\text{II.49})$$

La tension V_o est alors définie comme suit:

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (\text{II.50})$$

L'équation (II.50) montre que si le commutateur est toujours ouvert et D est égal à zéro, la tension de sortie est la même que l'entrée. Comme le rapport cyclique augmente, le dénominateur de l'équation devient plus petit, ce qui conduit à une tension de sortie plus importante. Donc, le convertisseur élévateur produit une tension de sortie qui est supérieure ou égale à la tension d'entrée. Cependant, la tension de sortie ne peut être jamais inférieure à celle de l'entrée, comme le cas des convertisseurs Buck.

Lorsque le rapport cyclique se rapproche de 1, la tension de sortie passe à l'infini selon l'équation (II.56). Cependant, cette équation repose sur des composants idéaux. Les composants réels qui ont des pertes empêcheront une telle occurrence. La Figure II-8 montre les courbes de tension et de courant pour le convertisseur Boost.

Le courant moyen dans l'inductance est déterminé en admettant que la puissance moyenne fournie par la source doit être la même que la puissance moyenne absorbée par la résistance de la charge. La puissance de sortie est donnée par :

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R} = V_0 I_0 \quad (\text{II.51})$$

Et on a :

$$V_S I_S = V_S I_L \quad (\text{II.52})$$

$$V_S I_L = \frac{V_0^2}{R} = \frac{[V_S / (1 - D)]^2}{R} = \frac{V_S^2}{R(1 - D)^2} \quad (\text{II.53})$$

$$I_L = \frac{V_S}{R(1 - D)^2} = \frac{V_0^2}{R V_S} = \frac{V_0 I_0}{V_S} \quad (\text{II.54})$$

Les courants maximum et minimum dans l'inductance sont déterminés en utilisant la valeur moyenne et la variation de courant dans l'équation (II.54).

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{R(1 - D)^2} + \frac{D T V_S}{2L} \quad (\text{II.55})$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{R(1 - D)^2} - \frac{D T V_S}{2L} \quad (\text{II.56})$$

L'équation (II.56) a été développée en supposant que le courant parcourant l'inductance est continu, ce qui signifie qu'il est toujours positif. Une condition nécessaire pour que ce courant reste continu est que I_{\min} doit être positif. Par conséquent, la limite entre le courant d'inducteur continu et discontinu est déterminée à partir de la formule suivante :

$$I_{\min} = \frac{V_S}{R(1 - D)^2} - \frac{D T V_S}{2L} \geq 0 \quad (\text{II.57})$$

Ce qui conduit à :

$$\frac{V_S}{R(1 - D)^2} = \frac{D T V_S}{2L} = \frac{D V_S}{2L f} \quad (\text{II.58})$$

La combinaison minimale de la valeur d'inductance et de la fréquence de commutation pour un mode de conduction continu dans le convertisseur Boost est donc :

$$f L_{\min} = \frac{D R (1 - D)^2}{2} \quad (\text{II.59})$$

La valeur minimale de l'inductance L requis pour avoir un fonctionnement en mode de conduction continu est alors :

$$L_{\min} = \frac{DR(1 - D)^2}{2f} \quad (\text{II.60})$$

Parfois, du point de vue conception il est très utile d'exprimer la valeur de l'inductance L en fonction de Δi_L .

II.5.3 Ondulation de la tension de sortie

Les équations précédentes ont été développées en supposant que la tension de sortie était constante, impliquant l'utilisation d'une capacité infinie. En pratique, une capacité infinie n'existe pas, une capacité finie entraînera une certaine fluctuation de la tension de sortie (*c'est ce qu'on appelle ondulation*).

L'ondulation de la tension de sortie crête à crête peut être déterminée à partir de la forme d'onde de courant parcourant le condensateur, représentée sur la Figure II-8. La variation de la charge du condensateur peut être définie à partir de la formule suivante :

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_0}{R}\right)DT = C\Delta V_0 \quad (\text{II.61})$$

Alors, l'expression de la tension d'ondulation est:

$$\Delta V_0 = \left(\frac{V_0}{RC}\right)DT = \left(\frac{V_0}{RCf}\right)D \quad (\text{II.62})$$

Où :

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RfC} \quad (\text{II.63})$$

Où f est la fréquence de commutation.

L'expression de la capacité en fonction d'ondulation de la tension de sortie est alors:

$$C = \frac{D}{R\left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right)f} \quad (\text{II.64})$$

II.5.4 Effet de la résistance d'inductance

Les inductances doivent être conçues de telle sorte à avoir une résistance équivalente série la plus petite possible pour minimiser les pertes de puissance par effet joule et maximiser l'efficacité du convertisseur. L'existence d'une résistance équivalente série faible ne modifie pas substantiellement l'analyse des convertisseurs abaisseurs, comme présenté précédemment dans ce chapitre. Cependant, cette résistance affecte les performances du convertisseur élévateur « Boost », en particulier à des rapports cycliques élevés.

Pour le convertisseur boost, la tension de sortie pour le cas idéal est :

$$V_0 = \frac{V_S}{1 - D} \quad (\text{II.65})$$

Pour étudier l'effet de la résistance équivalente série de l'inductance utilisée sur la tension de sortie, nous supposons que le courant I_L est approximativement constant. Le courant de source est le même que le courant d'inductance, et le courant moyen qui parcourt la diode est le même que le courant moyen de charge. La puissance fournie par la source doit être la même que celle absorbée par la charge et la résistance de l'inductance, négligeant les autres pertes.

$$P_S = P_0 + P_{r_L} \quad (\text{II.66})$$

$$V_S I_L = V_0 I_D + r_L I_L^2 \quad (\text{II.67})$$

Où r_L est la résistance équivalente série de l'inductance. Le courant de la diode est égal au courant de l'inductance lorsque l'interrupteur est ouvert et est nul lorsque l'interrupteur est fermé. Par conséquent, le courant moyen de la diode est :

$$I_D = I_L(1 - D) \quad (\text{II.68})$$

$$V_S I_L = V_0 I_L(1 - D) + r_L I_L^2 \quad (\text{II.69})$$

$$V_S = V_0(1 - D) + r_L I_L \quad (\text{II.70})$$

$$I_L = \frac{I_D}{1 - D} = \frac{V_0/R}{1 - D} \quad (\text{II.71})$$

$$V_S = V_0(1 - D) + r_L \frac{V_0/R}{1 - D} \quad (\text{II.72})$$

Finalement, nous déduisons la tension de sortie:

$$V_0 = \left(\frac{V_S}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + r_L/[R(1 - D)^2]} \right) \quad (\text{II.73})$$

L'équation (II.73) est similaire à celle d'un convertisseur idéal mais inclut un facteur de correction pour tenir compte de la résistance équivalente série de l'inductance.

La Figure II-9 montre la tension de sortie du convertisseur Boost avec et sans résistance d'inductance. La résistance équivalente série de l'inductance a également un effet sur le rendement énergétique des convertisseurs.

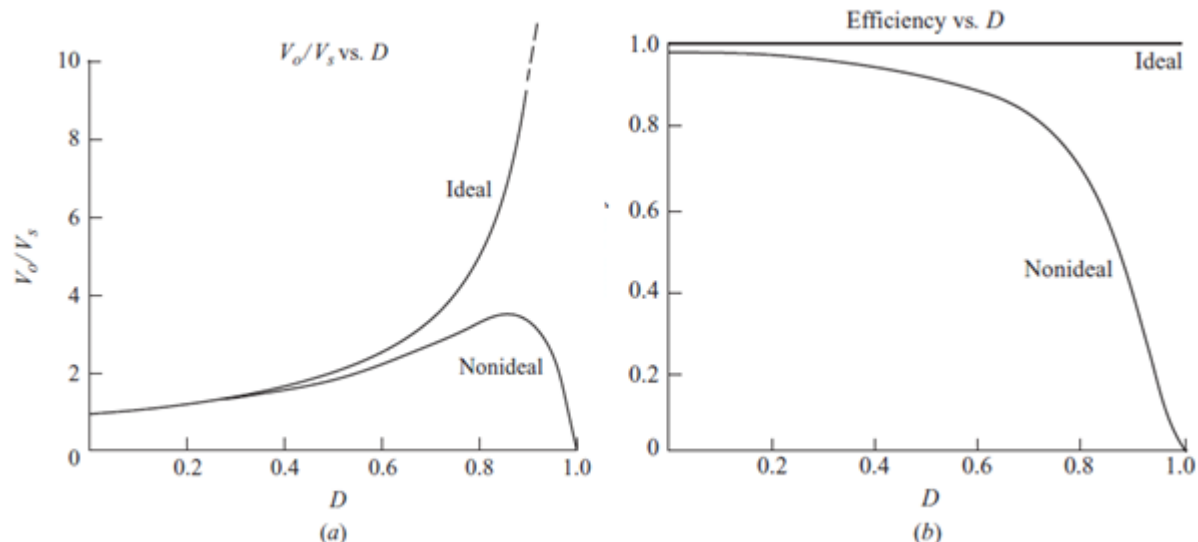


Figure II-9: Convertisseur Boost avec inductance non idéale (a) Tension de sortie (b) Efficacité d'un convertisseur Boost

L'efficacité est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance de sortie plus les pertes, ce facteur est donné respectivement par les équations (II.74) et (II.75) .

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\text{loss}}} = \frac{V_o^2/R}{V_o^2/R + I_L^2 r_L} \quad (\text{II.74})$$

En remplaçant le courant I_L par son expression (Equation (II.71)), on obtient l'équation suivante :

$$\eta = \frac{V_o^2/R}{V_o^2/R + \left(\frac{V_o/R}{1-D}\right)^2 r_L} = \frac{1}{1 + r_L/R(1-D)^2} \quad (\text{II.75})$$

II.6 Le convertisseur DC-DC « *Buck-Boost Converter* »

Un autre type de convertisseur de commutation de base, fréquemment utilisé dans l'industrie est le convertisseur Buck-Boost illustré par la Figure II-10 [24]. La tension de sortie de ce convertisseur peut prendre des valeurs supérieures ou inférieures à la tension d'entrée en fonction du signal de commande PWM.

Pour analyser ce type de convertisseur, il faut tout d'abord trouver la relation entre les tensions d'entrée, de sortie et du courant qui le parcourt, pour ce faire on va considérer les hypothèses suivantes :

- a. Le circuit fonctionne en régime permanent.
- b. Le courant traversant l'inductance est continu (MCC).
- c. La capacité du condensateur est assez grande pour considérer une tension de sortie constante.

- d. L'interrupteur est fermé durant le temps DT et ouvert durant $(1 - D) T$.
- e. Les composants utilisés sont idéaux.

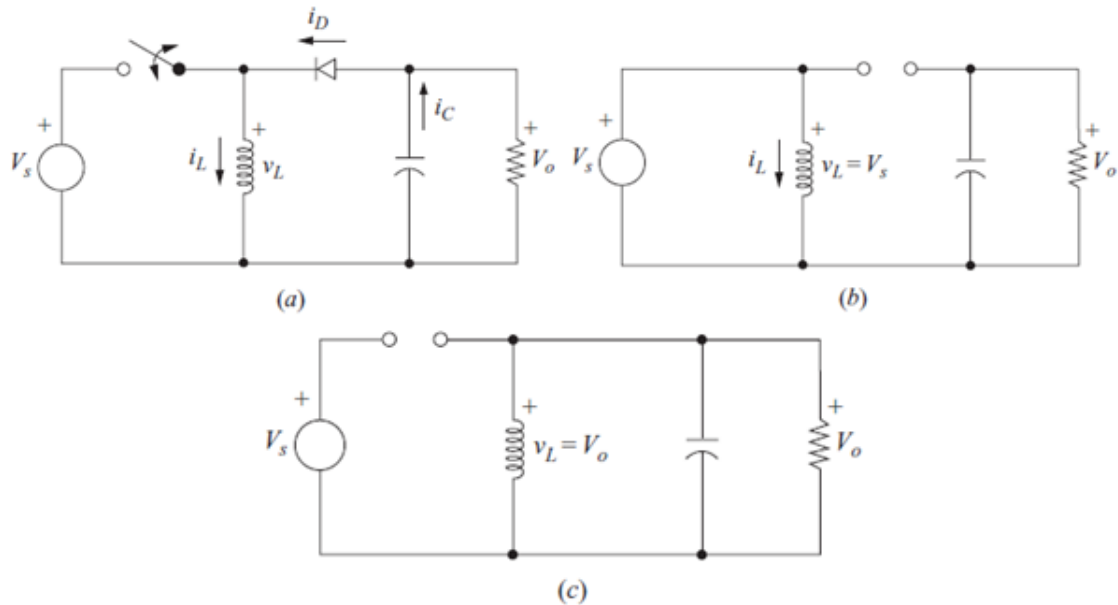


Figure II-10: Convertisseur Buck-boost (b) Circuit équivalent quand l'interrupteur est fermé (c) Circuit équivalent quand l'interrupteur est ouvert

II.6.1 Analyse pour un commutateur fermé

Lorsque le commutateur est fermé, la tension à travers l'inductance est :

$$V_s = v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (II.76)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (II.77)$$

Le taux de variation du courant d'inductance est donc constant, ce qui indique que le courant d'inductance croît linéairement. L'équation (II.77) peut être exprimée comme suit :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (II.78)$$

D'où :

$$(\Delta i_L)_{fermé} = \frac{DTV_s}{L} \quad (II.79)$$

II.6.2 Analyse pour un commutateur ouvert

Lorsque le commutateur est ouvert, le courant dans l'inductance ne peut pas changer instantanément, ce qui entraîne une polarisation directe de la diode et un courant parcourant la résistance et le condensateur de sortie. Dans ce cas, la tension à travers l'inductance est :

$$v_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (II.80)$$

Alors :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_0}{L} \quad (\text{II.81})$$

Encore une fois, le taux de variation du courant dans l'inductance est constant et la variation du courant est :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_0}{L} \quad (\text{II.82})$$

Dans ce cas Δi_L est défini alors comme suit :

$$(\Delta i_L)_{ouvert} = \frac{(1-D)TV_0}{L} \quad (\text{II.83})$$

Pour un fonctionnement en régime permanent, la variation nette du courant dans l'inductance doit être nulle sur une période complète. En exploitant les deux équations (II.79) et (II.83) on trouve :

$$(\Delta i_L)_{ouvert} + (\Delta i_L)_{ferme} = 0 \quad (\text{II.84})$$

$$\frac{(1-D)TV_0}{L} + \frac{DTV_s}{L} = 0 \quad (\text{II.85})$$

Réolvons cette équivalence pour V_0 :

$$V_0 = -V_s \frac{D}{(1-D)} \quad (\text{II.86})$$

Le rapport cyclique requis pour des tensions d'entrée et de sortie spécifiées peut être exprimé comme :

$$D = \frac{|V_0|}{V_s + |V_0|} \quad (\text{II.87})$$

La tension moyenne de l'inductance est nulle pour un fonctionnement périodique, par conséquent :

$$V_L = V_s D + V_0(1-D) = 0 \quad (\text{II.88})$$

Ce qui conduit à l'expression de V_0 de l'équation (II.86).

L'équation (II.86) montre que la tension de sortie a une polarité opposée à la tension d'entrée. L'amplitude de la tension de sortie du convertisseur *Buck-Boost* peut être inférieure ou supérieure à celle de la source, en fonction du rapport cyclique utilisé.

Si $D > 0.5$, la tension de sortie est supérieure à celle de l'entrée ; et si $D < 0.5$, la tension de sortie est plus petite que celle de l'entrée. Par conséquent, ce circuit combine entre les deux principes des convertisseurs Buck et Boost à la fois. Cependant, l'inversion de la polarité de la

tension de sortie peut être un inconvénient dans certaines applications. Les formes d'onde de tension et de courant sont représentées sur les Figure II-11 à Figure II-14.

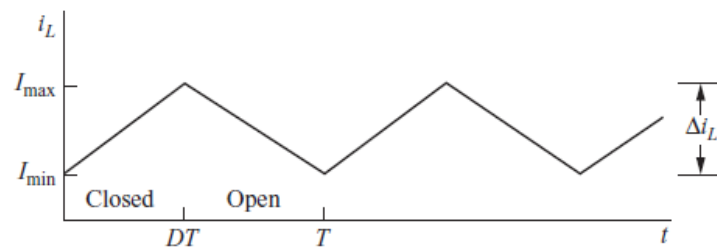


Figure II-11: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (courant de l'inductance)

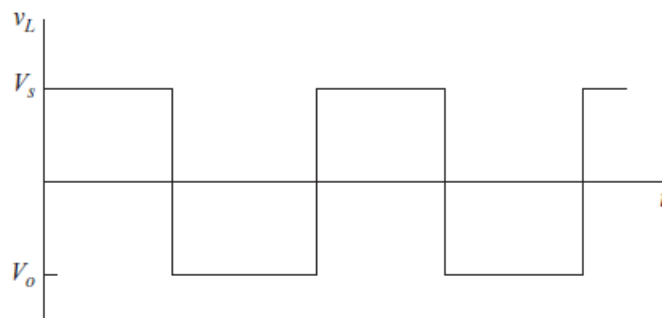


Figure II-12: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (tension de l'inductance)

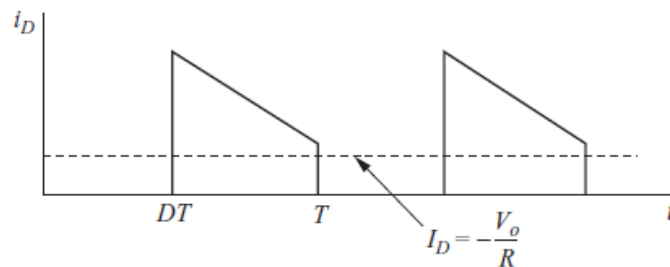


Figure II-13: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (courant de Diode)

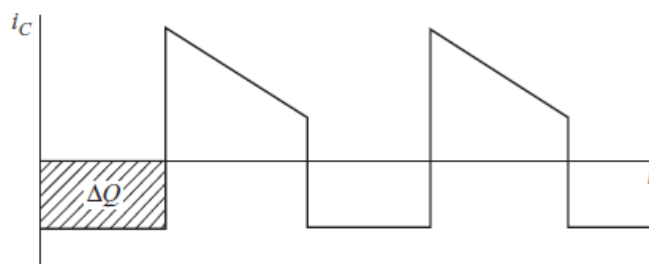


Figure II-14: Forme d'onde du convertisseur Buck-Boost (courant de capacité)

La source n'est jamais connectée directement à la charge dans le convertisseur buck-boost. L'énergie est stockée dans l'inductance lorsque le commutateur est fermé et transférée vers la charge lorsque le commutateur est ouvert. Par conséquent, le convertisseur buck-boost est également classé parmi la famille des convertisseurs indirects. La puissance absorbée par la charge doit être la même que celle fournie par la source, or :

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R} \quad (\text{II.89})$$

$$P_s = V_s I_s \quad (\text{II.90})$$

Alors :

$$\frac{V_0^2}{R} = V_s I_s \quad (\text{II.91})$$

Le courant moyen de source est lié au courant moyen de l'inductance par :

$$I_s = I_L \times D \quad (\text{II.92})$$

D'où :

$$\frac{V_0^2}{R} = V_s I_L D \quad (\text{II.93})$$

En utilisant les équations (II.91) et (II.92), nous déduisons le courant I_L :

$$I_L = \frac{V_0^2}{R V_s D} = \frac{P_0}{V_s D} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} \quad (\text{II.94})$$

Les courants d'inductance maximum et minimum sont déterminés à partir des équations (II.95) et (II.96).

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} + \frac{D T V_s}{2L} \quad (\text{II.95})$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s D}{R(1-D)^2} - \frac{D T V_s}{2L} \quad (\text{II.96})$$

Pour un courant continu, le courant de l'inductance doit rester positif. Pour déterminer la limite entre le mode de fonctionnement continu et discontinu, I_{min} est mise à zéro dans l'équation (II.96), nous obtenons:

$$(L f)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2} \quad (\text{II.97})$$

D'où :

$$L_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \quad (\text{II.98})$$

Où f est la fréquence de commutation.

II.6.3 Ondulation de la tension de sortie

L'ondulation de la tension de sortie d'un convertisseur Buck-Boost est définie à partir de la forme d'onde de courant de condensateur de la Figure II-14.

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_0}{R}\right)DT = C\Delta V_0 \quad (\text{II.99})$$

Nous obtenons alors l'expression de ΔV_0 :

$$\Delta V_0 = \frac{DTV_0}{RC} = \frac{DV_0}{RCf} \quad (\text{II.100})$$

D'où :

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{DT}{RC} = \frac{D}{RCf} \quad (\text{II.101})$$

Comme c'est le cas avec les autres convertisseurs DC-DC, la résistance équivalente série du condensateur peut contribuer de manière significative à l'ondulation de la tension de sortie. La variation crête à crête dans le courant du condensateur est la même que le courant maximal de l'inducteur. En utilisant le modèle du condensateur montré dans la Figure II-6, où $I_{L,max}$ est déterminé par l'équation (II.102).

$$\Delta V_{0,ESR} = \Delta i_C r_C = I_{L,max} r_C \quad (\text{II.102})$$

II.7 Exemples d'application (*Dimensionnement du convertisseur « Buck »*)

L'étude théorique développée dans ce chapitre permet la conception des convertisseurs DC-DC qui répondent parfaitement aux exigences de l'application désirée. Comme exemple, pour concevoir un convertisseur DC-DC de type « Buck », nous allons d'abord présenter les étapes à suivre pour choisir les différents paramètres de la configuration qui dépendent directement du cahier de charge imposé par l'application. Par la suite, les paramètres sélectionnés seront validés par une simulation sous l'environnement Matlab/Simulink.

II.7.1 Problématique

Une application photovoltaïque exige un convertisseur abaisseur de tension capable de produire une tension de sortie de 18 V qui va alimenter une charge d'une résistance de 10Ω. La charge utilisée est fortement sensible à la qualité de la tension de sortie du convertisseur, ce qui nous pousse à imposer un taux d'ondulation de la tension de sortie qui ne dépasse pas 0,5%. A l'entrée nous avons une alimentation DC de 48 V, le convertisseur doit fonctionner en mode de conduction continu, ça veut dire que le courant parcourant l'inductance ne doit jamais s'annuler durant le fonctionnement normal du convertisseur.

L'objectif est de spécifier le rapport cyclique, la fréquence de commutation, dimensionner ensuite l'inductance et le condensateur de sortie, de déterminer la tension nominale maximale

supportée par chaque élément et la valeur efficace du courant qui traverse l'inductance et le condensateur. Cette étude s'effectuera en supposant que les composants sont idéaux.

II.7.2 Solution proposée

En utilisant la configuration du circuit du convertisseur « Buck » présentée dans la figure II-3, le rapport cyclique pour un fonctionnement en mode de conduction continu est déterminé à partir de l'équation (II.19), soit:

$$D = \frac{V_0}{V_s} = \frac{18}{48} = 0.375 \quad (\text{II.103})$$

La fréquence de commutation et la valeur de l'inductance doivent être sélectionnées pour assurer le mode de fonctionnement en conduction continu. Choisissons arbitrairement une fréquence de commutation de 40 kHz, qui est bien au-dessus de la plage des fréquences audibles et au même temps assez faible pour réduire les pertes de commutation qui sont proportionnelles à la fréquence. La valeur minimale de l'inductance est déterminée à partir de l'équation (II.26).

$$L_{\min} = \frac{R(1-D)}{2f} = \frac{10(1-0.375)}{2 \times 40 \times 10^3} = 78.10^{-6} = 78\mu H \quad (\text{II.104})$$

Nous considérons une valeur de l'inductance de 25% plus grande que la valeur minimale trouvée pour s'assurer que le convertisseur est toujours en mode de conduction continu.

$$L = L_{\min} + 0.25L_{\min} = 1.25L_{\min} = 97.5\mu H \approx 100\mu H \quad (\text{II.105})$$

Le courant moyen qui parcourt l'inductance et sa variation sont déterminés respectivement à partir des équations (II.21) et (II.27).

$$I_L = \frac{V_0}{R} = \frac{18}{10} = 1.8A \quad (\text{II.106})$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_0}{fL} \right) D = \frac{(48 - 18)}{40.10^3 \cdot 100.10^{-6}} \times 0.375 = 2.81A \quad (\text{II.107})$$

Les courants maximum et minimum qui traversent l'inductance sont déterminés à partir des équations.(II.22) et (II.23).

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = 1.8 + \frac{2.81}{2} = 3.2 A \quad (\text{II.108})$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 1.8 - \frac{2.81}{2} = 0.4 A \quad (\text{II.109})$$

Le courant parcourant l'inductance et de forme triangulaire, donc par un simple calcul d'intégrale, la valeur efficace de ce courant est donnée par la formule suivante :

$$I_{L,RMS} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta i_L/2}{\sqrt{3}}\right)^2} = \sqrt{1.8^2 + \left(\frac{1.4}{\sqrt{3}}\right)^2} = 1.97 \text{ A} \quad (\text{II.110})$$

Le condensateur est défini en utilisant la formule (II.38) :

$$C = \frac{(1 - D)}{8 (\Delta V_o/V_o) L f^2} = \frac{(1 - 0.375)}{8 \cdot (0.005) \cdot 100 \cdot 10^{-6} (40 \cdot 10^3)^2} \approx 100 \mu\text{F} \quad (\text{II.111})$$

Le courant maximal qui parcourt le condensateur est :

$$I_{C,max} = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{2.81}{2} = 1.4 \text{ A} \quad (\text{II.112})$$

Et la valeur efficace du courant du condensateur pour la forme d'onde triangulaire est de

$$I_{C,RMS} = \frac{1.4}{\sqrt{3}} = 0.8 \text{ A} \quad (\text{II.113})$$

La tension maximale aux bornes du transistor et de la diode est égale à la tension d'entrée ($V_s=48V$), la tension aux bornes de l'inductance lorsque le commutateur est fermé est ($V_s-V_o=48-18=30V$) et la tension aux bornes de l'inductance lorsque le commutateur est ouvert est égale à la tension de sortie $V_s=18V$. L'inductance doit supporter alors une tension de 30 V et le condensateur doit être choisi afin de supporter la tension de sortie de 18V.

II.7.3 Résultats de simulation

Après avoir conçu notre convertisseur abaisseur en respectant les exigences imposées par le cahier des charges, nous allons valider le choix des paramètres sélectionnés dans cette étude par une simulation physique sous l'environnement Matlab/Simulink. Le circuit électrique du convertisseur simulé est représenté par la Figure II-15.

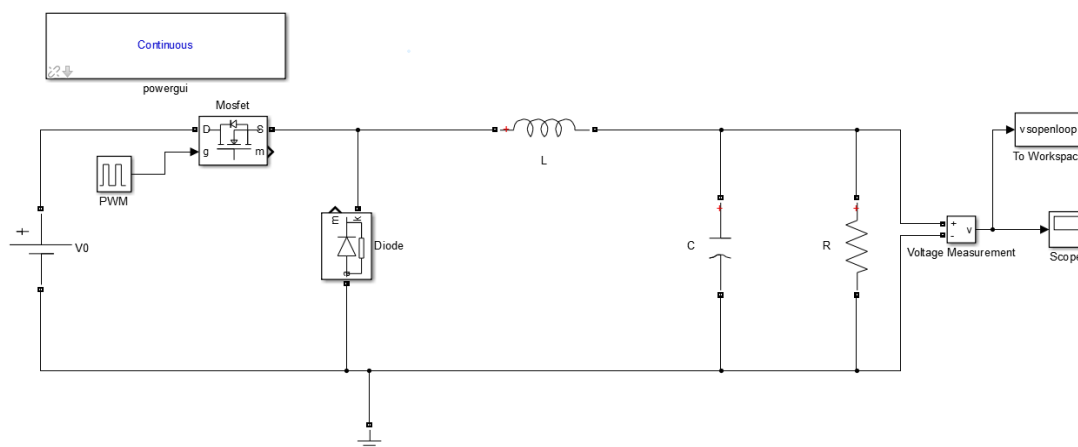


Figure II-15: Schéma de simulation du convertisseur Buck

Les paramètres utilisés dans cette simulation ont les mêmes valeurs trouvées dans l'analyse ci-dessus, le Tableau 1 représente les valeurs sélectionnées:

Tableau 1 : Paramètres du convertisseur abaisseur simulé

Ve	Vs	Rapport cyclique	L	C	Taux d'ondulation
48 V	18 V	37.5 %	100 μ H	100 μ F	< 0.5%

Le résultat de simulation du convertisseur Buck de la Figure II-15 est illustré sur la Figure II-16, Nous observons qu'après une phase transitoire qui ne dépasse pas 1.5 ms, la sortie converge vers une valeur finie qui est exactement celle précisée dans le cahier de charges. Aussi, la qualité de la tension de sortie est parfaite avec un taux d'ondulation qui ne dépasse jamais 0.5%.

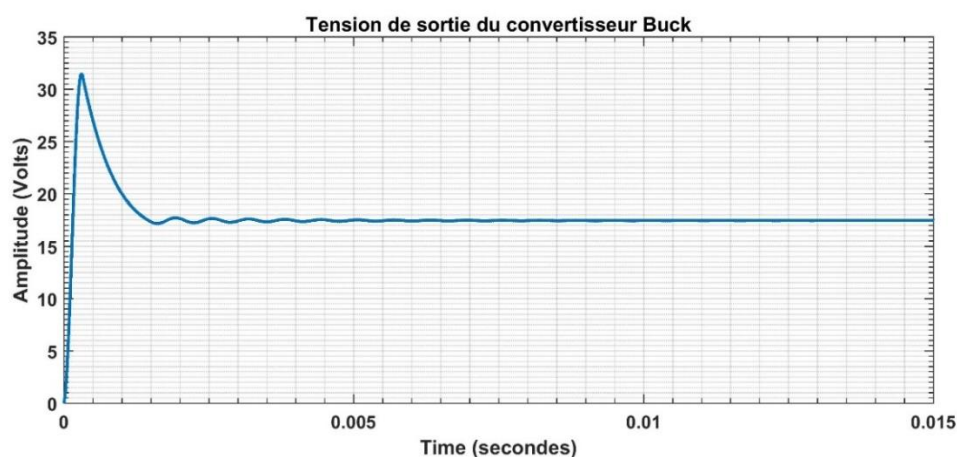


Figure II-16: Résultat de simulation du convertisseur Buck

Un autre résultat de simulation est celui qui représente le courant qui traverse l'inductance. La Figure II-17 montre que le convertisseur fonctionne normalement en mode de conduction continu (*le courant ne s'annule jamais*). Les valeurs crêtes du courant sont exactement les mêmes trouvées théoriquement ce qui implique la même valeur moyenne du courant, ce qui répond parfaitement aux exigences imposées pour le fonctionnement du convertisseur.

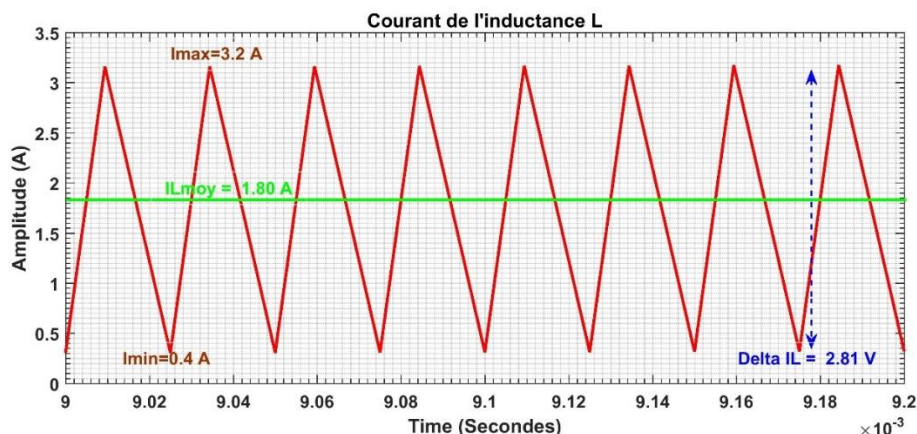


Figure II-17: Courant de l'inductance

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les trois configurations des convertisseurs DC-DC non isolés: Buck, Boost et Buck Boost. Nous avons présenté le principe de fonctionnement et la méthode de conception pour chaque configuration. En mettent l'accent sur les deux modes de fonctionnement de chaque architecture en fonction de l'état du commutateur de puissance utilisée (*généralement un MOSFET*). Cette étude nous a permis le dimensionnement de notre convertisseur de puissance ce qui va contribuer par la suite à choisir d'une façon optimale les différents paramètres électriques de notre alimentation. Un exemple d'application a été présenté à la fin du chapitre dont les résultats reflètent parfaitement l'importance du développement théorique pour une conception efficace et un choix optimal des convertisseurs.

**Chapitre III : Commande Robuste par Mode
Glissant des Convertisseurs DC/DC**

III.1 Introduction

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôles dites références ou consignes, ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations proviennent de plusieurs sources, elles peuvent être soit de nature externe ou interne au système qui est généralement non mesurable. La commande d'un processus se fait par l'introduction dans la chaîne de commande d'un algorithme de contrôle ayant des performances satisfaisantes assurant le bon fonctionnement du système dans des milieux perturbés. Cet algorithme de contrôle est appelé régulateur ou parfois correcteur. Les algorithmes de contrôle permettant de synthétiser un régulateur sont nombreux, allant des correcteurs classiques, passant par la commande optimale et arrivant à la commande robuste [25].

Ce chapitre porte sur la synthèse de systèmes de commande robuste pour les convertisseurs continu-continu (DC/DC), en utilisant le principe des modes glissants (*commande à structure variable*) [26]. Les convertisseurs DC/DC sont par nature des systèmes dont la structure varie (*commutation d'interrupteurs*), par conséquent la technique des modes glissants s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (*commutation d'interrupteurs*) [27]. Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode de glissement est la robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes. En outre, le contrôle par mode glissant offre une excellente capacité de gestion des signaux électriques « *courant, tension* », ce qui est important pour les convertisseurs DC-DC. Étant donné que la conception des régulateurs conventionnels par modulation de largeur d'impulsion 'PWM' est basée sur des petits signaux, les convertisseurs commandés fonctionnent de manière optimale uniquement pour une condition spécifique et ne parviennent souvent pas à fonctionner de manière satisfaisante sous de grandes valeurs de paramètres ou de fortes variations de charge [28]. En remplaçant les contrôleurs PWM linéaires par des contrôleurs par mode glissant 'SM' (*non linéaires*), les convertisseurs de puissance parviennent à une meilleure régulation et de très bonnes performances dynamiques pour une plus grande plage de fonctionnement.

Des études comparatives ont été effectuées avec la technique PI afin de valider l'approche proposée de point de vue robustesse et performance du système.

III.2 Commande par mode glissant via une modulation d'hystérésis

« Application sur le convertisseur Buck »

Nous allons nous intéresser à la conception matérielle pour la mise en œuvre de la commande par mode de glissement dédié aux convertisseurs de puissance de type DC-DC, tel que le choix des coefficients de glissement, la bande d'hystérésis et le calcul de la fréquence de commutation [25] (Annexe A). Nous allons traiter le cas d'un convertisseur abaisseur de tension 'Buck converter'. L'approche, peut s'appliquer à tous les autres types de convertisseurs DC-DC «Boost, Buck-Boost, ...etc » en choisissant juste le bon modèle de départ.

III.2.1 Modèle mathématique du convertisseur « Buck Converter »

Pour illustrer le principe général de la commande par mode de glissement, une modélisation dans l'espace d'état du convertisseur est nécessaire, où les paramètres de contrôle sont l'erreur de tension de sortie et la dynamique d'erreur de tension (*en forme canonique de phase*) [29].

Dans ce cas, l'erreur de tension x_1 et la dynamique d'erreur de tension (*ou la vitesse de changement de l'erreur de tension*) x_2 en mode de conduction continue peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} x_1 = V_{ref} - \beta v_0 \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\beta \frac{dv_0}{dt} = \frac{\beta}{C} \left(\frac{v_0}{r_L} - \int \frac{uv_i - v_0}{L} \right) \end{cases} \quad (III.1)$$

Où C, L, r_L sont respectivement la capacitance, l'inductance et la résistance de charge instantanée; V_{ref} , v_i et v_0 sont respectivement les tensions de référence, d'entrée instantanée et de sortie mesurée; β est le rapport de division de la tension de sortie.

$u=1$ ou $u=0$ étant l'état de commutation de l'interrupteur 'SW'. En différenciant l'équation (III.1) par rapport au temps, le modèle d'espace d'état peut être obtenu comme suit:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{r_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\beta v_i}{LC} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

La Figure III-1 montre le diagramme schématique d'un convertisseur abaisseur avec une commande de type SMVC (*Sliding Mode Voltage Control*).

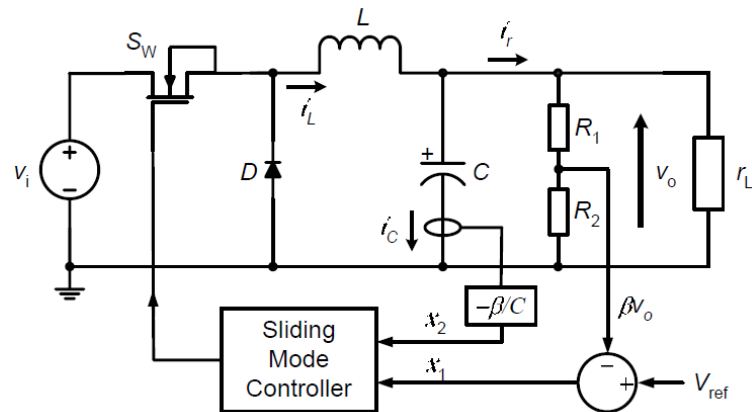


Figure III-1 : Structure de base d'une commande par SM d'un convertisseur type Buck (SMVC)

Les trajectoires de phase du système avec $u = 1$ (Figure III-2) et $u = 0$ (Figure III-3), pour différentes conditions initiales de (x_1, x_2) , sont représentées sur la Figure III-4.

Lorsque $u = 1$, la trajectoire de phase pour toute position de départ arbitraire sur le plan de phase converge vers le point d'équilibre $(x_1 = V_{ref} - \beta v_i \text{ et } x_2 = 0)$ après une période de temps finie. De même, lorsque $u = 0$, toutes les trajectoires convergent vers le point d'équilibre $(x_1 = V_{ref}, x_2 = 0)$. Ces caractéristiques seront exploitées pour la conception du contrôleur de tension par mode glissant 'SM'.

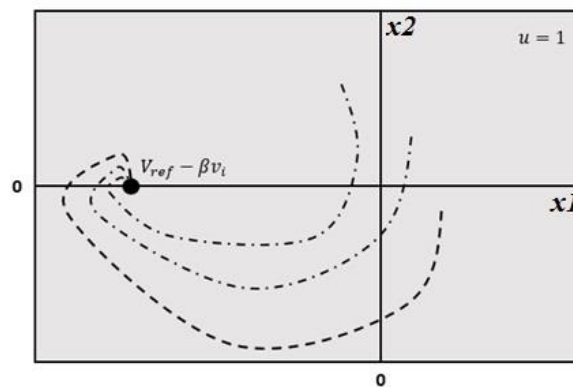


Figure III-2: Trajectoires de phase de la sous-structure correspondant avec $u = 1$ pour différentes positions de départ (x_1, x_2) .

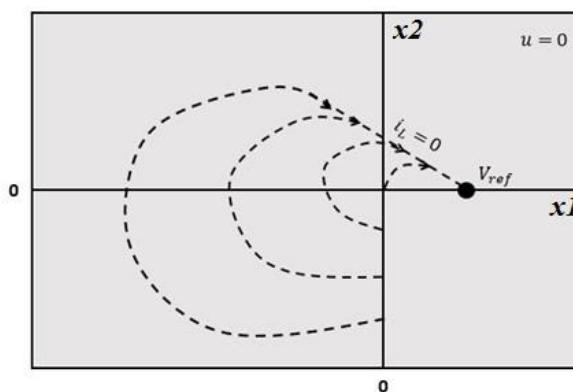


Figure III-3: Trajectoires de phase de la sous-structure correspondant avec $u = 0$ pour différentes positions de départ (x_1, x_2) .

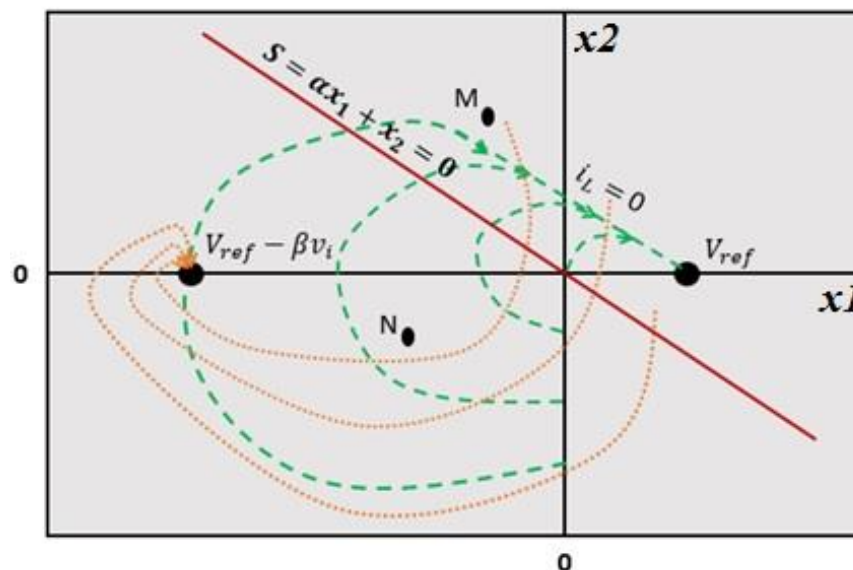


Figure III-4 : Trajectoires de phase combinée de la sous-structure correspondant à la fois à $u = 1$ et $u = 0$ pour différentes positions de départ (x_1, x_2) .

III.2.2 Conception d'un contrôleur par mode glissant idéal

La commande par mode glissant est reconnue comme l'une des techniques de contrôle robuste les plus prometteuses. Le principe des SMC est de forcer les trajectoires du système à atteindre en un temps fini et d'y rester sur une surface de glissement. La conception de la commande par mode de glissement nécessite le passage par trois étapes:

1. Choix d'une surface de glissement.
2. Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement.
3. Le calcul de la commande.

La commande par mode glissant 'SM' est basée sur le choix d'une fonction de commutation [30] qui peut être déterminée à partir des variables d'état x_1 et x_2 comme suit :

$$S(x) = \alpha x_1 + x_2 = Jx \quad (\text{III.3})$$

Où α est le paramètre de contrôle à concevoir (*appelé coefficient de glissement*); $J = [\alpha, 1]$; et $x = [x_1, x_2]^t$.

En posant $S(x) = 0$, nous obtenons une droite de glissement avec le gradient α . Cette droite de glissement divise le plan de phase en deux régions disjointes $S(x) > 0$ et $S(x) < 0$, qu'on notera respectivement s^+ et s^- . Suivant que l'état du système est dans s^+ ou dans s^- , il rejoint la droite $S(x) = 0$. On dit que la surface est attractive. Ayant rejoint la surface, l'état va y rester. Il glissera donc le long de cette surface. C'est ce mouvement le long de la droite de discontinuité $s(x) = 0$ qu'on nomme régime ou mode de glissement.

L'objectif de la commande est de ramener les états du système (x_1, x_2) vers les valeurs désirées $(0, 0)$. Il s'agit de calculer la commande équivalente, qui permet de faire apparaître le phénomène de glissement en ramenant l'état du système (x_1, x_2) vers la surface définie par $S=0$.

L'état de commutation pour chaque région dans le cas d'un système de second ordre comme le convertisseur Buck peut être déterminé graphiquement en observant le comportement des trajectoires de la Figure III-4, qui est une combinaison des deux parcelles de la Figure III-2 et de la Figure III-3.

Si la trajectoire de phase est à n'importe quelle position arbitraire au-dessus de la droite de glissement ($S=0$), par exemple le point N, $u = 1$ doit être utilisé de sorte que la trajectoire soit orientée vers la ligne de glissement.

A l'inverse, lorsque la trajectoire de phase se situe à n'importe quelle position en dessous de la droite de glissement, par exemple le point N, $u = 0$ doit être utilisé pour que la trajectoire soit dirigée vers la droite de glissement. Cela constitue la base de notre loi de contrôle:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec la loi de commande définie par l'équation (III.4), les trajectoires de la phase seront donc orientées vers la droite de glissement. Cependant, Pour garantir que ces trajectoires soient maintenues sur la droite de glissement, la stabilité asymptotique, doit être assurée [25] [26]:

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (\text{III.5})$$

En dérivant l'équation (III.3), la condition d'existence de la commande par MG devient :

$$\dot{S} = \begin{cases} J\dot{x} < 0 & \text{pour: } 0 < S < \xi \\ J\dot{x} > 0 & \text{pour: } -\xi < S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Où ξ est un nombre positif de petite valeur arbitrairement choisi.

En remplaçant les équations (III.2) et (III.4) dans l'expression (III.6), nous déduisons les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \left(\alpha - \frac{1}{r_L C} \right) x_2 - \frac{1}{LC} x_1 + \frac{V_{ref} - \beta v_i}{LC} < 0 \\ \lambda_2 = \left(\alpha - \frac{1}{r_L C} \right) x_2 - \frac{1}{LC} x_1 + \frac{V_{ref}}{LC} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Où :

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= J\dot{x} \quad \text{pour: } 0 < S < \xi \\ \lambda_2 &= J\dot{x} \quad \text{pour: } -\xi < S < 0 \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Les conditions de l'équation (III.8) sont représentées sur les Figure III-5 et Figure III-6 pour les deux situations respectives: $\alpha > 1/r_L C$ et $\alpha < 1/r_L C$.

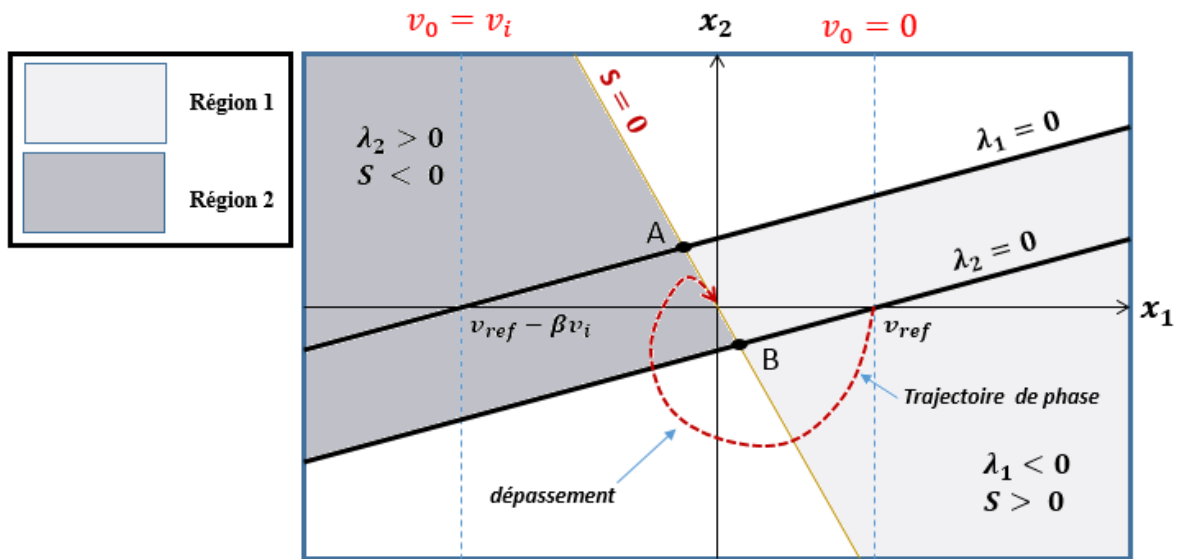


Figure III-5: Régions d'existence de la commande par SM dans le plan de phase ($\alpha > 1/r_L C$)

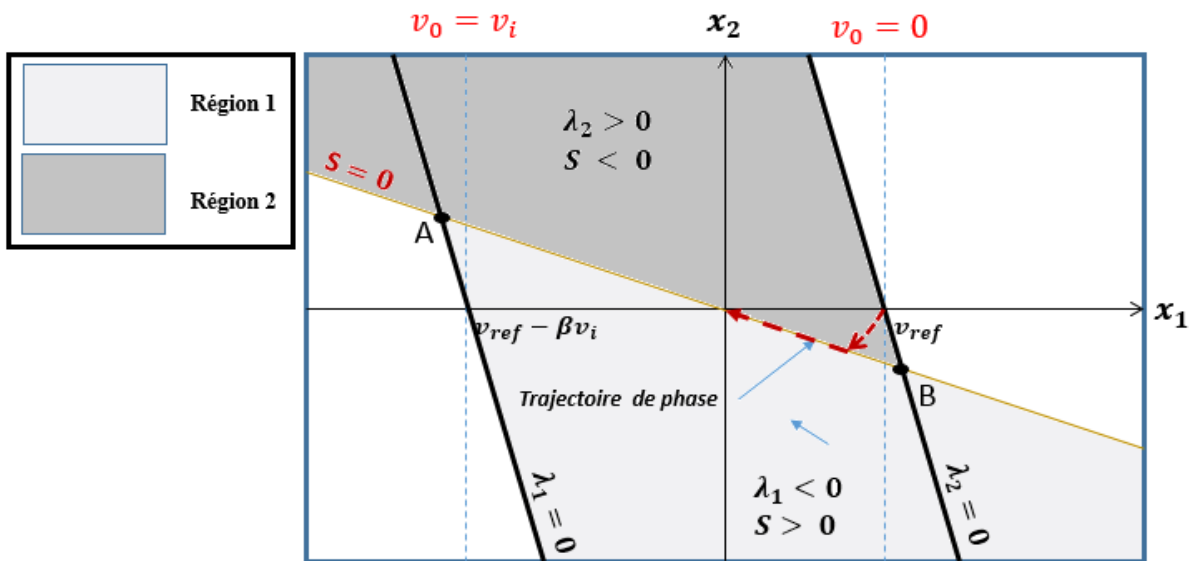


Figure III-6: Régions d'existence de la commande par SM dans le plan de phase ($\alpha < 1/r_L C$)

Dans la Figure III-5 et la Figure III-6, la région 1 représente $\lambda_1 < 0$ et la région 2 représente $\lambda_2 > 0$. L'opération en mode glissant 'SM' ne sera valable que sur une portion [AB] de la droite glissante $S = 0$ qui sépare les deux régions 1 et 2. Où A est l'intersection de $S = 0$ et $\lambda_1 = 0$ et B est l'intersection de $S = 0$ et $\lambda_2 = 0$. Puisque la trajectoire glisse vers l'origine seulement quand elle atteint $S = 0$ dans [AB], elle ira au-delà de la droite de glissement si la trajectoire dépasse AB (Figure III-5). Il en résulte un dépassement dans la réponse de tension lorsque $\alpha > 1/r_L C$.

Par conséquent, pour assurer la condition pratique $0 \leq v_o \leq v_i$, la trajectoire du système sera délimitée dans la région $(V_{ref} - \beta v_i) < x_1 < V_{ref}$. Ainsi, la région d'existence maximale se produira lorsque $\alpha = 1/r_L C$. En outre, en considérant l'équation (III.3), nous avons :

$$\alpha x_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad \text{alors :} \quad x_1(t) = x_1(t_0)e^{-\alpha(t-t_0)} \quad (\text{III.9})$$

Où t_0 est un point dans le temps et $x_1(t_0)$ est l'erreur de tension à l'instant t_0 .

Le choix de α dans la conception 'SM' permet également le contrôle de la réponse dynamique du système avec une constante de temps du premier ordre de :

$$\tau = \frac{1}{\alpha} \quad (\text{III.10})$$

Pour s'assurer que α est suffisamment élevé pour une réponse dynamique rapide et suffisamment petit pour maintenir une grande région d'existence, il suffit de définir :

$$\alpha = \frac{1}{r_L C} \quad (\text{III.11})$$

D'autre part, si une réponse dynamique plus rapide est souhaitée, α peut être réduit, pourvu que la condition d'existence du système soit respectée. Pour ce faire, il faut tenir compte de la condition de fonctionnement du convertisseur.

Supposant que le convertisseur doit fonctionner dans une plage de tension d'entrée $V_i(\min) \leq v_i \leq V_i(\max)$ et une plage de résistance de charge de sortie

$R_L(\min) \leq r_L \leq R_L(\max)$. L'équation (III.7) peut-être réécrite comme suit:

$$\frac{v_{od} - v_i(\min)}{L} < -\left(\alpha - \frac{1}{R_L(\max)C}\right)|\hat{i}_C| \quad (\text{III.12})$$

$$\frac{v_{od}}{L} > \left(\alpha - \frac{1}{R_L(\max)C}\right)|\hat{i}_C| \quad (\text{III.13})$$

Ou plus explicitement :

$$\alpha < \begin{cases} \frac{1}{R_L(\max)C} + \frac{v_i(\min) - v_{od}}{L|\hat{i}_C|} & \text{si } v_i(\min) < 2v_{od} \\ \frac{1}{R_L(\max)C} + \frac{v_{od}}{L|\hat{i}_C|} & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec, i_C est l'amplitude crête du courant traversant le condensateur.

Il faut toutefois noter que α doit être positive pour assurer la stabilité du système. En effet, en substituant α dans les équations (III.8) et (III.11), la trajectoire va s'éloigner de l'origine du plan de phase et l'erreur x_1 ne va pas converger vers zéro.

III.2.3 Conception d'un contrôleur de tension par mode glissant « SMVC »

Afin de concevoir un contrôleur de tension par mode de glissement 'SM'. La droite de glissement définie dans la section précédente est redéfinie pour tenir compte des limitations d'implémentation matérielles. En outre, une bande d'hystérésis est introduite sur la droite de glissement pour annuler la commutation en haute fréquence.

III.2.3.1 Redéfinition de la droite de glissement

Un contrôleur 'SM' exige l'évaluation continue des paramètres x_1 et x_2 . A partir de l'équation (III.3), on trouve :

$$S = K_{p1}(V_{ref} - \beta v_0) + K_{p2}i_c \quad (III.15)$$

Où $K_{p1} = 1/R_L C$ et $K_{p2} = -\beta/C$.

$(V_{ref} - \beta v_0)$ et i_c sont les variables d'état de retour du convertisseur qui doivent être amplifiées respectivement par les gains K_{p1} et K_{p2} , avant qu'une synthèse ne soit effectuée.

Notant que la capacité C dans les convertisseurs DC-DC est habituellement de l'ordre de microFarad (μF), son inverse sera significativement très élevé par rapport à β et r_L . Les gains globaux K_{p1} et K_{p2} deviendront ainsi trop élevés pour une mise en œuvre pratique. En cas de mise en œuvre forcée, les signaux de rétroaction peuvent être saturés, l'équation (III.15) devient donc peu fiables pour le contrôle.

Il est plus commode alors de reconfigurer la fonction de commutation comme suit:

$$S = \frac{C}{\beta} \alpha x_1 + \frac{C}{\beta} x_2 = Qx \quad (III.16)$$

D'où :

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{C}{\beta} \alpha & \frac{C}{\beta} \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

À partir des deux équations (III.1) et (III.11), on trouve :

$$S = \frac{1}{\beta r_L} (V_{ref} - \beta v_0) - i_c \quad (III.18)$$

Ainsi, la mise en œuvre pratique de S devient indépendante de C , réduisant ainsi l'amplification des signaux de rétroaction. Avec cette nouvelle droite de glissement, les conditions d'existence de la commande par SM deviennent :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2 - \frac{1}{\beta L} x_1 + \frac{V_{ref} - \beta v_i}{\beta L} < 0 \\ \lambda_2 = \left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2 - \frac{1}{\beta L} x_1 + \frac{V_{ref}}{\beta L} > 0 \end{cases} \quad (III.19)$$

D'où :

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= Q\dot{x} \quad \text{pour: } 0 < S < \xi \\ \lambda_2 &= Q\dot{x} \quad \text{pour: } -\xi < S < 0 \end{aligned} \quad (III.20)$$

Bien qu'il y ait une modification dans les équations de λ , la région d'existence maximale se produira toujours à $\alpha = 1 / r_L C$, et le temps de réponse sera toujours maintenu à $\tau = 1/\alpha$

III.2.3.2 Introduction de la bande d'hystérésis

Dans le cas idéal, un convertisseur commute à une fréquence théoriquement infinie dont la trajectoire de phase en se déplaçant le long de la droite de glissement lorsqu'il entre en régime de glissement 'SM' (Figure III-7(a)). Cependant, en présence des imperfections de commutation, telles que le retard de commutation et la constante de temps, la discontinuité de la commande va engendrer un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface de glissement connue sous le nom de 'chattering' (Figure III-7(b)), [32], [33].

Si le 'chattering' est resté sans contrôle, le système « convertisseur abaisseur » devient auto-oscillant avec une fréquence de commutation très élevée correspondant à la dynamique de 'chattering'. Cela n'est pas souhaitable car une très haute fréquence de fonctionnement entraînera ; des pertes de commutation excessives, des pertes magnétique « noyau de l'inductance ou du transformateur » et des problèmes de bruit liés aux « interférences électromagnétiques ». De plus, comme le 'chattering' est introduit par l'imperfection des circuits électroniques de contrôleur, des commutateurs de puissance « Transistor MOSFET » et d'alimentation, il est difficile de prévoir une fréquence de commutation exacte. Par conséquent, la conception du convertisseur et la sélection des composants seront difficiles.

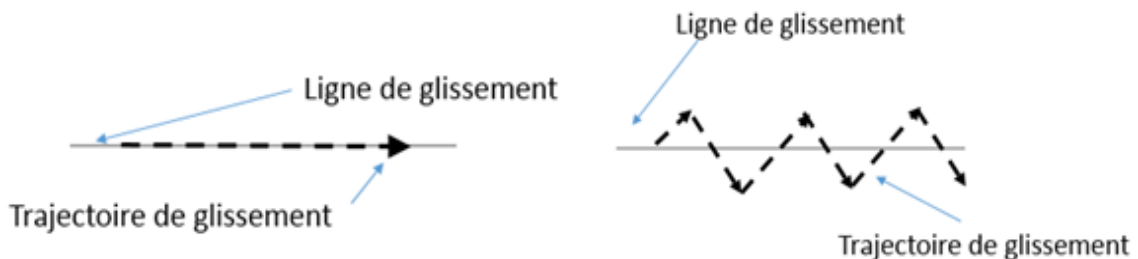


Figure III-7: Trajectoire de phase pour (a) opération SM idéale; (b) l'opération SM réelle avec le chattering

Pour résoudre ces problèmes, la loi de contrôle dans l'équation (III.4) est redéfinie comme suit:

$$u(t) = \begin{cases} 1 = 'ON' & \text{si } S(x, t) > k \\ 0 = 'OFF' & \text{si } S(x, t) < -k \\ \text{état précédent} & \text{si autrement} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Où k est un paramètre arbitraire ($k \ll 1$).

La raison de l'introduction d'une bande d'hystérésis avec les conditions limite $S = k$ et $S = -k$ est d'appliquer une commande convenable à la fréquence de commutation du convertisseur. Il s'agit d'une méthode couramment utilisée pour atténuer l'effet de 'chattering' du contrôle 'SM' [29]. Avec cette modification, l'opération est modifiée de sorte que, si les paramètres des variables d'état sont tels que $S > k$, le commutateur de puissance dans le convertisseur se ferme 'ON state'. À l'inverse, il s'éteindra 'OFF state' quand $S < -k$. Dans la région $-k \leq S \leq k$, le commutateur reste dans son état précédent. On introduit ainsi, une région $-k \leq S \leq k$ où aucune commutation ne se produit et la fréquence de commutation maximale peut être aussi contrôlée en atténuant l'effet du 'chattering'. De plus, en faisant varier le scalaire k il est possible de contrôler la fréquence de fonctionnement du système.

III.2.3.3 Calcul de la fréquence de commutation

Pour pouvoir contrôler la fréquence de commutation de notre convertisseur, il faut connaître la relation entre la bande d'hystérésis, le scalaire k et la fréquence de commutation f_S .

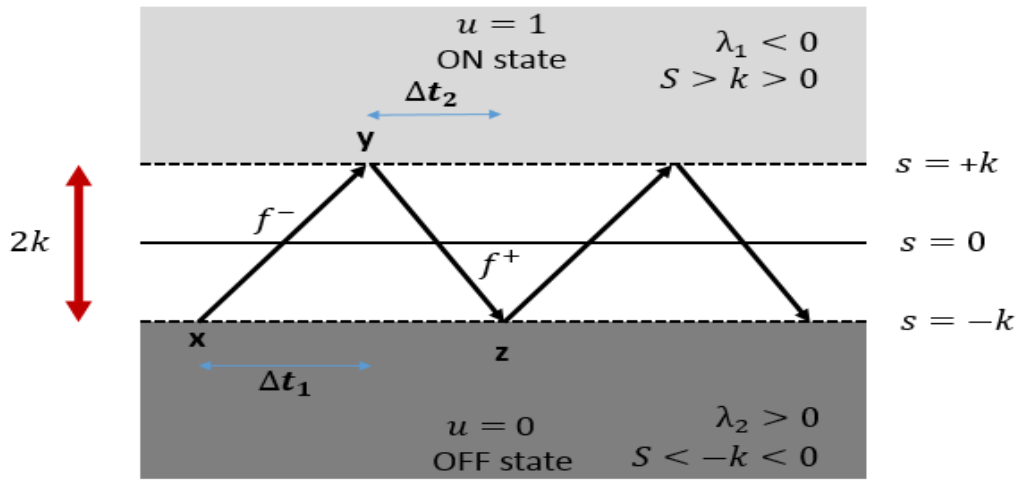


Figure III-8: Vue agrandie de la trajectoire de phase en opération SM

La Figure III-8 montre la trajectoire de phase lorsqu'elle fonctionne en SM. f^- et f^+ sont les vecteurs de vitesse de la variable d'état pour $u = 0$ et $u = 1$, respectivement [25].

$$\Delta t_1 = \frac{2k}{\nabla S \cdot f^-} \quad (\text{III.22})$$

$$\Delta t_2 = -\frac{2k}{\nabla S \cdot f^+} \quad (\text{III.23})$$

Où Δt_2 est le temps mis pour que le vecteur f^- se déplace de la position x à y .

Δt_2 Est le temps mis pour que le vecteur f^+ se déplace de la position y à z .

A partir des équations (III.22) et (III.23) on trouve :

$$\nabla S.f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial S}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt} = \frac{dS}{dt} = \dot{S} \quad (III.24)$$

D'où :

$$f = \begin{cases} f^- & \text{si } u = 0 \\ f^+ & \text{si } u = 1 \end{cases} \quad (III.25)$$

Donc :

$$\Delta t_1 = \frac{2k}{\dot{S}_{u=0}} = \frac{2k}{\lambda_2} \quad (III.26)$$

$$\Delta t_2 = -\frac{2k}{\dot{S}_{u=1}} = \frac{-2k}{\lambda_1} \quad (III.27)$$

En remplaçant l'équation (III.19) dans (III.26) et (III.27) on trouve :

$$\Delta t_1 = \frac{2k}{\left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2 - \frac{1}{\beta L} x_1 + \frac{V_{ref}}{\beta L}} \quad (III.28)$$

$$\Delta t_2 = \frac{-2k}{\left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2 - \frac{1}{\beta L} x_1 + \frac{V_{ref} - \beta v_i}{\beta L}} \quad (III.29)$$

Cependant, la période mise pour atteindre l'état permanent (*c'est-à-dire* $x_1=0$), pour un cycle dans lequel la trajectoire de phase se déplace de la position x vers la position z est équivalente à : $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$, cette période est donnée par la formule suivante :

$$T = \frac{-2k v_i}{L \cdot \left[\left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2\right]^2 + \left[\left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2\right] (2v_0 - v_i) + \frac{v_0(v_0 - v_i)}{L}} \quad (III.30)$$

Puisque ce cycle est répété (*périodiquement*) tout au long de l'opération de l'état stationnaire 'SM', la fréquence du système « *convertisseur* », lorsqu'il fonctionne dans le mode de glissement 'SM', est $f_s = 1/T$ et peut être exprimée comme suit :

$$f_s = \frac{L \cdot \left[\left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2\right]^2 + \left[\left(\alpha \frac{C}{\beta} - \frac{1}{\beta r_L}\right) x_2\right] (2v_0 - v_i) + \frac{v_0(v_0 - v_i)}{L}}{-2k v_i} \quad (III.31)$$

En utilisant $\alpha = \frac{1}{r_L C}$ l'équation ci-dessus devient :

$$f_s = \frac{v_0(1 - \frac{v_0}{v_i})}{2kL} \quad (III.32)$$

Considérons que v_i et v_o sont des paramètres non constants qui se composent respectivement d'une composante continue (\bar{v}_i et \bar{v}_o) et des perturbations variables dans le temps (\tilde{v}_i et \tilde{v}_o). Nous pouvons écrire l'équation (III.32) sous la forme suivante :

$$f_s = \bar{f}_s + \tilde{f}_s \quad (\text{III.33})$$

Où \bar{f}_s représente la fréquence de commutation à l'état stationnaire et \tilde{f}_s représente une fréquence variable (*perturbée*) du système. En séparant les variables v_i et v_o dans la formule de la fréquence f_s de l'équation (III.32):

$$v_i = \bar{V}_i + \tilde{v}_i \quad (\text{III.34})$$

$$v_o = \bar{V}_o + \tilde{v}_o \quad (\text{III.35})$$

$$f_s = \bar{f}_s + \tilde{f}_s \quad (\text{III.36})$$

$$f_s = \frac{(\bar{V}_o + \tilde{v}_o) \left(1 - \frac{\bar{V}_o + \tilde{v}_o}{\bar{V}_i + \tilde{v}_i}\right)}{2kL} \quad (\text{III.37})$$

$$f_s = \frac{\bar{V}_o + \tilde{v}_o - \frac{\bar{V}_o^2 + 2\bar{V}_o\tilde{v}_o + \tilde{v}_o^2}{\bar{V}_i + \tilde{v}_i}}{2kL} \quad (\text{III.38})$$

Puisque l'ondulation de la tension de sortie, \tilde{v}_o est très petite, le terme \tilde{v}_o peut être négligé. Par conséquent, l'équation (III.38) devient :

$$f_s = \frac{\bar{V}_o + \tilde{v}_o - \frac{\bar{V}_o^2 + 2\bar{V}_o\tilde{v}_o}{\bar{V}_i + \tilde{v}_i}}{2kL} \quad (\text{III.39})$$

A partir de l'équation (III.39), la fréquence en régime permanent et la fréquence du petit signal peuvent être obtenues comme suit:

$$\bar{f}_s = \frac{\bar{v}_o \left(1 - \frac{\bar{v}_o}{\bar{v}_i}\right)}{2kL} \quad (\text{III.40})$$

$$\tilde{f}_s = \frac{\tilde{v}_o \left(1 - \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_i}\right)}{2kL} \quad (\text{III.41})$$

III.3 Résultats de simulations

Pour illustrer les performances de la commande par SMC proposée sur un convertisseur DC-DC abaisseur, nous allons procéder à une comparaison de notre approche avec une commande classique de type proportionnel intégrale (PI).

La Figure III-9 montre l'architecture électronique réelle du convertisseur abaisseur avec une commande de tension par mode de glissement (SMVC). Le contrôleur SMC comprend essentiellement des circuits électroniques permettant de réaliser les fonctions mathématique qui régissent la commande SMC, notamment la surface de glissement 'S' et la fonction d'hystérésis non linéaire.

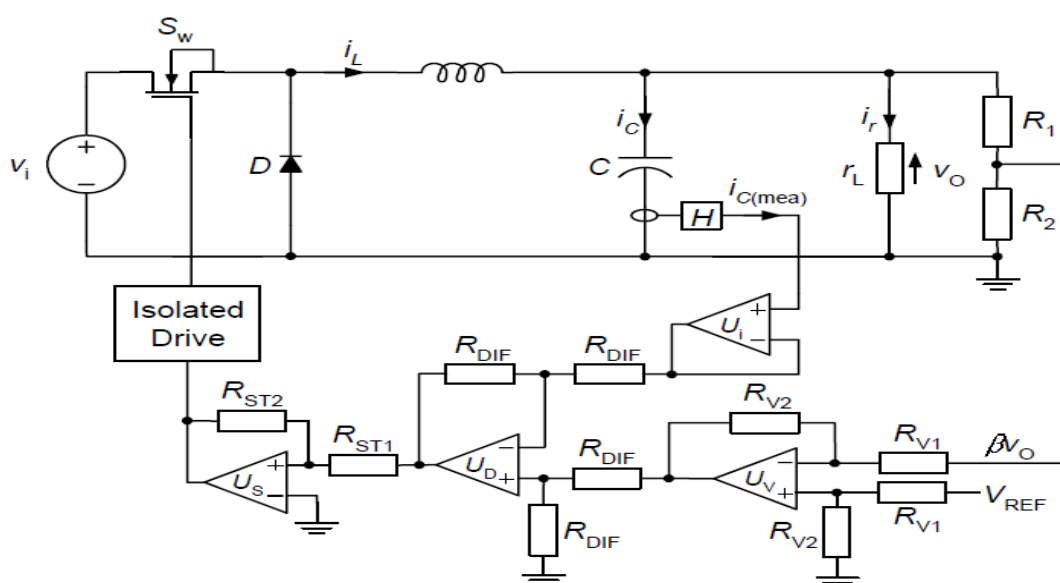


Figure III-9: Architecture électronique de contrôle SMC pour un convertisseur DC-DC de type Buck

Ainsi, on trouve un amplificateur différentiel U_V , un circuit suiveur de tension U_i , un amplificateur différentiel U_D et un circuit de déclenchement Schmitt non inversé U_S . Le système de réaction pour la tension de sortie V_O est fourni par un capteur de tension qui n'est qu'un diviseur de tension par les deux résistances R_1 et R_2 . Un transformateur de courant à faible résistance est placé en série avec le condensateur du circuit de filtrage de sortie pour mesurer le courant i_C parcourant le condensateur.

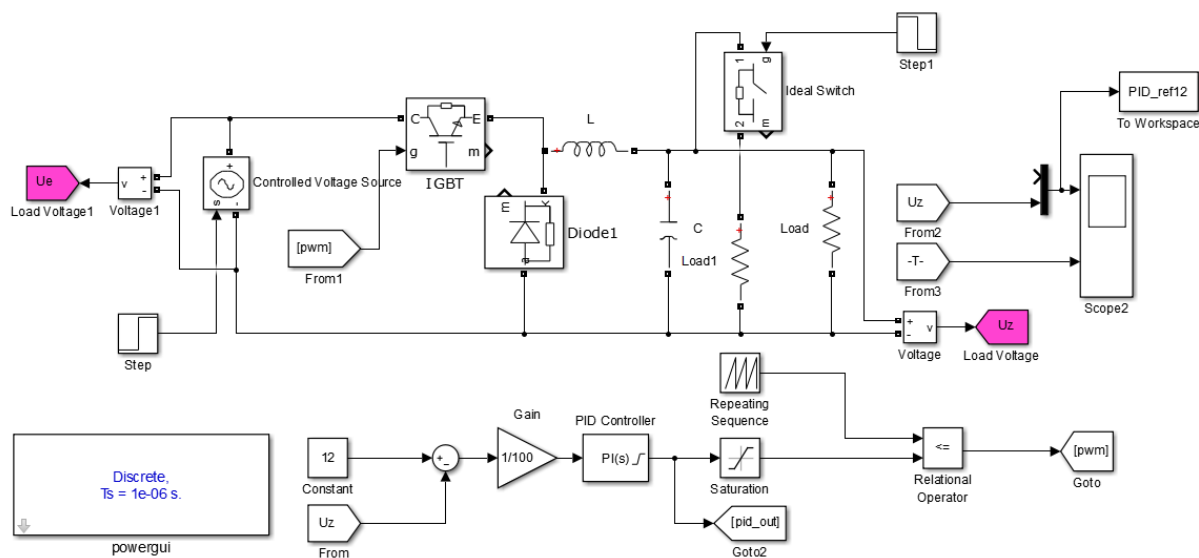


Figure III-10: Schéma de régulation PI d'un convertisseur DC-DC de type Buck

Le schéma de la régulation PI d'un convertisseur DC-DC de type Buck est présenté dans la Figure III-10. Dans ce montage. Nous avons considéré le même modèle du système utilisé pour la commande SMC avec les mêmes paramètres électriques des différents composants. En amont de ce système, un contrôleur PI a été introduit. La commande générée par ce dernier est continue tandis que les convertisseurs DC-DC sont de nature discontinu. Pour remédier à ce problème d'inadéquation entre la commande générée par le contrôleur PI et la nature d'entrée du système, un comparateur sera inséré afin de comparer entre le signal continu de commande et un signal périodique en dent de scie dont la fréquence est la fréquence de commutation du système.

III.3.1 Commande en boucle ouverte « BO »

Commençant par analyser la réponse de notre système en boucle ouverte. La Figure III-11 présente la réponse en boucle ouverte d'un convertisseur abaisseur suite à une référence de 12 volts, le signal de commande résultant est un signal modulé en largeur d'impulsions (PWM) dont le rapport cyclique est de 50%. Nous observons que la dynamique de la réponse est relativement lente. En plus, comme elle est illustrée sur la Figure III-12, l'erreur converge vers une valeur non négligeable en régime stationnaire. En outre, on signale que cette commande est sensible aux bruits, aux variations des paramètres et aussi aux variations de charge. Pour cela, cette commande est fortement déconseillée surtout dans les applications critiques qui exigent des performances acceptables.

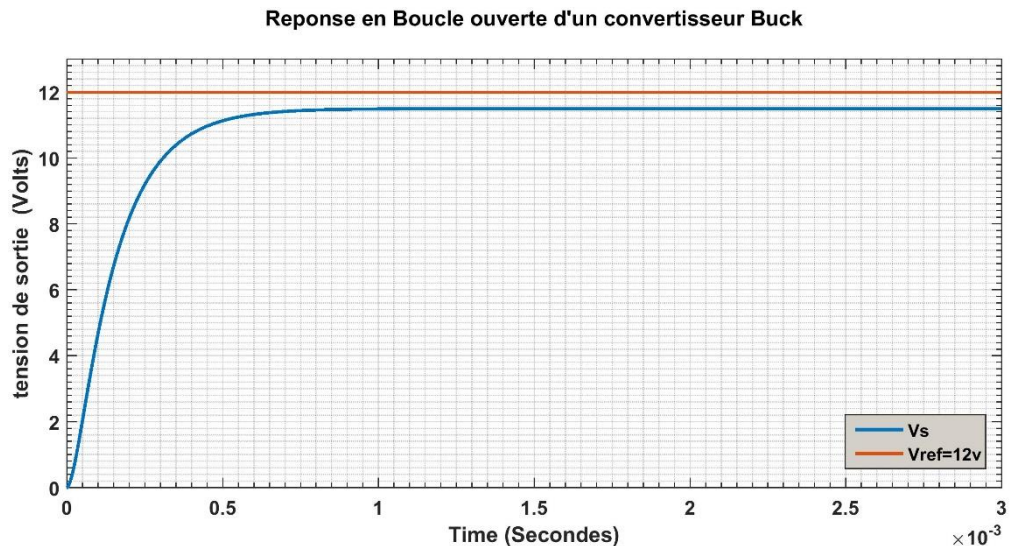


Figure III-11: Réponse en BO d'un convertisseur Buck

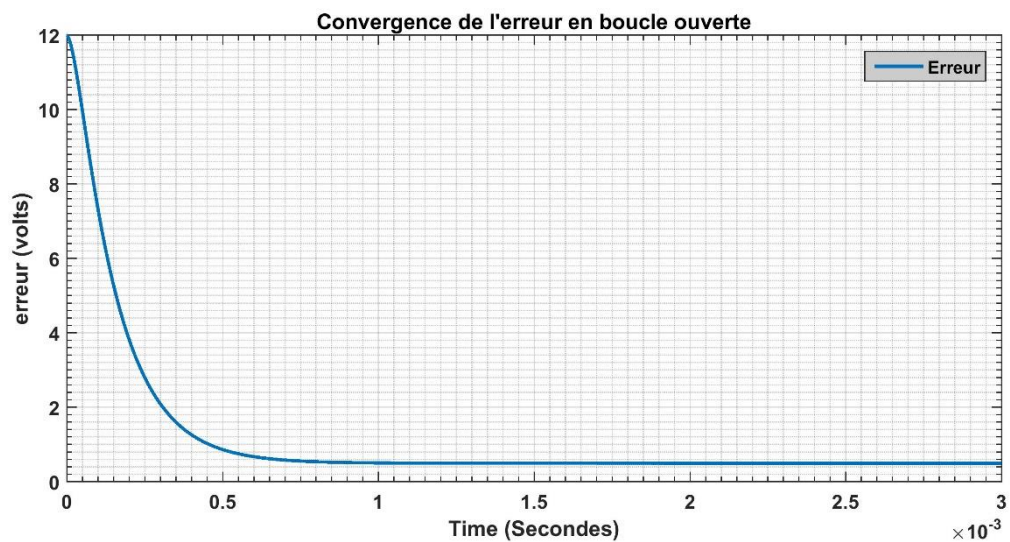


Figure III-12: Convergence de l'erreur de la réponse en BO d'un convertisseur Buck

III.3.2 Commande proportionnel intégral « PI »

Une commande en boucle fermée est alors nécessaire pour résoudre les problèmes rencontrés dans le cas d'une commande en BO et aboutir la tension de sortie désirée, même si la tension de référence d'entrée présente une certaine variation.

Soit un contrôleur de type PI linéaire avec des paramètres $K_p = 50$ et $K_i = 100$.

Pour la commande PI, plusieurs tests ont été effectués, en variant le signal de référence ainsi que la charge de sortie R_L . Nous considérons trois signaux de références espacés entre eux de 6 volts (*respectivement 6, 12 et 18 volts*). La Figure III-13 présente la réponse d'une commande PI d'un convertisseur abaisseur. La réponse en tension est relativement lente et le taux de rejection des perturbations (*variation de charge, changement de référence, perturbation électromagnétiques...etc*) est important.

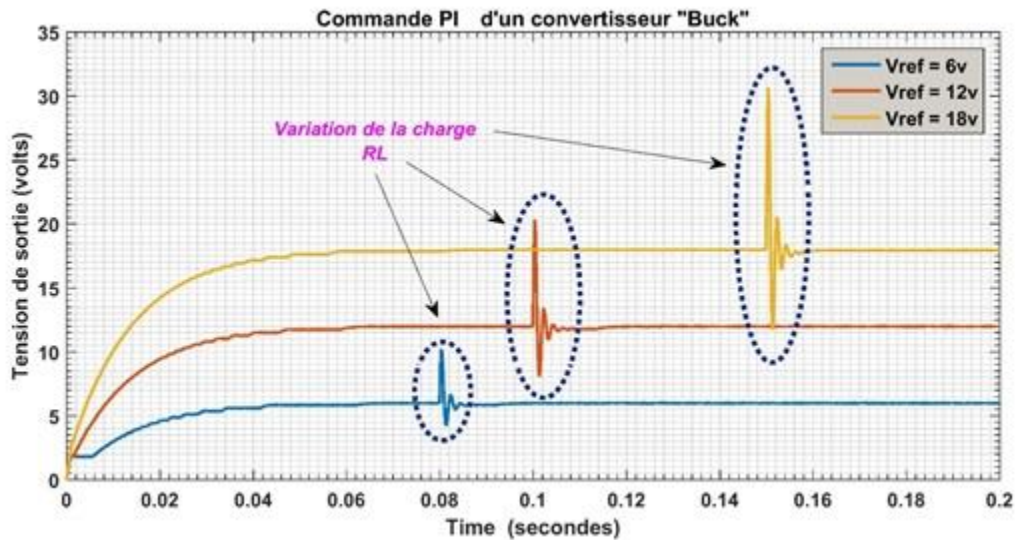


Figure III-13: Réponse d'une Commande PI d'un convertisseur Buck

III.3.3 Commande par mode glissant « MG »

Un contrôleur en mode glissant a été développé pour remplacer la commande PI afin d'améliorer la performance de la réponse du système et répondre aux exigences de fonctionnement des applications critiques.

La Figure III-14 présente la réponse d'une commande par MG d'un convertisseur DC-DC de type Buck pour trois signaux de références, 6,12 et 18 volts.

Nous observons la bonne réponse du contrôleur SMC suite à une variation de la consigne, en plus de l'erreur qui converge vers une valeur nulle. Le système présente une bonne dynamique sous la commande MG avec un temps de réponse qui ne dépasse pas 500 μs avec un état initial de 0 volts.

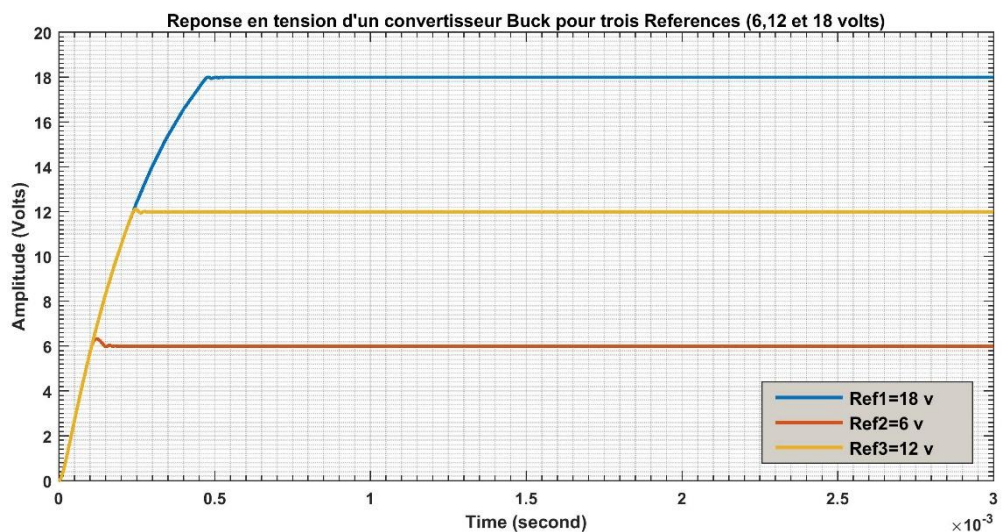


Figure III-14: Réponse d'une commande par mode de glissement 'SMC' d'un convertisseur Buck (Poursuite de référence)

Concernant la robustesse de ce contrôleur vis-à-vis des variations de la charge de sortie, rencontré largement dans la pratique, nous avons considéré trois valeurs de R_L ; 3, 6 et 12 Ohms. La Figure III-15 montre que la commande par MG conserve ses performances même s'il y a des variations de la charge, ce qui est primordial dans toutes les applications.

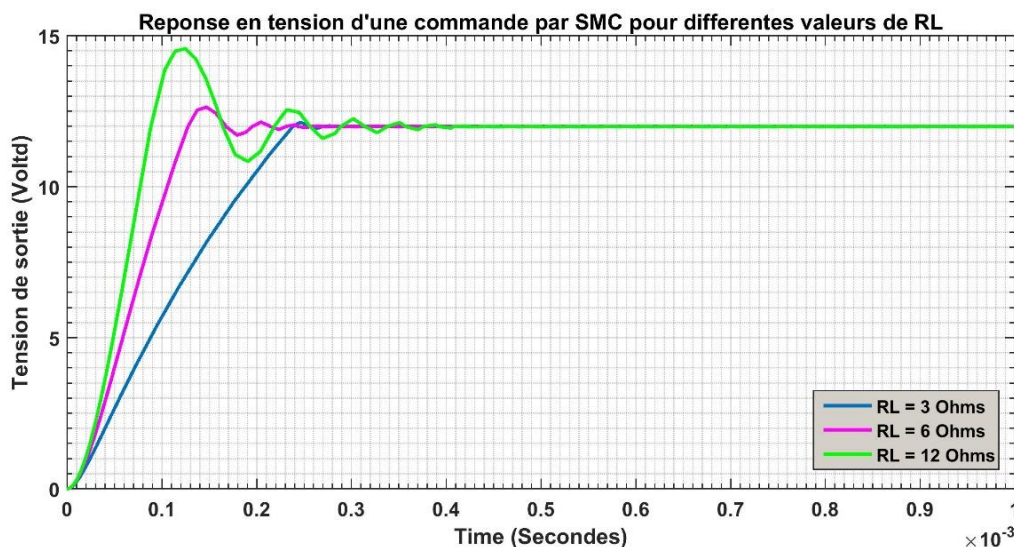


Figure III-15: Réponse d'une commande par mode de glissement 'SMC' d'un convertisseur Buck (changement de la charge)

III.3.4 Comparaison entre la commande PI et la commande par MG

Pour pouvoir comparer entre les deux types de commande, une simulation du même système avec les deux approches a été réalisée.

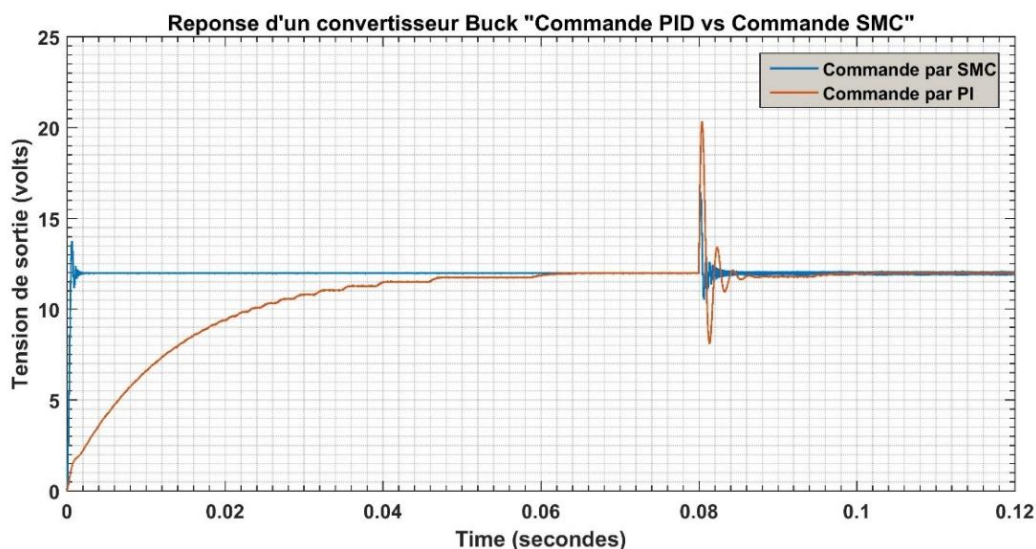


Figure III-16: Comparaison entre la commande PI et la commande SMC

Dans la Figure III-16, la courbe en bleu présente la réponse du système commandé par un contrôleur SMC suite à une consigne de 12 volts, alors que la courbe rouge présente la réponse

du même système suite à la même référence mais avec le contrôleur PI. Cette figure montre clairement une dynamique très rapide de la commande par SMC par rapport à celle de la commande PI. Alors que la Figure III-17 présente un très bon taux de rejection de bruits de variation de la charge pour la commande SMC par rapport à celle de contrôleur PI.

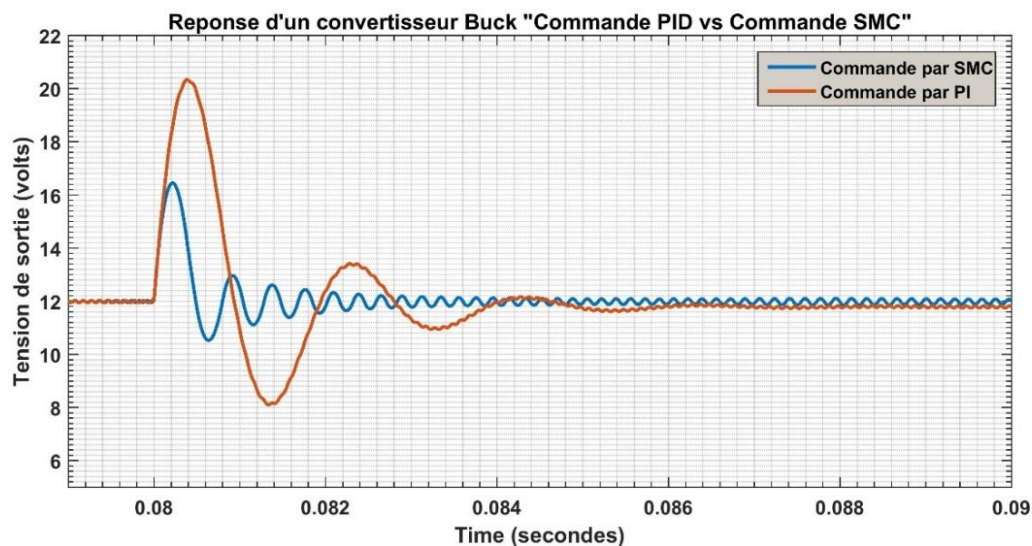


Figure III-17: Rejection de bruit de variation de charge (comparaison entre PI et SMC)

Sur la Figure III-18, nous comparons la dynamique du contrôleur SMC par rapport à celle du PI.

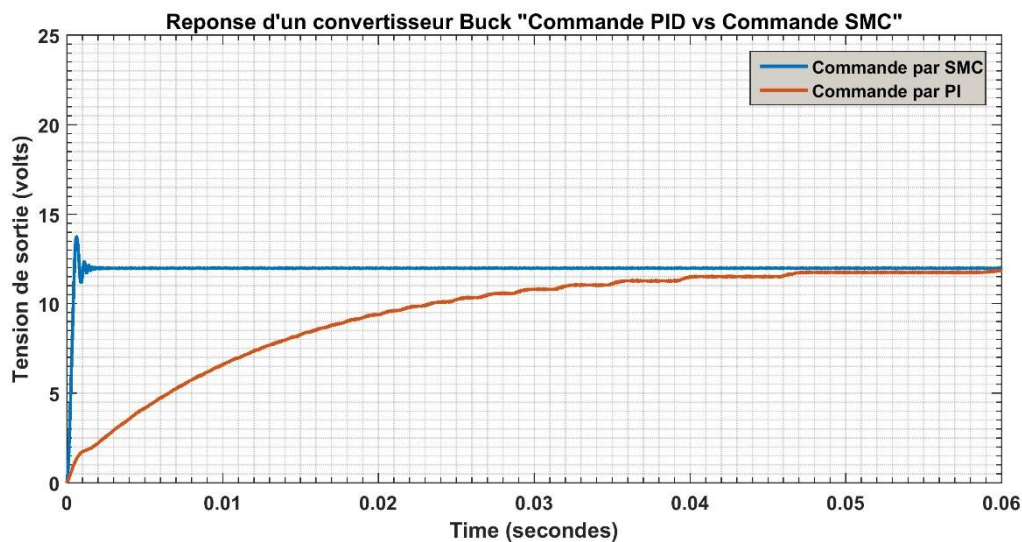


Figure III-18: Dynamique de la commande PI contre SMC

La Figure III-19 relate la convergence de l'erreur des deux contrôleurs, elle souligne les performances remarquables de la stratégie proposée pour commander les convertisseurs DC-DC.

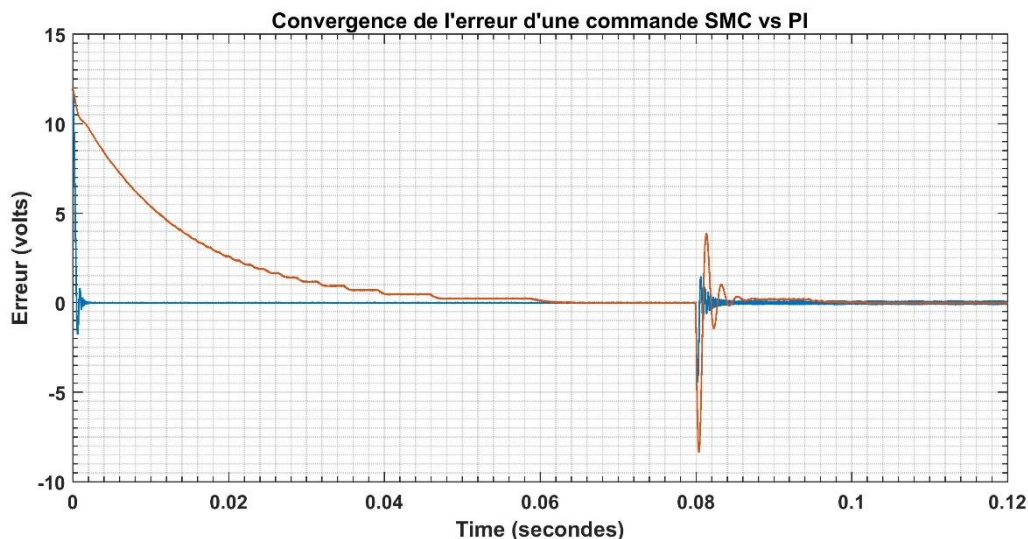


Figure III-19: Convergence de l'erreur d'une réponse PI contre SMC

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé les principes de base de la théorie de la commande par mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC/DC. Cette technique s'adaptant bien aux cas des systèmes à structure variables et surtout connue pour sa robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

Une étude comparative des deux techniques de commande à savoir : la commande PI et la commande par SM, appliquées à un convertisseur DC/DC, a été élaborée. Nous avons étudié séparément chaque technique afin de définir les avantages et les inconvénients de chacune des deux techniques.

Les résultats de simulation et les études comparatives confirment bien l'aspect théorique. Ils ont mis en évidence l'intérêt de la commande par mode glissant pour les convertisseurs DC/DC, et prouvent que l'approche de la commande par mode glissant est plus robuste et performante par rapport à la commande PI en termes de stabilité, de précision et de dynamique.

Chapitre IV : Estimation de l'Etat de Charge de la Batterie

IV.1 Introduction

Au cours des dernières années, plusieurs techniques de stockage d'énergie ont été développées. Notamment, le stockage électrique représenté par des dispositifs électrochimiques appelés « Batterie ». Les batteries sont des dispositifs qui peuvent assurer la conversion entre les deux types d'énergie ; électrique et chimique pour stocker ou fournir de l'électricité. Parmi les technologies des batteries les plus utilisées dans les industries, on trouve les batteries lithium-ion et aux plombs considérés comme la solution de stockage d'énergie pratique pour plusieurs domaines d'application telle que les installations solaires autonomes, les véhicules électriques et hybrides (HEV). La différence entre les différentes technologies des batteries est due à plusieurs paramètres tels que leur densité énergétique, la durée de vie, la puissance, etc. [35] [36].

Une indication précise de l'état de charge d'une batterie (*State of Charge – SoC*) permet de garantir une utilisation sûre de la batterie en évitant une surcharge ou une décharge profonde pouvant l'endommager [37]. Cette indication est également indispensable pour calculer l'énergie disponible de la batterie. Cependant, la batterie étant un système électrochimique complexe, ni son SoC ni sa capacité disponible ne peuvent être mesurés directement par un capteur. De plus, la dynamique de la batterie dépend non seulement de ses caractéristiques internes, comme sa composition chimique et son état de santé, mais aussi de ses conditions d'usage, souvent non contrôlables, comme la température ambiante. Cela rend difficile la conception d'un estimateur fiable du SoC, notamment pour des applications en temps réel.

Ce chapitre est destiné à l'estimation de l'état de charge de la batterie « SOC ». En premier lieu, nous présentons le modèle de la batterie dans l'espace d'états. Ensuite, nous identifions les paramètres interne du modèle et finalement nous ferons appel à un observateur assez sophistiqué, l'estimateur de KALMAN (*filtre de KALMAN*), afin d'estimer l'état de charge « SOC » pour différents technologies des batteries, en particulier, celles dédiées aux applications solaires. Pour la validation des stratégies développées, une implémentation sera réalisée en utilisant la technique PIL (*Processor In the Loop*) qui représente la méthode de Co simulation hardware/software.

IV.2 Modélisation de la batterie

IV.2.1 Modèle électrique et équations d'état

L'une des caractéristiques les plus importantes dans les systèmes de gestion de la batterie est la capacité restante appelée État de charge « *State Of Charge 'SOC'* ». Le SOC est un état interne de la batterie qui ne peut pas être mesuré directement en utilisant des capteurs physiques pendant le fonctionnement normale de la batterie, puisqu'il ne s'agit pas d'une quantité physique [38]. Un capteur virtuel ou un estimateur est alors nécessaire pour avoir des informations sur la valeur de SOC. Pour la mise en œuvre de l'estimateur, il faut développer un modèle capable de simuler le comportement de la batterie.

Les modèles électriques sont basés sur des circuits électriques équivalents qui reflètent les caractéristiques courants tensions « I-V » des batteries réelles en utilisant des sources de courant, de tension, et des éléments passifs comme les résistances et les condensateurs.

Un modèle fiable et précis est nécessaire pour couvrir les différentes conditions de fonctionnement réel. Le modèle électrique de Thevenin de premier et second ordre est alors adopté pour reproduire le mieux possible le comportement de la batterie comme il est montré sur la Figure IV-1 [39].

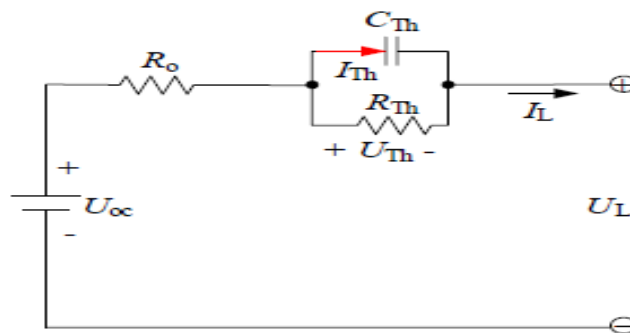


Figure IV-1: Modèle de Thevenin équivalent du premier ordre d'une batterie

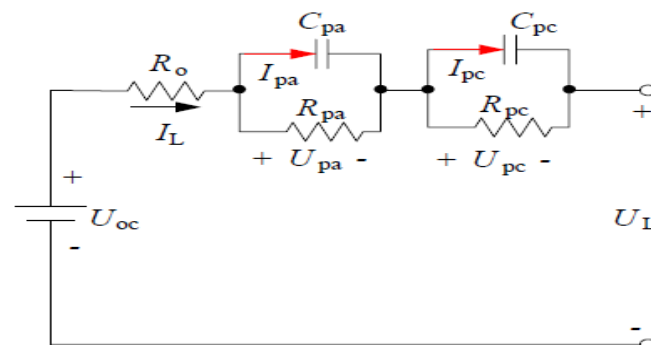


Figure IV-2: Modèle de Thevenin équivalent du second ordre d'une batterie

L'élément électrique R_0 indique l'impédance de la couche superficielle. En tenant compte de la conductivité électrique de l'électrolyte, des électrodes et du séparateur, il représente généralement la résistance interne « Bulk ». Les deux résistances de polarisation, R_{pa} et R_{pc} représentent successivement la résistance de la polarisation électrochimique et la résistance de polarisation de concentration. Les deux condensateurs C_{pa} et C_{pc} représentent respectivement la capacité de polarisation électrochimique et la capacité de concentration.

Le modèle de la Figure IV-2 peut être exprimé par le comportement électrique suivant:

$$\begin{cases} \dot{U}_{pa} = \frac{dU_{pa}}{dt} = -\frac{U_{pa}}{(R_{pa}C_{pa})} + i_L \frac{1}{(C_{pa})} \\ \dot{U}_{pc} = \frac{dU_{pc}}{dt} = -\frac{U_{pc}}{(R_{pc}C_{pc})} + i_L \frac{1}{(C_{pc})} \\ U_L = U_{OC}(SOC) - U_{pa} - U_{pc} - R_0 i_L \end{cases} \quad (IV.1)$$

U_L représente la tension aux bornes de la batterie, U_{oc} est la tension du circuit ouvert de la batterie (*OCV*) et i_L représente le courant de charge.

U_{pa} et U_{pc} sont respectivement les réponses temporelles transitoires en tension durant la charge et la décharge.

IV.2.2 Identification des paramètres

Il s'agit, à partir des observations des entrées-sorties collectées sur un système donné, potentiellement non-linéaire, de construire puis d'estimer une structure de modèle qui pourrait reproduire au mieux le comportement de ce système.

Dans le modèle électrique de la batterie, deux ensembles de paramètres doivent être identifiés, à savoir la relation entre la tension en circuit ouvert *OCV* et l'état de charge *SOC*, ainsi que les paramètres électriques tels que R_{pa} , R_{pc} , C_{pa} , C_{pc} et R_0 . Pour ce faire, on va se baser sur la méthode des moindres carrées.

IV.2.2.1 Identification de la fonction $OCV=f(SOC)$

Dans de nombreuses applications, il est conseillé d'entretenir l'état de charge « *SOC* » comprise dans une zone de fonctionnement donnée, généralement entre 20% et 80% ou 10% et 90%, cela dépend de la technologie de la batterie et de l'application réelle. Ce *SOC* qui vérifie ces marges de fonctionnement protège la batterie de tout dommage comme les décharges profondes ainsi que les surcharges ce qui contribue à optimiser le fonctionnement de la batterie et augmenter sa durée de vie.

À cause de la complexité de la dynamique de la batterie, et surtout la relation entre la tension du circuit ouvert (*OCV*) et l'état de charge (*SOC*) qui est fortement non linéaire comme le montre la Figure IV-3, on doit sélectionner une fonction qui peut approximer le mieux possible cette relation. Pour cela, nous avons choisi une fonction polynomiale d'ordre élevé (6^{th}) défini par l'équation (IV.2).

$$P(x) = a_0 + a_1x^1 + a_2x^2 + \dots + a_nx^n ; n = 6 \quad (IV.2)$$

Pour identifier les paramètres de la fonction $OCV = f(SOC)$, avec SOC compris entre 10% et 90%, nous avons choisi la méthode des moindres carrés non linéaire qui consiste à minimiser les résidus quadratiques de la fonction objectif, défini par équation (IV.3).

$$\varepsilon(a_0, a_1, \dots, a_n) = \min \sum_{i=0}^m \left(y_i - \sum_{j=0}^n a_j x_i^j \right)^2 \quad (IV.3)$$

Il s'agit de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la mesure de la tension du circuit ouvert de la batterie *OCV* et une approximation $P(x)$ de *SOC*, pour trouver le meilleur ajustement dans le sens des moindres carrés.

y_i représente la série des échantillons mesurés de la tension (*OCV*) et x_i est l'état de charge associé à cette échantillon.

En se servant de l'outil d'optimisation Matlab et selon les équations (IV.2) et (IV.3), les paramètres de $OCV = f(SOC)$ peuvent être identifiés. Les résultats d'identification des paramètres sont indiqués sur le Tableau 2.

Tableau 2: Résultats d'identification des paramètres de la fonction $OCV=f(SOC)$

Paramètres	a0	a1	a2	a3	a4	a5	a6
Valeur	3.5	0.46	2.6	-17	40	-37	13

Nous pouvons donc déduire la relation entre *OCV* et *SOC* (Equation (IV.4)).

$$OCV = 3.5 + 0.46(SOC)^1 + 2.6(SOC)^2 - 17(SOC)^3 + 40(SOC)^4 - 37(SOC)^5 + 13(SOC)^6 \quad (IV.4)$$

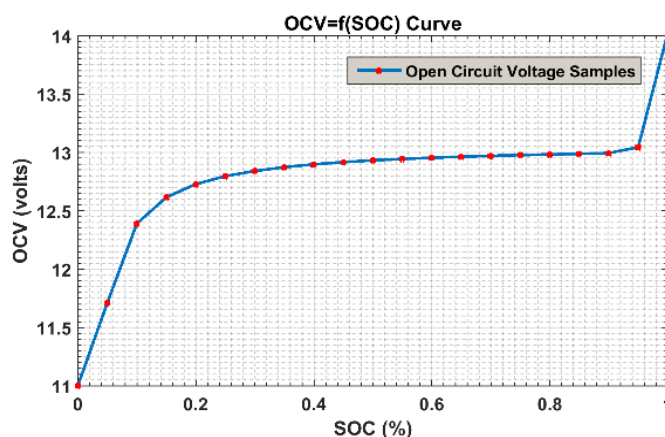


Figure IV-3 : Approximation de la courbe $OCV=f(SOC)$

IV.2.2.2 Identification des paramètres électriques

L'une des caractéristiques importantes de la dynamique de la batterie est le phénomène d'hystérésis, cet effet est observé au niveau de la réponse de la tension de la batterie. Cependant, lorsque la batterie commute entre les deux états de décharge et de charge, la variation imprévue de courant entraîne une grande variation de la tension, ce changement est dû à la résistance ohmique interne. Lorsque la batterie n'est pas connectée, un effet électrochimique interne impose un faible changement de tension.

Nous pouvons exploiter ce phénomène afin d'identifier les paramètres internes de notre modèle, comme la résistance ohmique et la résistance de polarisation en passant par un test HPPC (*Hybrid Pulse Power Characterization*) qui consiste à exciter la batterie par une série d'impulsion de courant est extraire la réponse en tension pour mettre en évidence la dynamique interne comme il est montré sur la Figure IV-4.

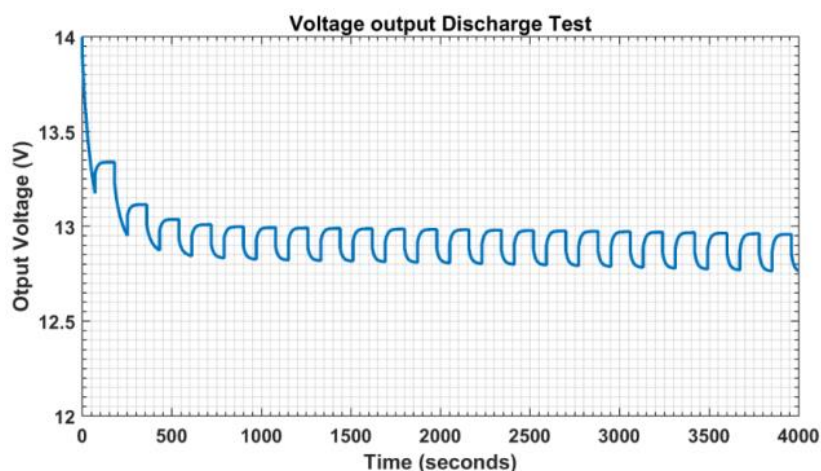


Figure IV-4: Réponse de la batterie pour une décharge en tension de type HPPC

Un algorithme d'optimisation basé sur la méthode des moindres carrés non linéaire est utilisé pour identifier les paramètres de la batterie [40] ; la résistance interne et les deux réseaux RC. Tous ces paramètres sont des fonctions de l'état de charge SOC, donc pour les déterminer il faut passer par un test HPPC et modifier les valeurs initiaux des paramètres jusqu'à trouver la valeur optimale qui minimise l'erreur quadratique dans le sens de moindres carrés. Le principe de fonctionnement de la séquence de test pour identifier les différents paramètres de la batterie est montré dans la Figure IV-5.

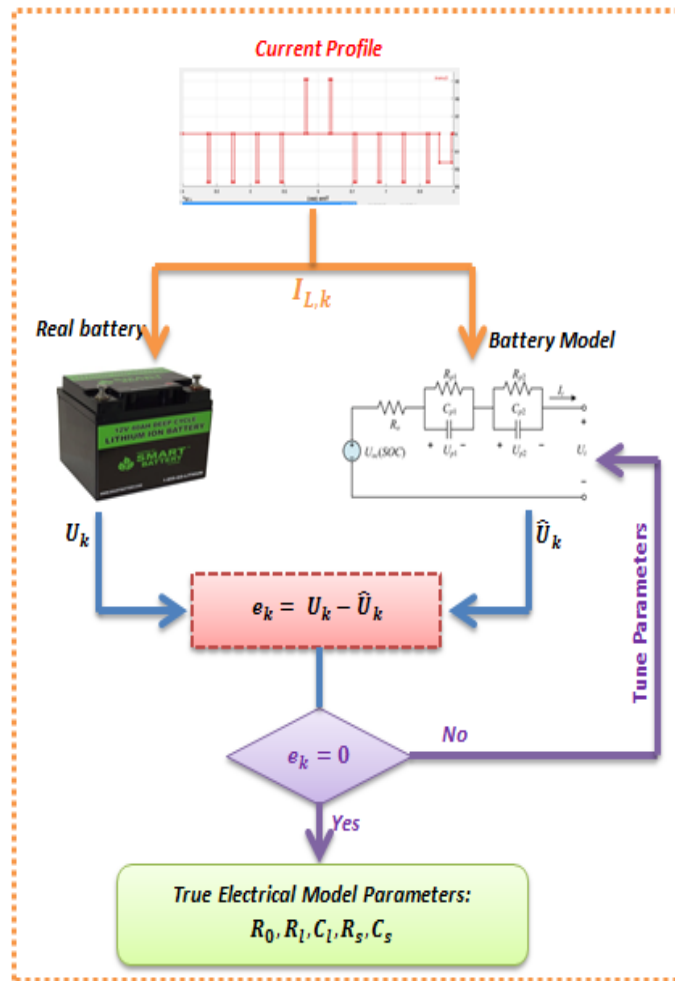


Figure IV-5: Processus d'identification des différents paramètres de la Batterie

La résistance interne est identifiée en mesurant la chute de tension au début de chaque cycle de décharge, cette valeur est ensuite divisée par le courant de décharge réel pour obtenir la valeur de la résistance interne R_0 à chaque étape. La variation du R_0 par rapport au SOC est représentée par la Figure IV-6.

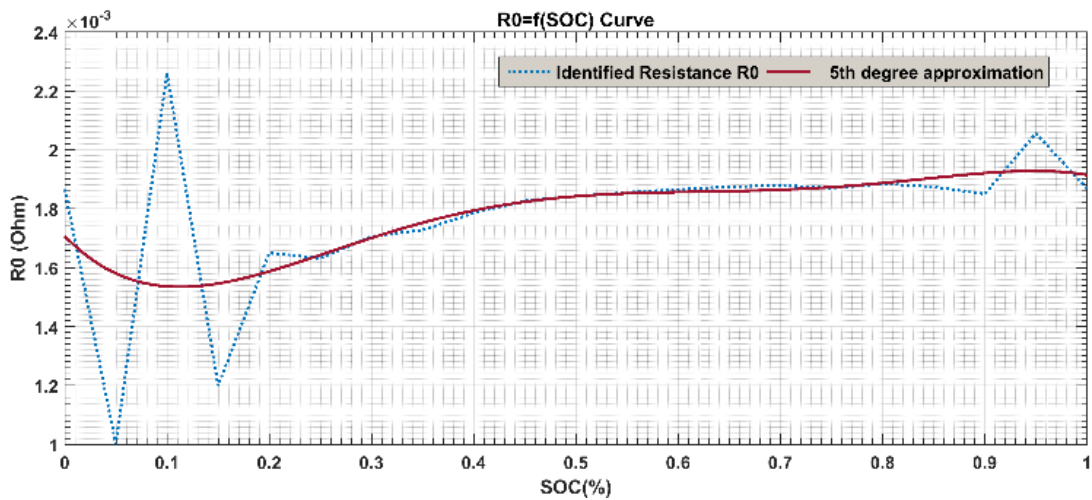


Figure IV-6: Résistance interne $R_0=f(SOC)$

Les autres paramètres R_{pa} , C_{pa} , R_{pc} et C_{pc} sont déterminés à l'aide de la méthode « *Levenberg Marquardt* » qui est l'un des algorithmes des moindres carrés non linéaires les plus utilisés dans les problèmes d'optimisation [41].

La chute de tension due à la résistance interne R_0 et la tension de circuit ouvert (OCV) sont soustraites de la tension de sortie de la batterie, la tension restante est la tension au bornes des deux réseaux (R_{pa} , C_{pa}) et (R_{pc} , C_{pc}). En appliquant l'outil d'optimisation intégré de Matlab et en choisissant la méthode de « *Levenberg Marquardt* », nous obtenons les résultats suivants (Figure I-8 jusqu'à Figure I-11) :

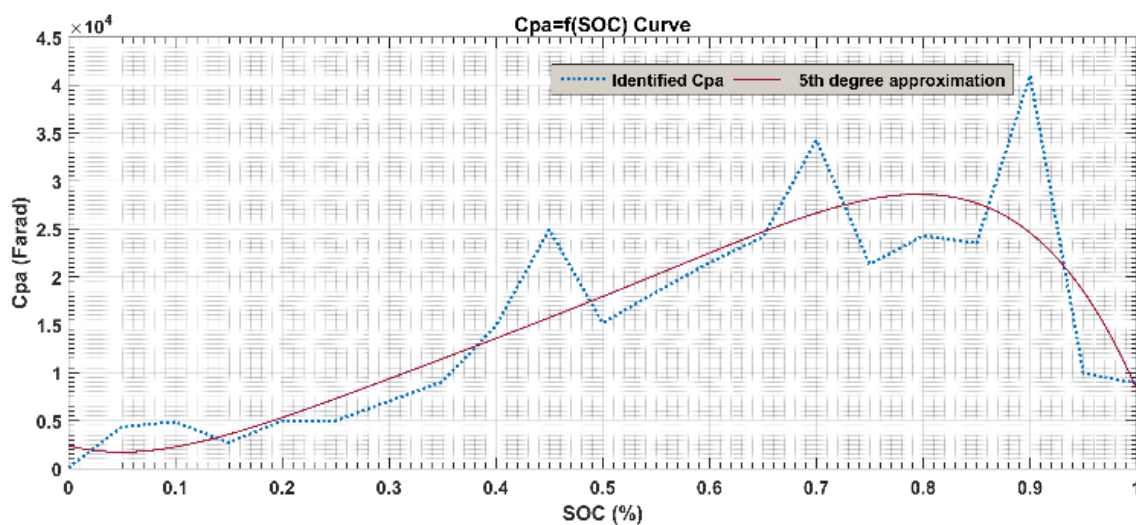


Figure IV-7: Identification de la capacité $C_{pa}=f(SOC)$

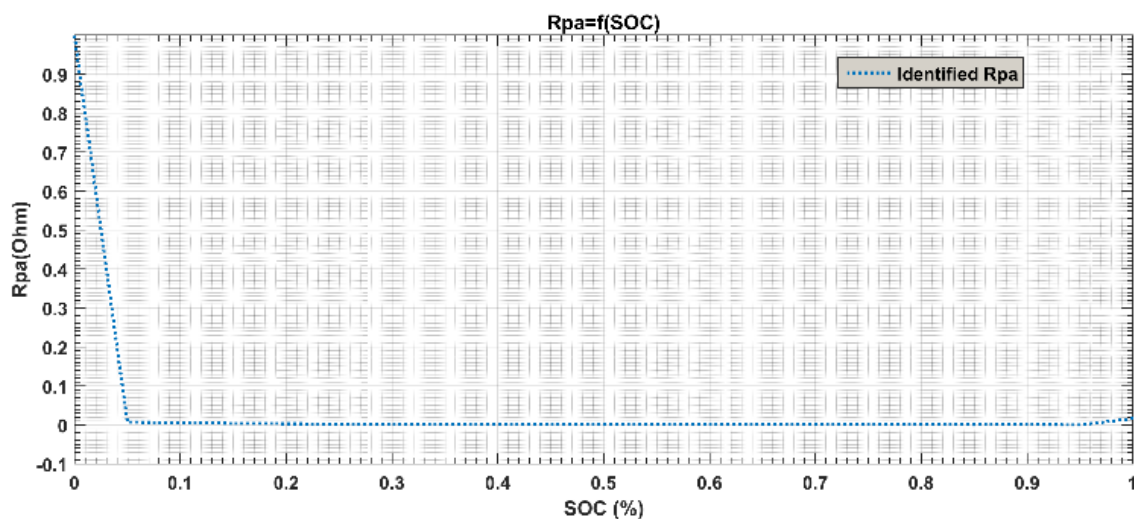


Figure IV-8: Identification de la résistance $R_{pa}=f(SOC)$

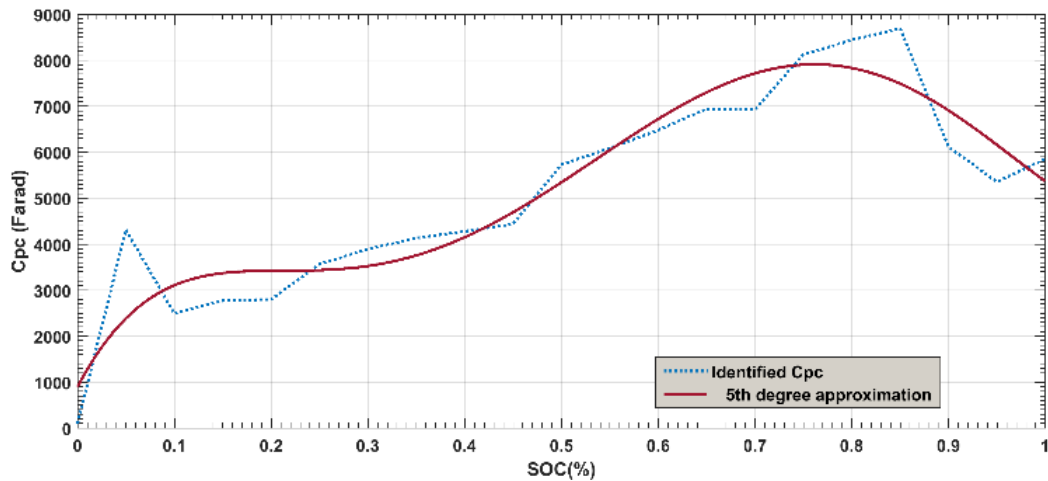


Figure IV-9: Identification de la capacité $C_{pc}=f(SOC)$

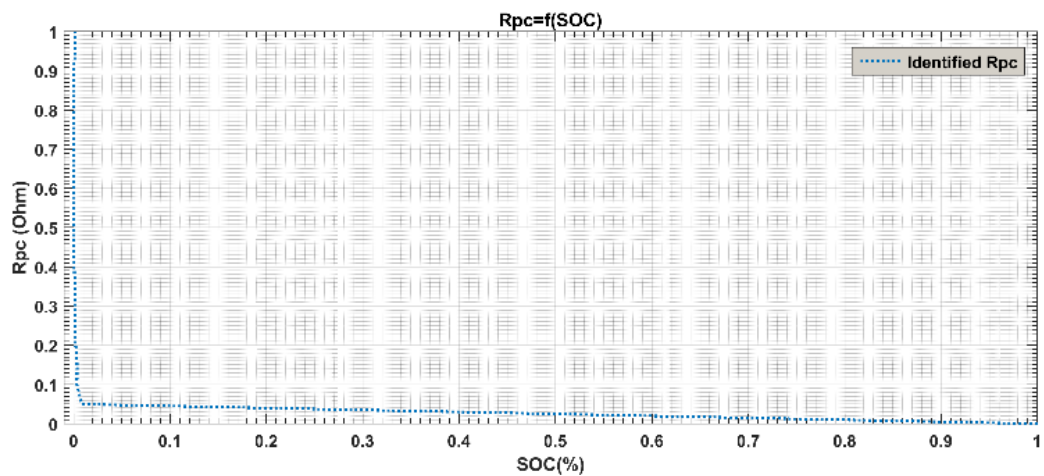


Figure IV-10: Identification de la capacité $R_{pc}=f(SOC)$

Les résultats d'optimisation ci-dessus représentent la variation des paramètres électriques du modèle de la batterie, respectivement C_{pa} , R_{pa} , C_{pc} et R_{pc} , en fonction de l'état de charge SOC pendant un cycle de charge complet.

IV.3 Estimation du SOC par l'observateur de Kalman Etendu

IV.3.1 Principe du filtre de Kalman

La technique d'observation de KALMAN ou simplement le filtre KALMAN (KF) également connu sous le nom de l'Estimateur Linéaire Quadratique a été introduit en 1960 [42]. Ce filtre fournit une solution optimale pour l'estimation des états internes d'un système dynamique en se basant sur une série de mesures dans le temps, malgré les incertitudes et le bruit statistique [43]. Cependant, pour les systèmes linéaires, l'algorithme est appliqué directement. Alors que pour les systèmes non linéaires, un processus de linéarisation est exécuté à chaque pas d'échantillonnage pour obtenir une approximation linéaire variant dans le temps (LTV) en exploitant le développement de la série de Taylor. Cette technique d'approximation conduit à un filtre de KALMAN étendu "*Extended KALMAN filter (EKF)*"

[42]. Le modèle dynamique pour le système linéaire et non linéaire est défini respectivement par les équations (IV.5) et (IV.6).

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + w_k \\ y_k = Cx_k + Du_k + v_k \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_k = g(x_k, u_k) + v_k \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Ces deux modèles (Equations (IV.5) et (IV.6)) représentent la dynamique du système et l'équation de sortie. Les matrices A, B, C et D représentent respectivement les matrices : d'états, de commande, d'observation et d'action directe. Les fonctions $f(x_k, u_k)$ et $g(x_k, u_k)$ sont respectivement les fonctions de transition et de mesure non linéaires.

Le bruit de processus et le bruit de mesure sont modélisés par un processus stochastique sous forme d'un bruit blanc gaussien à moyenne nulle. On désigne par Q est la matrice de covariance de bruit de processus du vecteur w_k et R est la matrice de covariance de bruit de mesure du vecteur v_k . La représentation mathématique des différents types de bruits qui agissent sur le système est formulée par l'équation (IV.7)):

$$\begin{aligned} E(w_k) &= q_k; & \text{Cov}(w_k, w_j) &= Q_k \delta_{k,j} \\ E(v_k) &= r_k; & \text{Cov}(v_k, v_j) &= R_k \delta_{k,j} \\ \text{Cov}(w_k, v_j) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

À chaque pas d'échantillonnage, les fonctions $f(x_k, u_k)$ et $g(x_k, u_k)$ sont linéarisées autour du point de fonctionnement en utilisant le développement de la série de Taylor de premier ordre. En supposant que $f(x_k, u_k)$ et $g(x_k, u_k)$ sont différentiables sur tous les points de fonctionnement, nous aboutissons à de nouvelles matrices dynamiques A et C à partir d'une fonction non linéaire comme définis dans les équations (IV.8) et (IV.9):

$$A = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{IV.8})$$

$$C = \frac{\partial g}{\partial x} \quad (\text{IV.9})$$

Le filtre de Kalman est un estimateur optimal, récursif, et qui a un aspect cyclique comportant plusieurs phases: initialisation, prédiction (*estimation à priori*) et mise à jour (*estimation à posteriori*). L'initialisation de ce filtre consiste à exploiter les informations valables sur l'état initial (\hat{X}_0) et la covariance d'erreur (\hat{P}_0), définis par l'équation (IV.10).

$$(\hat{X}_0) = E(X_0) ; (\hat{P}_0) = E[(X - \hat{X}_0)(X - \hat{X}_0)^T] \quad (\text{IV.10})$$

Ensuite, vient la phase de prédiction de l'estimation selon le modèle du système. Pour ce faire, le filtre de Kalman reprend l'estimation précédente des paramètres et de l'erreur et prédit les nouveaux paramètres et la nouvelle erreur en fonction de la modélisation du système.

$$\hat{X}_k^- = A\hat{X}_{k-1}^- + Bu_k \quad (IV.11)$$

$$P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (IV.12)$$

Dans l'étape de mise à jour, les observations de l'instant courant sont utilisées pour corriger l'état prédit dans le but d'obtenir une estimation plus précise.

$$\hat{X}_k = \hat{X}_k^- + K_k(y_k - C\hat{X}_k^-) \quad (IV.13)$$

$$P_k = (I - K_kC)P_k^- \quad (IV.14)$$

Le gain de correction optimal (*Gain de Kalman*) est défini comme suit:

$$K_k = \frac{P_k^- C^T}{(CP_k^- C^T + R)} \quad (IV.15)$$

Pour les systèmes non linéaires, la linéarisation est essentielle en calculant la matrice jacobienne, c'est le filtre de Kalman étendu

La Figure IV-11 et la Figure IV-12 représentent respectivement une illustration de l'algorithme du filtre de Kalman classique et étendu ($H = C$) [42].

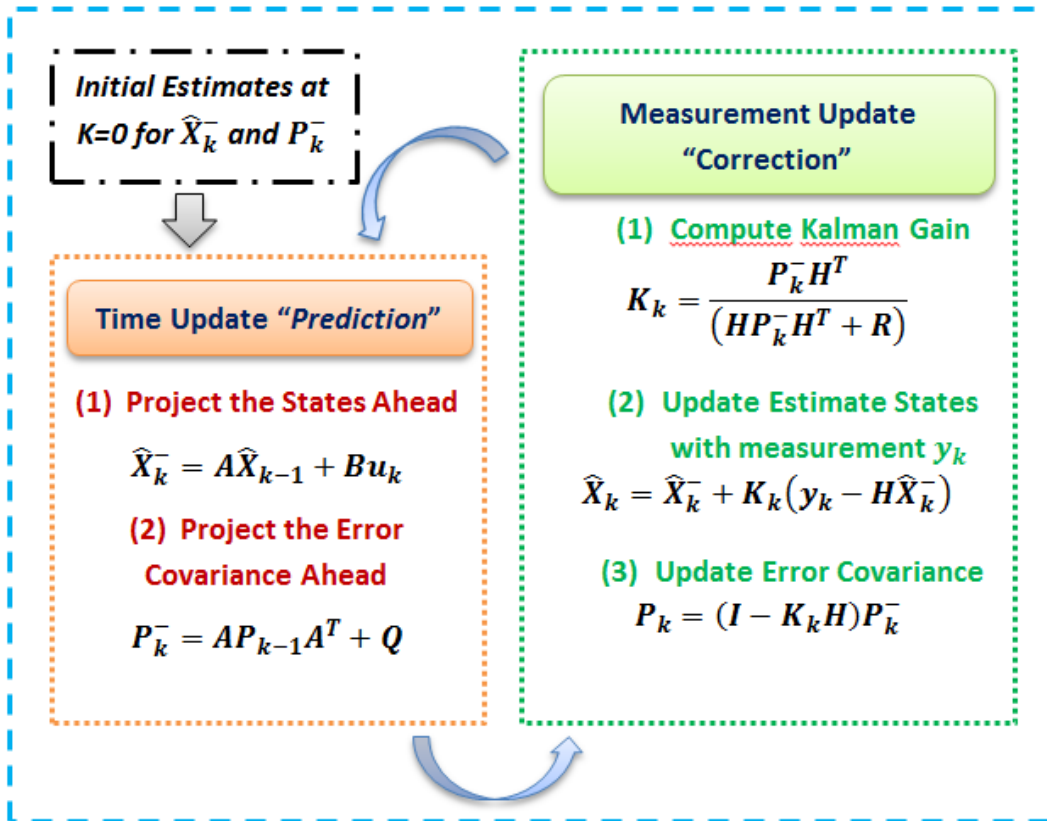


Figure IV-11: Algorithme du filtrage de KALMAN classique

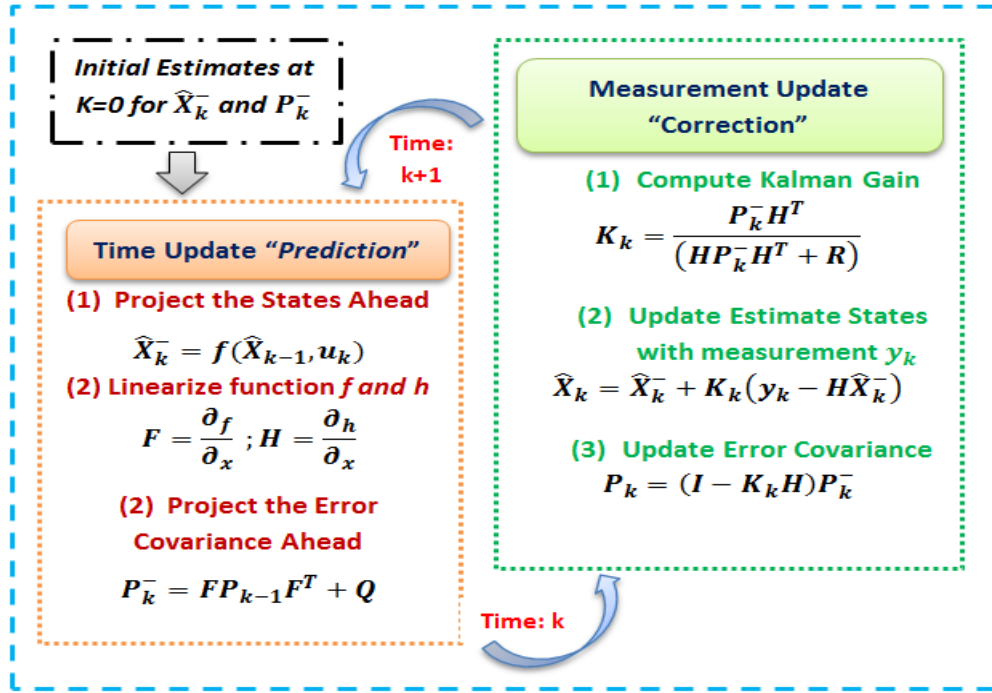


Figure IV-12: Algorithme du filtrage de KALMAN étendu

IV.3.2 Estimation de SOC avec AEKF

L'état de charge de la batterie ou simplement SOC est une quantité relative qui décrit le rapport entre la capacité restante et la capacité maximale disponible, le SOC peut être défini par l'équation (IV.16):

$$SOC(t) = SOC(t_0) - \frac{1}{C_n} \int_{t_0}^{t_f} \eta_i I_{L,t} dt \quad (IV.16)$$

$SOC(t_0)$ est l'état de charge initial, $I_{L,t}$ est le courant instantané de charge ou de décharge; η_i est l'efficacité de Coulomb métrique qui est fonction de la température et du courant et C_n est la capacité maximale de la batterie.

En discrétisant le SOC de l'équation (IV.16), nous aboutissons à l'équation (IV.17):

$$SOC_k = SOC_{k-1} - \frac{\eta_i I_{L,k} \Delta t}{C_n} \quad (IV.17)$$

SOC_k est l'État de charge du k^{th} échantillonnage, Δt représente le temps d'échantillonnage.

En considérant la méthode de comptage coulomb métrique numérique, le calcul itératif du SOC réel est effectué en se basant sur l'équation (IV.17) [42].

Pour atteindre des performances optimales avec le filtre de Kalman étendu, il est nécessaire d'avoir des aprioris correctes sur les matrices F , G , H , Q , R et $P(0)$ car le filtre de Kalman suppose que les modèles d'état et de mesure ainsi que la distribution statistique des bruits sont bien connus.

Autrement, l'estimateur de Kalman n'est plus efficace. Généralement, ces paramètres sont prélevés à travers des analyses empiriques sur des données préalablement acquises ou sur simulateur.

Les résultats sont considérés constants et sont implémentés dans le filtre comme telles. Le système ne sera plus adapté à l'évolution des conditions externes où il ne considère pas les perturbations méconnues lors de l'implémentation du filtre.

Pour que le filtre de Kalman étendu soit plus robuste, plusieurs méthodes sont mises en œuvre, Nous allons considérer une version adaptative qui essaye d'apporter une mise à jour aux distributions statistiques des bruits du système, [42].

Pour la mise en œuvre d'un filtre adaptative le modèle (*système et observation*) doit être linéaire discret et la distribution stochastique des vecteurs $v(k)$ et $w(k)$ des bruits blancs gaussiens non stationnaires à moyennes non nulles (équation (IV.18)).

$$\begin{cases} x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \\ y_k = Cx_k + Du_k + v_k \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Où :

- x_k est le vecteur d'état au moment d'échantillonnage k^{th} ,
- w_k est le «*bruit de processus*» non mesuré qui affecte directement les états internes du système,
- v_k est le bruit de mesure qui se reflète dans la sortie du système estimée y_k .
- w_k et v_k sont supposés être des bruits blanc gaussien avec une moyenne nulle et une covariance respectivement Q_k et R_k .

La dynamique du système est décrite par les matrices A, B, C et D et est déterminée par les paramètres internes de la batterie. Un organigramme de mise en œuvre de l'algorithme AEKF est illustré par la Figure IV-13. Le filtre EKF adaptatif permet d'estimer et de mettre à jour itérativement les paramètres Q et R.

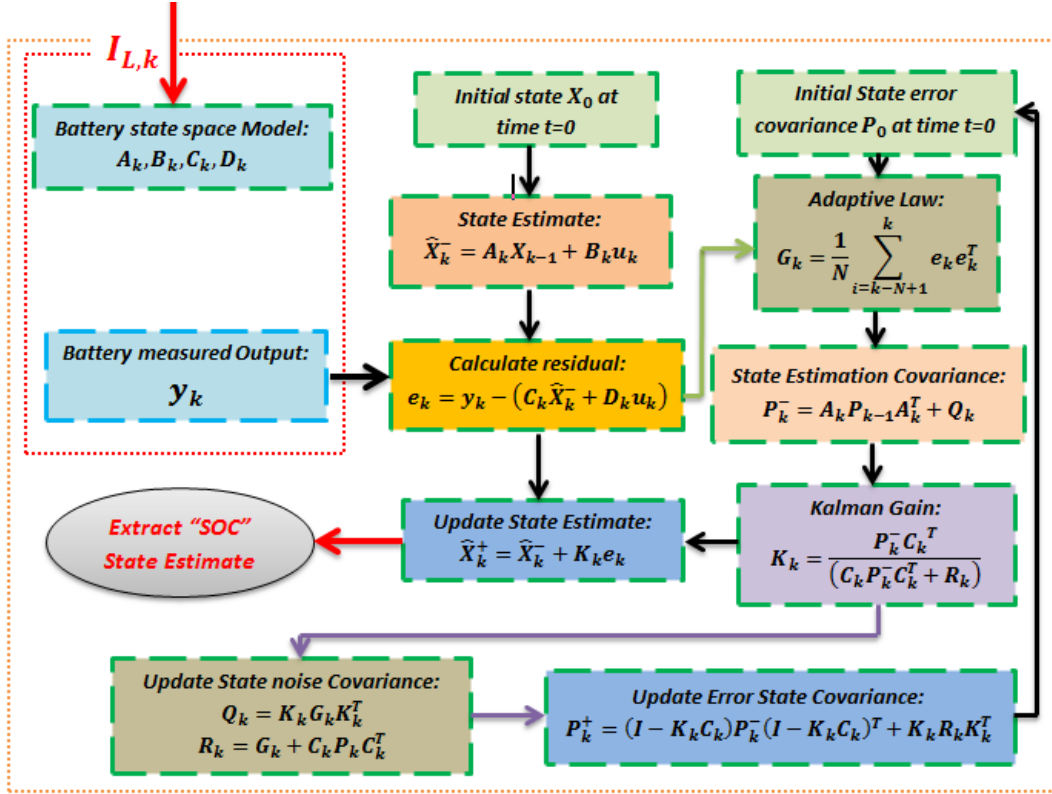


Figure IV-13: Organigramme de l'algorithme de KALMAN adaptative (AEKF) proposé

La représentation d'état de notre système batterie se basant sur le modèle électrique de Thevenin du second ordre est défini par l'équation (IV.1). Cette représentation est sous forme de deux équations différentielles matricielle en temps continu. Pour pouvoir implémenter notre filtre de Kalman sur une cible numérique (*calculateur numérique, FPGA, microcontrôleur ou DSP*), nous devons discrétiser notre système ;

La solution de l'équation d'état (IV.1) est la suivante :

$$X(t) = \exp^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t \exp^{A(t-v)} B U(v) dv \quad (IV.19)$$

Soit T la période d'échantillonnage, en se basant sur la solution (IV.19), nous pouvons déterminer l'état X au instants d'échantillonnage kT et $(k+1)T$:

$$X(kT) = \exp^{AkT} X(0) + \exp^{AkT} \int_0^{kT} \exp^{-Av} B U(v) dv \quad (IV.20)$$

$$X((k+1)T) = \exp^{A(k+1)T} X(0) + \exp^{A(k+1)T} \int_0^{(k+1)T} \exp^{-Av} B U(v) dv \quad (IV.21)$$

Multiplions l'équation (IV.20) par le terme \exp^{AT} nous déduisons :

$$\exp^{A(k+1)T} X(0) = \exp^{AT} X(kT) - \exp^{A(k+1)T} \int_0^{kT} \exp^{-Av} B U(v) dv \quad (IV.22)$$

Remplaçons l'équation (IV.22) dans l'équation (IV.21) nous obtenons :

$$X((k+1)T) = \exp^{AT}X(kT) + \exp^{A(k+1)T} \left[\int_0^{(k+1)T} \exp^{-Av} BU(v) dv - \int_0^{kT} \exp^{-Av} BU(v) dv \right] \quad (IV.23)$$

Simplifions l'équation (IV.23), nous aboutissons à :

$$X((k+1)T) = \exp^{AT}X(kT) + \exp^{A(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} \exp^{-Av} BU(v) dv \quad (IV.24)$$

Dans l'intervalle kT et $(k+1)T$, l'entrée $U(t)$ et la matrice B sont des constantes, alors :

$$X((k+1)T) = \exp^{AT}X(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \exp^{A((k+1)T-v)} dv \cdot BU(kT) \quad (IV.25)$$

Considérons une nouvelle variable telle que : $\mu = (k+1)T - v$, effectuant ce changement de variable nous obtenons l'équation (IV.26):

$$X((k+1)T) = \exp^{AT}X(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \exp^{A\mu} d\mu \cdot BU(kT) \quad (IV.26)$$

La représentation d'état en discret est ainsi définie par l'équation (IV.26), avec

$$A_d = \exp^{AT} \quad (IV.27)$$

Et

$$B_d = \int_{kT}^{(k+1)T} \exp^{A\mu} d\mu \cdot B \quad (IV.28)$$

A_d Est la matrice d'état en discret et B_d est la matrice de commande en discret.

$$B_d = (\exp^{AT} - I)BA^{-1} \quad (IV.29)$$

Maintenant, après avoir trouvé les formules permettant de discrétiser notre système, on va les appliquer sur la représentation d'état donnée par l'équation (IV.1) en plus on va ajouter à notre système l'équation (IV.17). Pour l'équation de sortie, les deux matrices C et D reste inchangées.

Les équations (IV.1), (IV.17) (IV.27) et (IV.29) conduisent à la représentation d'état discrète, du modèle électrique de la batterie, décrite par l'équation (IV.30):

$$\begin{cases} \text{SOC}_k = \text{SOC}_{k-1} + \frac{\eta_i I_{L,k} \Delta t}{C_n} \\ U_{R_{pa},k} = U_{R_{pa},k-1} \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pa}}\right) + I_{L,k-1} R_{pa} \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pa}}\right)\right) \\ U_{R_{pc},k} = U_{R_{pc},k-1} \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pc}}\right) + I_{L,k-1} R_{pc} \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pc}}\right)\right) \\ V_{t,k} = \text{ocv}(\text{SOC}_k) - R_0 I_{L,k} - U_{R_{pa},k} - U_{R_{pc},k} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Le vecteur d'état choisi est défini comme suit:

$$X = \begin{bmatrix} \text{SOC} \\ U_{R_{pa}} \\ U_{R_{pc}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.31})$$

L'espérance mathématique de l'état initial est donnée par l'équation (IV.32). La covariance d'erreur est donnée par l'équation (IV.33), la covariance de bruit de processus initiale est Q_0 et la covariance de bruit de mesure initiale est R_0 .

$$\hat{X}_0 = E(X_0); \quad (\text{IV.32})$$

$$P_0 = \text{var}(X_0) = E \left[(X_0 - \hat{X}_0)(X_0 - \hat{X}_0)^T \right]; \quad (\text{IV.33})$$

Les matrices d'espace d'état du système discret sont déduites à partir des équations d'état (IV.30):

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pa,k}}\right) & 0 \\ 0 & 0 & \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pc,k}}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.34})$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{\eta_i \Delta t}{C_n} \\ R_{pa,k} \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pa,k}}\right)\right) \\ R_{pc,k} \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{pc,k}}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.35})$$

$$C_d = \begin{bmatrix} \frac{\partial \text{OCV}}{\partial \text{SOC}} & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

$$D_d = -R_0 \quad (\text{IV.37})$$

IV.3.3 Résultats de simulation de l'algorithme de Kalman « AEKF »

Comme le marché des microcontrôleurs s'est rapidement développé, les chercheurs ont proposé plusieurs approches pour concevoir des algorithmes de mise en œuvre et de test pour les calculateurs numériques. Une nouvelle procédure appelée Processor-In-the-Loop (*PIL*) permet aux développeurs de vérifier le bon fonctionnement du programme de contrôle qui s'exécute en temps réel dans un microcontrôleur cible et contrôle un prototype virtuel d'un système donnée.

En vue de valider les modèles des batteries et les différentes techniques d'estimations proposées pour l'indentification des paramètres internes d'une batterie, nous avons développé certains outils software pour le prétraitement ainsi que le post-traitement,

Par la suite, nous allons procéder à une démonstration et la mise en œuvre de la technique *PIL* pour une batterie virtuelle avec une plate-forme de contrôle de base ARM doté d'un processeur à haute performance.

Pour ce faire, nous utilisons l'environnement MATLAB à la fois pour la conception du système et la génération de code pour effectuer une Co-simulation *PIL* avec la carte cible. Pendant la phase Processor-In-the-Loop (*PIL*), l'algorithme AEKF est compilé et téléchargé dans un processeur cible intégré. Pour le processeur, nous avons utilisé un microcontrôleur basé sur un cœur ARM STM32F429. Après avoir téléchargé l'algorithme compilé sur la carte, elle va communiquer directement avec le modèle virtuelle de la batterie via une communication série. La procédure de simulation *PIL* est illustrée sur la Figure IV-14:

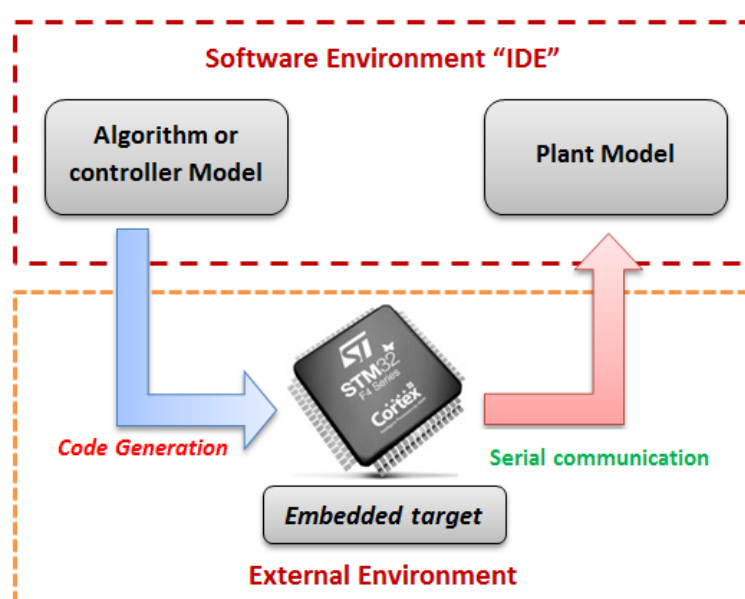


Figure IV-14: Principe de la simulation *PIL*

Tout d'abord, nous devons vérifier le code de notre algorithme du filtre de Kalman adaptatif 'AEKF' avant la validation dans le cible matérielle par la simulation PIL. La carte choisit est la 'STM32F4-Discovery Board' à base d'ARM Cortex-M4. Cependant, un package de support est nécessaire pour permettre la communication matérielle et logicielle.

Dans une simulation PIL, le code généré par un codeur intégré approprié fonctionne sur le STM32F4-Discovery Board. Les résultats de la simulation PIL sont transférés à Matlab/Simulink pour vérifier la similitude numérique entre l'algorithme de contrôle du modèle AEKF et le code C généré, ce processus de vérification est une partie importante du cycle de développement afin de garantir que les performances du code déployé correspondent aux exigences de conception appropriée. Pour activer la capacité du paramétrage et l'enregistrement des données en temps réel lors de l'exécution de l'algorithme AEKF dans la cible, nous pouvons utiliser le mode externe de Simulink.

Pour la simulation, nous avons utilisé Matlab / Simulink. L'algorithme Adaptive EKF est comparé avec les résultats de référence prise par la mesure de coulomb métrique. Les valeurs initiales utilisées dans la simulation sont les suivantes:

$$\mathbf{X}_0 = [0.1 \quad 0 \quad 0]^T ; \mathbf{R}_0 = 0.1 ; \mathbf{Q}_0 = 0.1 \mathbf{diag}([1, 1]) \quad (\text{IV.38})$$

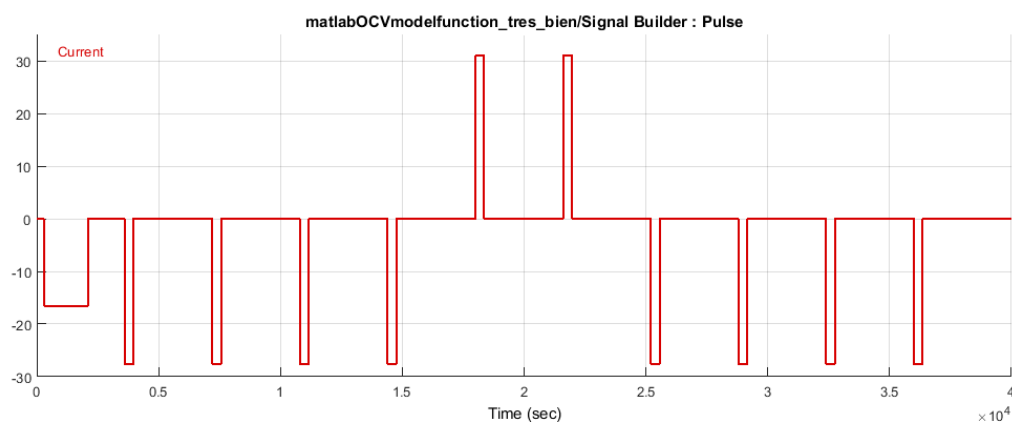


Figure IV-15: Profile de Charge et de Décharge du Courant.

Les résultats de la simulation sont présentés sur la Figure IV-16, dans laquelle la courbe rouge représente l'état SOC réel alors que la ligne jaune représente le résultat d'estimation SOC par l'algorithme de Kalman adaptatif AEKF. La batterie a été chargée et déchargée en respectant le profil de courant représenté sur la Figure IV-15.

Une vue avec plus de précision sur les zones A, B et C de la Figure IV-16 est représenté respectivement sur la Figure IV-17, Figure IV-18 et Figure IV-19. L'analyse des résultats

indique que l'erreur de l'algorithme Adaptive 'AEKF' considéré est inférieure à 2% avec une erreur initiale supérieure à 90%.

Le choix d'une erreur initiale très grande montre qu'avec l'algorithme AEKF, la connaissance de l'état initial de SOC n'est pas primordiale comme dans le cas de la méthode coulomb métrique, ce qui prouve la robustesse et la fiabilité de cet estimateur.

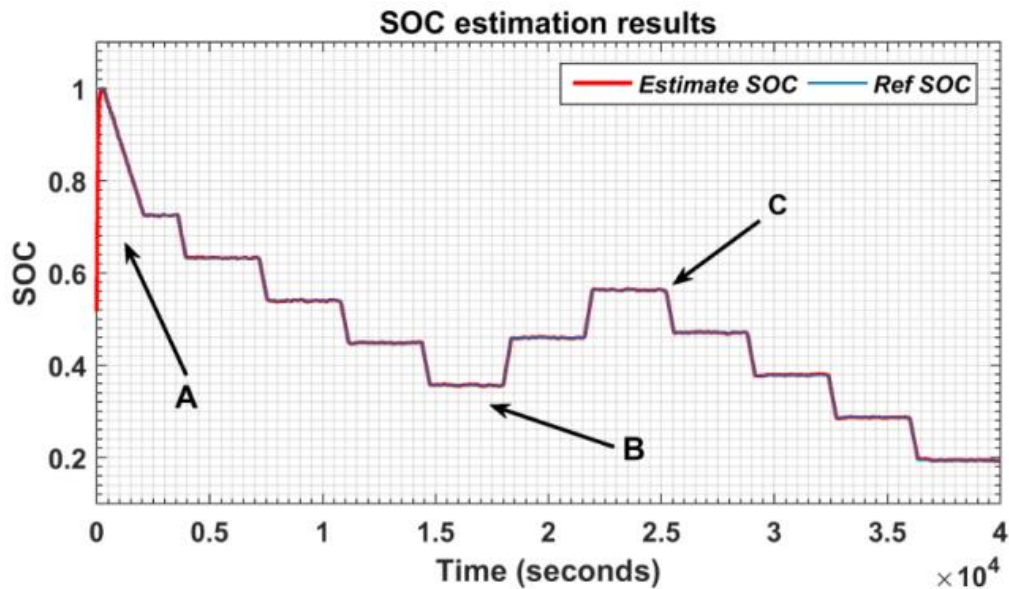


Figure IV-16: Résultats d'estimation du SOC pour différents scenario de charge et de décharge

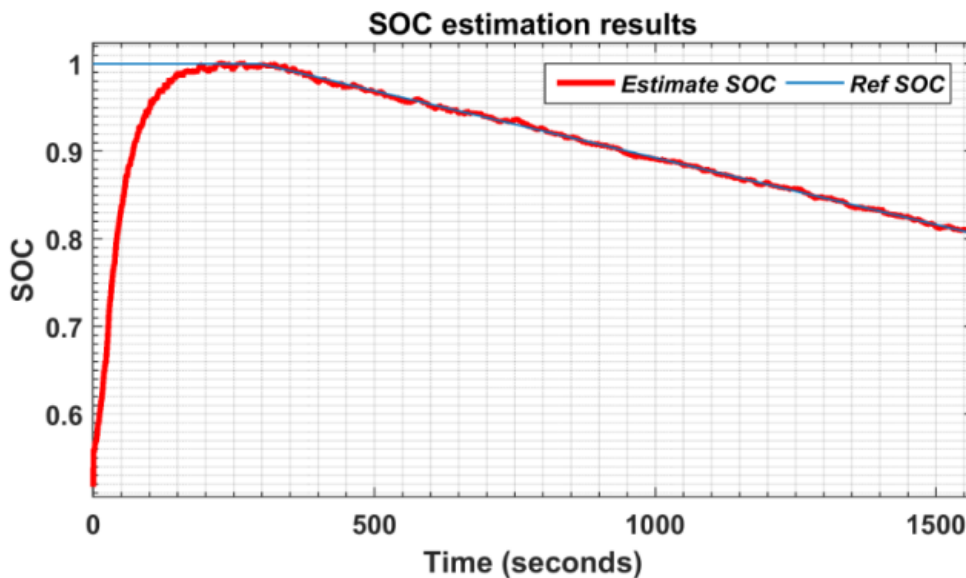


Figure IV-17: Précision de l'estimation de l'SOC (Figure IV-16 zone A)

Pour vérifier les performances de l'algorithme adaptatif AEKF développé, Un profil de courant aléatoire est choisi (Figure IV-15). La Figure IV-20 montre respectivement les erreurs entre les variables estimées et mesurées de l'SOC, la tension au borne du réseau RC et la tension de sortie estimée.

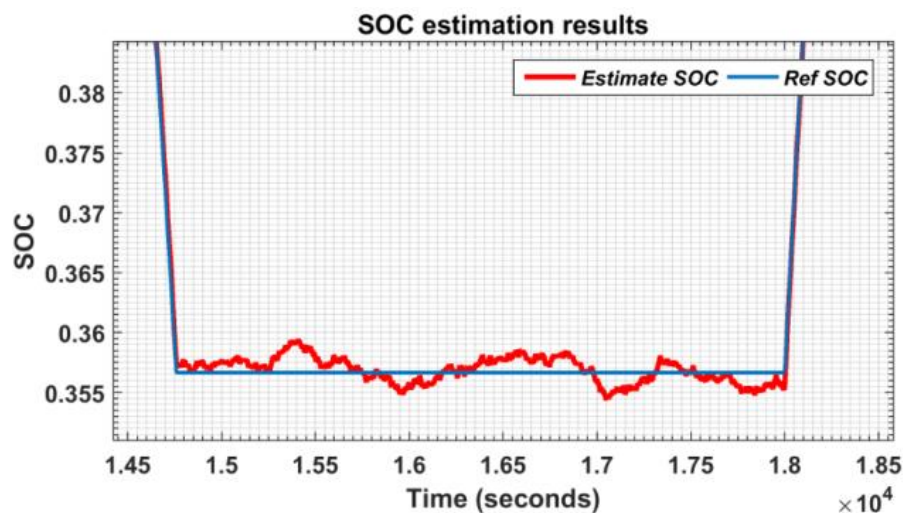


Figure IV-18: Précision de l'estimation du SOC (Figure IV-16 zone B)

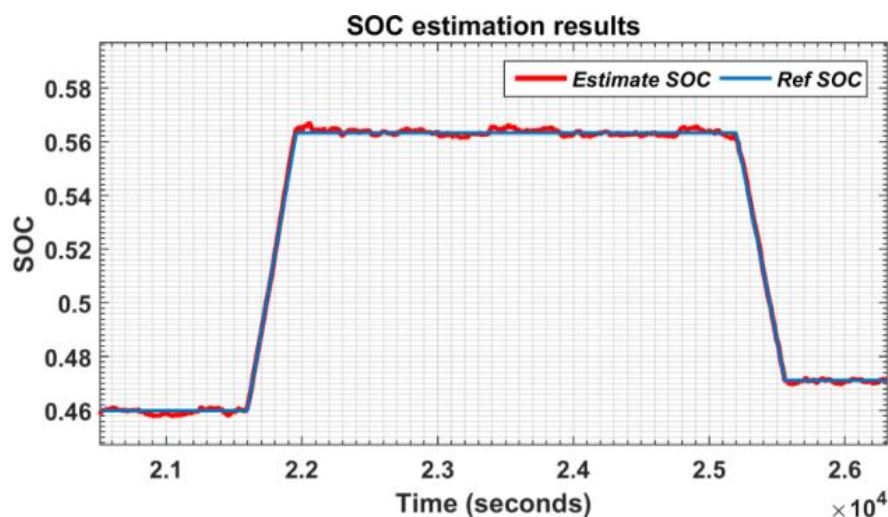


Figure IV-19: Précision de l'estimation du SOC (Figure IV-16 zone C)

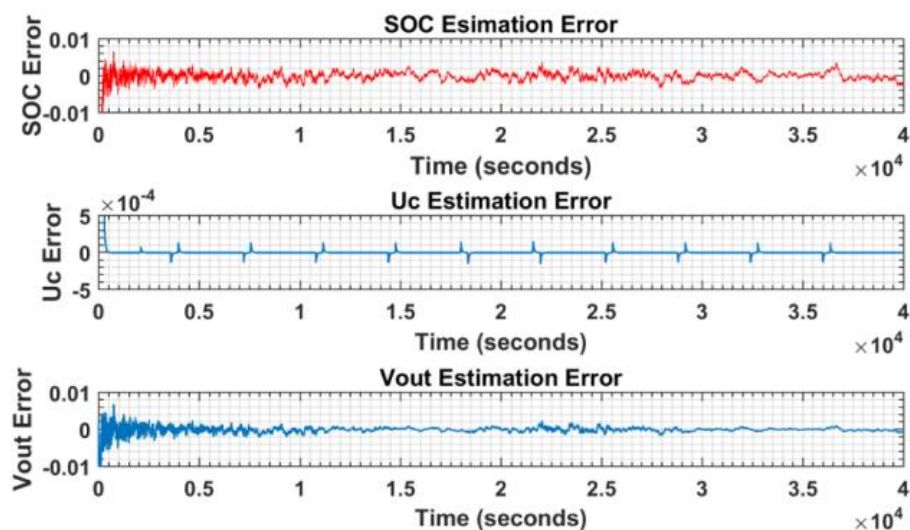


Figure IV-20: Erreurs d'estimation des états internes et de la tension de sortie de la batterie

En faisant un zoom sur l'erreur d'estimation Figure IV-21, nous constatons que le pic d'erreur est inférieur à 1% avec une dynamique de convergence qui ne dépasse pas les 150 secondes, ce qui prouve la bonne dynamique et la grande précision de l'approche AEKF.

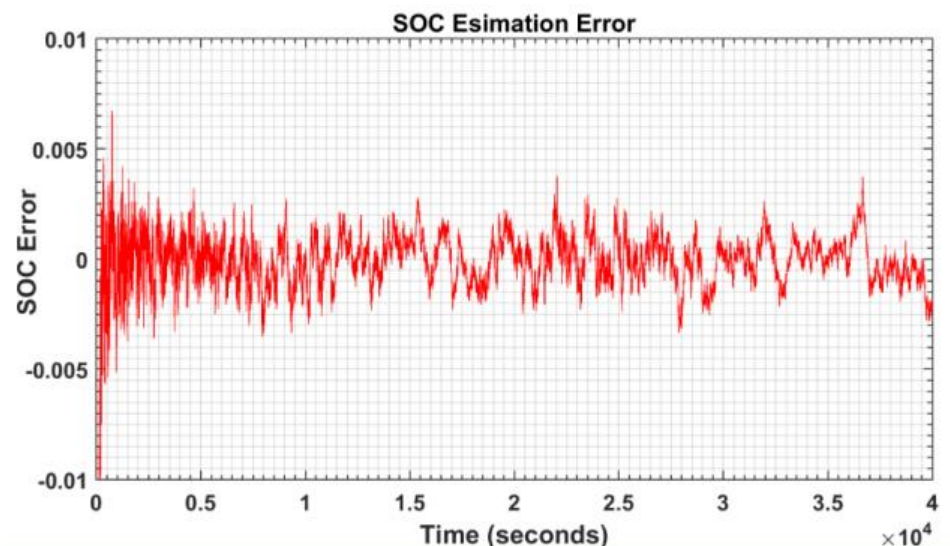


Figure IV-21: Evolution de l'erreur d'estimation du SOC (< 1%)

IV.4 Estimation du SOC via l'observateur de Kalman AUKF

Afin d'améliorer les techniques de filtrage dans les modèles d'état non linéaires de la batterie. Nous introduisons le filtrage de type Kalman étendu (*unscented*) UKF, qui exploite en particulier la concaténation des équations d'état et d'observation afin de limiter les effets des non linéarités dans la propagation de l'état et d'améliorer l'estimation de l'état à l'instant antérieur. Le filtre de Kalman non parfumé UKF s'est rapidement imposée comme une alternative performante au filtre de Kalman étendu EKF [44].

IV.4.1 La transformation *unscented* (UT)

UKF a été introduit par Julier et Uhlmann [45] afin d'éviter l'étape de linéarisation de EKF qui peut poser des problèmes numériques lorsque l'on souhaite calculer les jacobéennes du modèle. UKF effectue une linéarisation statistique au lieu de la linéarisation analytique, il consiste à calculer successivement la moyenne et la covariance à posteriori de l'état à l'aide d'un nombre fini d'échantillons, appelés sigma-points. Le calcul des sigma-points se fait grâce à la transformation sans biais UT (*Unscented Transformation*) qui permet de calculer les moments d'une variable aléatoire Y ayant subi une transformation non linéaire sous la forme ' $Y = f(x)$ '. Au lieu de la linéarisation autour de la moyenne comme nous avons vu par l'expansion de Taylor (*Technique utilisée dans 'EKF'*), les sigmas points sélectionnés sont propagés directement à travers la fonction non linéaire du modèle. Le principe de cette technique est illustré par la Figure IV-22.

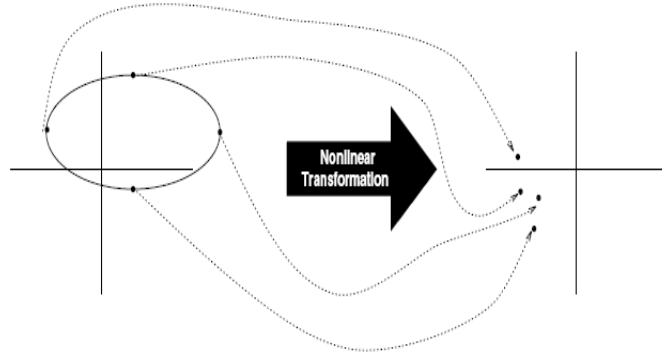


Figure IV-22: Principe d'une transformation non linéaire

Le processus de transformation non parfumé (UT) est présenté par les étapes suivantes :

i. *Calculer un ensemble de points de Sigma:*

$$\begin{cases} \tilde{X}0 = \bar{X}(k-1) \\ \tilde{X}^{(i)}(k-1) = \bar{X}(k-1) + \left(\sqrt{(n+\lambda)P_K}\right) i; i \in [1, n] \\ \tilde{X}^{(i)}(k-1) = \bar{X}(k-1) - \left(\sqrt{(n+\lambda)P_K}\right) i; i \in [n+1, 2n] \end{cases} \quad (IV.39)$$

Où:

$$\lambda = \alpha^2(n+K) - n \quad (IV.40)$$

λ est le paramètre de mise à l'échelle, α représente la propagation des points sigma autour de la moyenne \bar{X} comprise entre zéro et un $\alpha \in [0,1]$, n représente la dimension du système, k est le paramètre d'échelle secondaire qui est généralement défini par: $K = 3 - n$. P_K et \bar{X} représente respectivement la matrice de covariance et la moyenne d'une variable aléatoire X .

Chaque point sigma a un poids défini par :

$$\begin{aligned} W_m^{(0)} &= \lambda / (n + \lambda) \\ W_c^{(0)} &= W_m^{(0)} + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ W_m^{(i)} = W_c^{(i)} &= \lambda / [2 \cdot (n + \lambda)] \end{aligned} \quad (IV.41)$$

Comme contrainte, la somme des poids doit être égale à 1 :

$$\sum_{i=0}^{2n} W^i = 1; \text{ for } i = 1, 2, \dots, 2n \quad (IV.42)$$

β est un paramètre de mise à l'échelle qui sert à incorporer la connaissance préalable de la distribution de X , en cas de distribution gaussienne ; le choix optimal de ce paramètre est :

$$\beta = 2 \quad (IV.43)$$

Les symboles 'm' et 'c' se réfèrent à la moyenne et la covariance.

- ii. *Propager chaque point sigma à travers la fonction non linéaire du modèle afin d'obtenir un nuage d'échantillons transformés.*

$$Y^i = f(X^i); i = 1, 2, \dots, 2n \quad (IV.44)$$

- iii. *Calculer la matrice de moyenne \bar{Y} et celle de covariance de Y en utilisant la moyenne pondérée et covariance des échantillons postérieurs*

$$\bar{Y} = \sum_{i=0}^{2n} W m^i \cdot Y^i \quad (IV.45)$$

$$P_k = \sum_{i=0}^{2n} W c^i \cdot (Y^i - \bar{Y}) (Y^i - \bar{Y})^T \quad (IV.46)$$

Où: $i=1, 2, \dots, 2n$

IV.4.2 Mise en œuvre du filtre de Kalman « Unscented » UKF

Le système de batterie est modélisé par les équations d'états non linéaires suivantes:

$$X_{k+1} = F(X_k, U_k) + w_k \quad (IV.47)$$

$$y_k = G(X_k) + v_k \quad (IV.48)$$

Le vecteur d'état est défini comme suit:

$$X = \begin{bmatrix} U_{pa} \\ U_{pc} \\ SOC \end{bmatrix} \quad (IV.49)$$

Où, F et G sont respectivement les fonctions d'état et de mesure du système non linéaire, X_k est le vecteur d'état, U_k est l'entrée 'courant électrique', w_k et v_k représentent respectivement les bruits de processus et de mesure supposés blanc gaussien et Y_k est la mesure. L'algorithme UKF est présenté par l'organigramme de la Figure IV 23 [45], [46].

L'algorithme du filtre Kalman présente quatre étapes distinctes :

- **Etape 1. Initialisation:**

L'étape d'initialisation est comme celle de filtre de Kalman étendu, X_0 est défini comme étant le vecteur d'état initial de la batterie, P_0 est la matrice de covariance d'erreur postérieure. Leurs valeurs initiales peuvent être exprimées comme suit :

$$P_0 = E[(x_0 - \bar{x}_0)(x_0 - \bar{x}_0)^T] \quad (IV.50)$$

$$\bar{X}_0 = E[x_0] \quad (IV.51)$$

Avec:

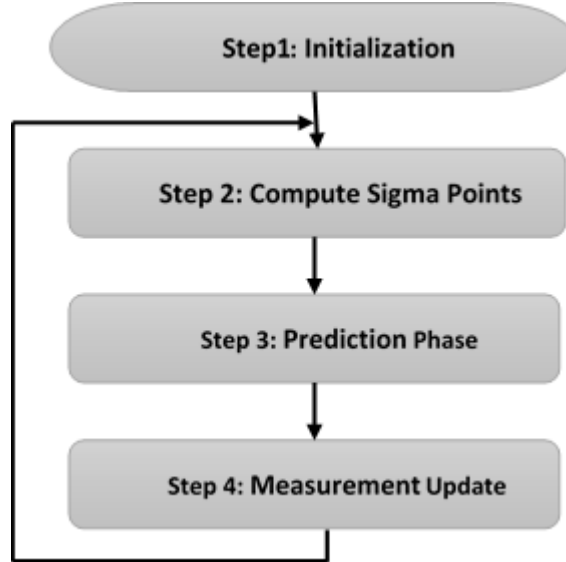


Figure IV-23: Principe de L'algorithme de Kalman UKF

$$Q(k) = E\{w_k w_k^T\} \quad (IV.52)$$

$$R(k) = E\{v_k v_k^T\} \quad (IV.53)$$

$$E\{w_k v_k^T\} = 0 \quad (IV.54)$$

$Q(k)$ et $R(k)$ sont deux matrices diagonales qui représentent respectivement la covariance de bruit de processus et celle de bruit de mesure.

Etape 2. Calcul des points Sigma

A partir de l'équation (IV.39), nous pouvons calculer la matrice avec les points sigma

$$x_{k-1} = [\bar{x}_{k-1}, \bar{x}_{k-1} + \left(\sqrt{(n+\lambda)P_{x,k-1}^-}\right), \bar{x}_{k|k-1} - \left(\sqrt{(n+\lambda)P_{x,k-1}^-}\right)] \quad (IV.55)$$

Etape 3. Phase de Prédiction.

Dans cette phase, la mesure n'est pas encore disponible à l'entrée du filtre, le filtre prédit alors l'état et la sortie suivante, en propageant les sigmas points dans la fonction f , pour le calcul de la moyenne de l'état et de la matrice de covariance d'erreur sur l'état. Ces derniers sont utilisés pour la détermination de nouveaux sigmas points qui sont à leurs tours propagés dans la fonction H , afin de calculer la sortie ainsi que sa matrice de covariance de bruit. Les équations de prédiction sont telles que:

- i. Propagation des points sigma à travers le système (équation d'état):

$$\mathcal{X}_{k|k-1}^{(i)} = f(\mathcal{X}_{k-1}^{(i)}, ik) \quad (IV.56)$$

- ii. Calcul de la moyenne et de la covariance des points propagés:

$$\bar{x}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} Wm. \mathcal{X}_{k|k-1}^{(i)} \quad (IV.57)$$

$$\mathbf{P}_{x,k|k-1}^- = \sum_{i=0}^{2n} Wc[\mathcal{X}_{k|k-1}^{(i)} - \bar{x}_{k|k-1}][\mathcal{X}_{k|k-1}^{(i)} - \bar{x}_{k|k-1}]^T + Q_{k-1} \quad (IV.58)$$

- iii. Calcul de la nouvelle matrice des points sigma en utilisant :

$$\bar{x}_{k|k-1} \text{ Et } P_{x,k|k-1}^-.$$

$$\mathfrak{x}_{k|k-1} = \left[\bar{x}_{k|k-1}, \quad \bar{x}_{k|k-1} + \left(\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{x,k|k-1}^-} \right), \bar{x}_{k|k-1} - \left(\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{x,k|k-1}^-} \right) \right] \quad (IV.59)$$

- iv. Propagation des nouveaux points sigma à travers la fonction non linéaire \mathbf{H}

$$\mathcal{Y}_{k|k-1}^{(i)} = H(\mathfrak{x}_{k|k-1}^{(i)}, ik) \quad (IV.60)$$

- v. Calcul-de la moyenne de la variable de sortie.

$$\bar{y}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} Wm. \mathcal{Y}_{k|k-1}^{(i)} \text{ Pour } i=1 \dots 2n \quad (IV.61)$$

Etape 4. Mise à jour des mesures

Dans cette phase, les valeurs de sortie (*les mesures*) sont connues et introduites dans notre filtre :

- i. Calcul-de la covariance et de l'auto covariance du vecteur de mesure :

$$P_{y,k} = \sum_{i=0}^{2n} Wc[y_{k|k-1}^{(i)} - \bar{y}_{k|k-1}][y_{k|k-1}^{(i)} - \bar{y}_{k|k-1}]^T \quad (IV.62)$$

$$P_{xy,k} = \sum_{i=0}^{2n} Wc[\mathfrak{x}_{k|k-1}^{(i)} - \bar{x}_{k|k-1}][y_{k|k-1}^{(i)} - \bar{y}_{k|k-1}]^T \quad (IV.63)$$

- ii. Calcul du Gain de Kalman :

$$K_k = P_{xy,k} \cdot \mathbf{P}_{y,k}^{-1} \quad (IV.64)$$

- iii. Mise à jour des états estimés:

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k|k-1} + K_k(y_k - \bar{y}_{k|k-1}) \quad (IV.65)$$

- iv. Mise à jour de la covariance des états propagés.

$$\hat{P}_k = \mathbf{P}_{x,k|k-1}^- - K_k \cdot P_{y,k} \cdot K^T \quad (IV.66)$$

IV.4.3 Le filtre de Kalman adaptatif « AUKF »

Le filtre de Kalman UKF a montré ses limites dans certaines applications où une divergence est observée à cause d'une mauvaise estimation de la covariance associée au vecteur d'état estimé. En effet, les deux matrices de covariances (*bruit de processus et bruit de mesure*) sont considérées comme constantes, ce qui n'est pas le cas si l'on considère le comportement variable dans le temps des batteries. Ainsi, une variante adaptative de l'algorithme UKF est nécessaire afin de mettre à jour simultanément la valeur de covariance du processus et le bruit de mesure.

IV.4.4 Principe de l'AUKF

Le principe de la variante adaptative du filtre de Kalman UKF est basée sur la mesure d'une séquence résiduelle de la tension de sortie de la batterie dans une taille de fenêtre donnée (*équations (IV.67) et (IV.68)*) cette séquence sera utilisée comme paramètre de mise à jour des deux matrices de covariance de bruits de processus et de mesure.

$$e_k = y_k - \bar{y}_{k|k-1} \quad (IV.67)$$

Les deux matrices Q_k et R_k peuvent être continuellement mis à jour par la formule suivante:

$$f_k = \sum_{i=k-Lw+1}^{2n} (e_i \cdot e_i^T) \quad (IV.68)$$

Où, f_k représente la covariance de la séquence résiduelle de tension, utilisée pour mettre à jour la matrice de covariance de bruits de processus et de bruit de mesure.

La nouvelle matrice de covariance de processus est défini par:

$$Q_k = K_k f_k K_k \quad (IV.69)$$

Et celle de covariance de mesure par:

$$R_k = f_k + \sum_{i=0}^{2n} Wc^i [y_{k|k-1}^{(i)} - y_k][y_{k|k-1}^{(i)} - y_k]^T \quad (IV.70)$$

Où; K_k est le Gain de Kalman.

IV.4.5 Résultats de simulation

Les paramètres de l'algorithme d'estimation SOC basé sur le filtre de Kalman adaptatif « AUKF » ont été spécifiés comme le montre le Tableau 3 :

Tableau 3: Paramètres de l'algorithme UKF pour l'estimation de l'SOC

SOC_0	P_0	Q_0	R_0
0.4	0.01	0.1	0.1

L'estimation initiale de l'SOC a été fixée à 90% et 20% respectivement dans le test1 (Figure IV-24) et le test 2 (Figure IV-25), afin de bien évaluer l'insensibilité de l'algorithme Adaptif UKF à l'initialisation des états internes, en particulier la valeur de SOC de la batterie. Les résultats de l'estimation sont présentés sur la Figure IV-24 et la Figure IV-25.

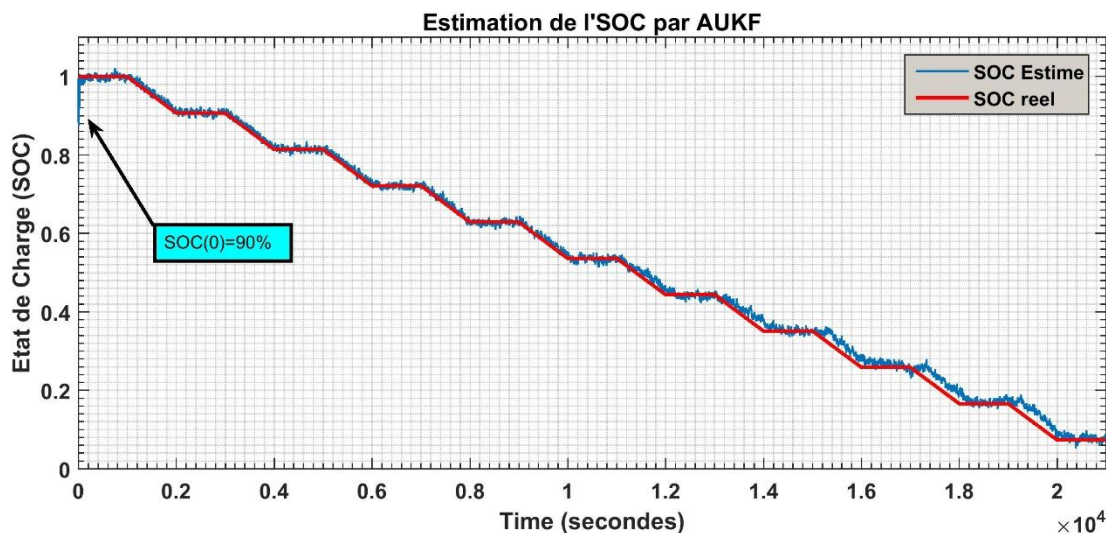


Figure IV-24: Résultat d'estimation du SOC par AUKF (SOC(0)=90%)

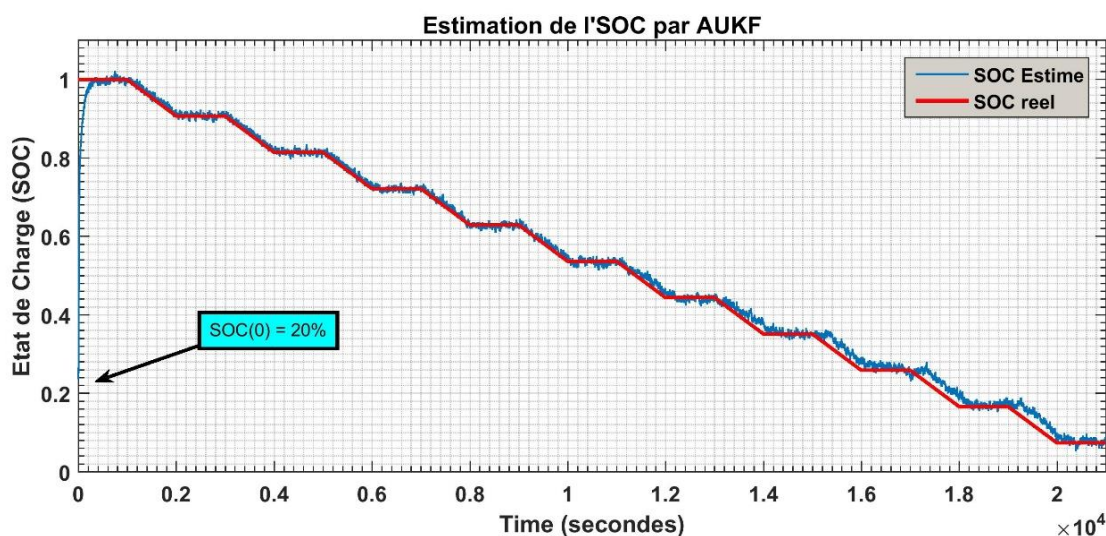


Figure IV-25: Résultat d'estimation du SOC par AUKF (SOC(0)=20%)

Nous constatons que l'algorithme de Kalman adaptatif AUKF peut compenser rapidement les erreurs d'estimation de l'état de charge initial $SOC(t_0)$ et suivre avec précision l'évolution de SOC réelle indépendamment des valeurs initiales.

La Figure IV-26 représente les erreurs d'estimation. L'erreur absolue moyenne (MAE) des estimations de SOC est calculée en utilisant la formule suivante:

$$MAE = \frac{\sum_{i=0}^k |SOC_i - \widehat{SOC}_i|}{k + 1} \quad (IV.71)$$

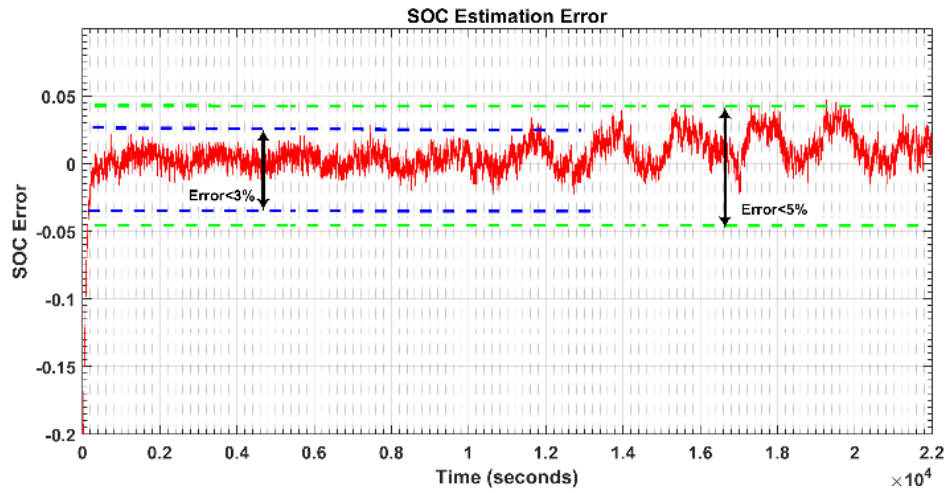


Figure IV-26: Erreur d'estimation de l'SOC par l'AUKF

Sur la Figure IV-26, nous donnons l'évolution de l'erreur en fonction du temps. Nous constatons que le pic de l'erreur ne dépasse pas 4%.

IV.5 Conclusion

L'estimation de l'état de charge de la batterie dépend essentiellement du modèle de la batterie, cette estimation est très utile pour le système de gestion de l'énergie. Dans ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur l'estimation de l'état de charge des batteries via la technique du filtrage de Kalman. Un modèle de batterie électrique équivalent de Thevenin de deuxième ordre basé sur le réseau RC a été utilisé pour reproduire le comportement de plusieurs types de batteries; en particulier la technologie Li-Ion. Les paramètres du modèle choisi ont été identifiés par l'algorithme des moindres carrés non linéaire. Ensuite, vue leurs grandes performances nous avons opté pour deux variantes du filtre de Kalman (*EKF et UKF*) afin d'estimer le SOC de la batterie. Cependant, cette technique exige que les matrices de covariances des bruits de processus et de mesure soient connues, ce qui n'est pas le cas pour notre batterie. Pour pallier à ce problème, nous avons introduit une version adaptative de filtre (*AEKF et AUKF*). Ces deux variantes adaptatives de l'algorithme de Kalman présentent une meilleure précision d'estimation du SOC en adaptant les matrices de covariance du bruit du processus et de mesure en ligne en respectant les contraintes temps réel en fonction de mesure d'une séquence résiduelle de la tension de sortie. Par ailleurs, les deux variantes du filtre de Kalman EKF et UKF présentes de très bons résultats d'estimation, mais la version UKF présente quelques avantages par rapport à EKF car la transformation « *unscented* » décrite en quelque sorte le système non linéaire mieux que la linéarisation par expansion de Taylor, ce qui mène à une convergence rapide vers la solution optimale.

Pour l'implémentation, nous avons choisis un microcontrôleur puissant, basé sur un cœur ARM 'STM32F4', combinant des performances élevées et un cout moins élevé avec des capacités DSP et FPU. Et pour une mise en œuvre réelle, une configuration PIL permet d'utiliser une cible matérielle réelle pour exécuter les algorithmes de Kalman développées. Les résultats obtenus montrent que la combinaison matériel et logiciel choisit dans ce travail représente une bonne solution pour estimer le SOC de la batterie en respectant les contrainte du temps réel.

Vue les bonnes performances des méthodes d'estimation développées, elles peuvent être appliquées aussi dans le domaine du transport électrique qui nécessite une grande précision sur l'estimation du SOC.

**Chapitre V : Conception et Réalisation d'un
Contrôleur Embarqué pour la Commande
d'un Micro Réseau DC**

V.1 Introduction

Ce chapitre s'intéresse à un niveau d'abstraction élevé de notre MG, c'est la couche d'information. Cette couche est responsable de l'ensemble des opérations d'acquisition, de traitement, d'analyse, et de commande. Elle permet aussi d'établir l'intercommunication entre les différentes unités du MG ou de connecter ce dernier avec des infrastructures externes telles que le réseau de distribution principale ou des MGs adjacents.

Ainsi, nous avons développé une solution complètement embarquée allant de la conception jusqu'à la réalisation en respectant les normes internationales. Il s'agit d'un contrôleur embarqué qui intègre l'ensemble des dispositifs électroniques capables d'assurer un interfaçage intelligent entre les différentes entités du MG et d'offrir une puissance calculatoire compatible avec la complexité de calcul exigée par les différents algorithmes d'optimisation, de commande et d'estimation développés dans les chapitres précédents.

Le cœur de cette carte, doit être capable de piloter tous les modules du micro réseau (MG). Notre choix s'est fixé sur l'un des microcontrôleurs les plus avancés dans la famille 8 bits; c'est le PIC18F4550 du fabricant américain Microchip Inc [47]. En plus du microcontrôleur, et afin d'assurer les autres fonctionnalités, d'autres puces doivent être incluses dans la carte, comme les deux puces MCP2515 et MCP2550 du même fabricant, avec lesquelles la solution sera compatible avec l'une des normes de communication industrielle les plus utilisées, c'est le protocole CAN. Une pile WIFI sera aussi intégrée dans notre carte pour les applications qui requièrent un réseau informatique (*Contrôle, commande et supervision via le réseau internet « Internet des objets »*). Le MG devient ainsi intelligent, communiquant et simple à maintenir.

V.2 Architecture du micro réseau « MG »

Un MG est constitué de trois blocs élémentaires : la génération, la conversion et le stockage. Pour qu'il soit intelligent, une nouvelle couche dite d'information ou de communication doit être superposée. La Figure V-1 présente l'architecture que nous proposons d'un micro réseau DC intelligent complètement isolé, dont la source de génération est un ensemble de panneaux photovoltaïques plus une unité de stockage électrochimique. Ce micro réseau permet de connecter toutes les charges de type DC et même des charges AC à travers un onduleur supplémentaire.

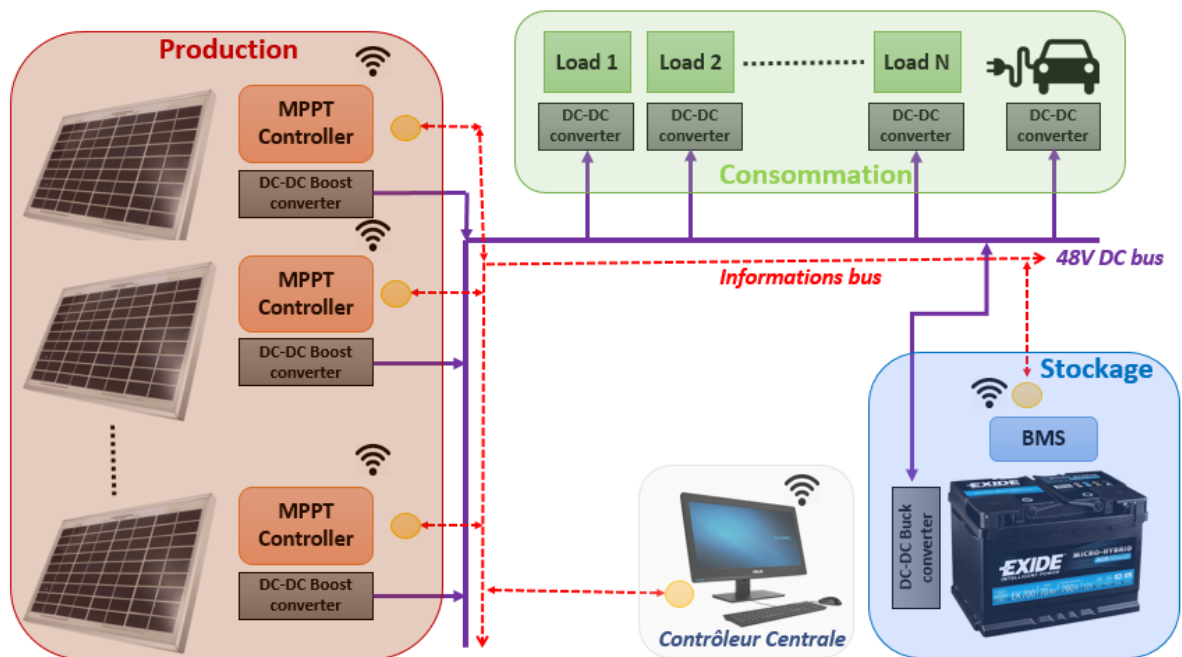


Figure V-1: Architecture proposée du micro réseau DC intelligent

La couche d'information est basée sur deux protocoles de communications, une communication filaire via le protocole CAN (*Controller Area Network*) et une autre sans fil fondé sur le standard WIFI. Cette dernière permet au MG d'être communiquant non seulement localement mais aussi sur le réseau internet.

V.3 La couche d'information

V.3.1 Le protocole CAN

Le standard CAN (*Controller Area Network*) est un protocole de communication série très répandu dans beaucoup de domaines d'applications où le transfert d'informations et des commandes représente une tâche vitale. Notamment l'industrie automobile, l'aéronautique, le domaine médical et militaire. Ce standard a été normalisé avec la norme ISO 11898 [48].

Il met en application une approche connue sous le nom de multiplexage, cette technique consiste à raccorder sur le même câble un grand nombre de calculateurs ou ce que l'on peut appeler nœuds qui communiqueront à tour de rôle.

V.3.2 Le protocole WIFI

Le Wi-Fi, est un ensemble de protocoles de communication sans fil régis par les normes du groupe IEEE 802.11. Un réseau Wi-Fi permet de relier par ondes radio plusieurs appareils au sein d'un réseau informatique afin de permettre la transmission de données entre eux [49].

La norme 802.11 définit les couches basses du modèle OSI pour une liaison sans fil utilisant des ondes électromagnétiques, c'est-à-dire :

- La couche physique (*notée parfois couche PHY*), proposant quatre types de codage de l'information;
- la couche liaison de données, constituée de deux sous-couches :
 - le contrôle de la liaison logique (*Logical Link Control ou LLC*) ;
 - le contrôle d'accès au support (*Media Access Control ou MAC*).

La couche physique définit la modulation des ondes radio électriques et les caractéristiques de la signalisation pour la transmission de données. Tandis que la couche liaison de données définit l'interface entre le bus de la machine et la couche physique. Notamment une méthode d'accès proche de celle utilisée dans le standard Ethernet. La norme 802.11 propose donc en réalité trois couches (*une couche physique appelée PHY et deux sous-couches relatives à la couche liaison de données du modèle OSI*), définissant des modes de transmission alternatifs que l'on peut représenter de la manière suivante:

Tableau 4: Couches du Protocol WIFI

Couche Liaison de données	802.2 (LLC)			
	802.11 (MAC)			
Couche Physique (PHY)	DSSS	FHSS	OFDM	IR

V.4 Conception du contrôleur embarqué

V.4.1 Le noyau PIC18F4550

Pour la conception de notre contrôleur embarqué, nous avons opté pour le microcontrôleur PIC18F de Microchip. Cette gamme des microcontrôleurs dispose d'un processeur 8 bits et offre plus de performances par rapport à celles de la famille PIC16F. Les microcontrôleurs de la famille PIC18F peuvent fonctionner à des vitesses allant jusqu'à 12 MIPS (*120 Million Instructions Per Second*) et possèdent des accélérateurs matériels afin d'optimiser l'exécution des instructions et augmenter les performances du CPU.

Parmi les accélérateurs matériels qui ont changé complètement la structure de cette gamme, on trouve le multiplicateur matériel. Ce dernier est largement utilisé pour un calcul plus rapide des algorithmes de contrôle ce qui est un atout pour notre application du fait du grand nombre d'opérations de calcul des algorithmes développés dans ce rapport, (*Algorithme de MPPT, calcul matriciel dans l'algorithme de Kalman...etc*).

Le PIC18F présente donc une puissance de calcul plus élevée et permet aussi une réduction de la taille du code pour les algorithmes de multiplication. En plus, il peut traiter de nombreuses applications qui ont été réservées précédemment aux processeurs de signaux numériques

CHAPITRE 5 : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la Commande d'un Micro Réseau DC

(DSP). Une comparaison de diverses opérations de multiplication matérielle et logicielle, ainsi que les économies en mémoire et en temps d'exécution est représentée dans le Tableau 5.

Tableau 5: Comparaison de la performance pour diverses opérations de multiplication

Routine	Multiply Method	Program Memory (Words)	Cycles (Max)	Time		
				@ 40 MHz	@ 10 MHz	@ 4 MHz
8 x 8 unsigned	Without hardware multiply	13	69	6.9 µs	27.6 µs	69 µs
	Hardware multiply	1	1	100 ns	400 ns	1 µs
8 x 8 signed	Without hardware multiply	33	91	9.1 µs	36.4 µs	91 µs
	Hardware multiply	6	6	600 ns	2.4 µs	6 µs
16 x 16 unsigned	Without hardware multiply	21	242	24.2 µs	96.8 µs	242 µs
	Hardware multiply	28	28	2.8 µs	11.2 µs	28 µs
16 x 16 signed	Without hardware multiply	52	254	25.4 µs	102.6 µs	254 µs
	Hardware multiply	35	40	4.0 µs	16.0 µs	40 µs

En outre, Il y a des variantes dans la famille PIC18F avec des périphériques spécialisés de contrôle, y compris un module matériel PWM capable de générer des signaux modulés en largeur d'impulsion, ce qui est largement sollicité dans plusieurs applications. Ce module PWM est l'élément clé de notre solution pour générer les signaux de commande des convertisseurs DC-DC vus dans les chapitres deux et trois.

D'autres variantes de la famille PIC18F ont un module ECCP qui se trouve également sur la famille de périphériques PIC16F, il est capable de synchroniser le contrôle et l'acquisition numérique des systèmes multi entrées. Le code source développé pour la famille de PIC16F peut être facilement migré vers cette famille de contrôleurs choisis, en plus, elle est dotée d'une interface complète pour l'acquisition des signaux analogiques compatibles avec les niveaux électriques TTL (0-5V) avec la possibilité de choisir d'autres références dont des références négatives.

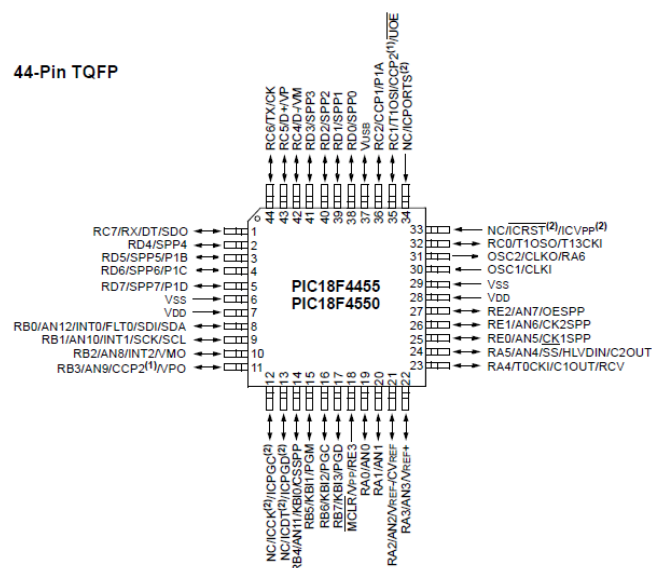


Figure V-2: Diagramme des entrées/sorties du uC PIC18F4550

Un diagramme d'entrées/sorties du microcontrôleur PIC18F4550 est présenté sur la Figure V-2.

Le PIC18f4550 offre les avantages de tous les microcontrôleurs de la gamme PIC18 à savoir : des performances élevées à prix économique, une mémoire Flash améliorée de haute performance, des accélérateurs matériels et des modules de communications série tels que le protocole USB. En plus de ces fonctionnalités, la famille PIC18F4550 introduit des améliorations de conception qui font de ces microcontrôleurs un choix logique pour de nombreuses applications qui exigent une haute performance d'exécution et une consommation de puissance réduite.

V.4.2 Le contrôleur CAN MCP2515

Le contrôleur embarqué que nous avons développé supporte le protocole CAN (*Controller Area Network*), l'un des réseaux locaux industriels répandus dans beaucoup de domaines où la communication entre les dispositifs électroniques est primordiale et critique, comme : l'automobile, l'aéronautique, le domaine médicale et l'industrie militaire.

Vu que le microcontrôleur choisi ne dispose pas d'un module spécial pour ce protocole, un contrôleur CAN externe doit être ajouté. Nous avons sélectionné le contrôleur CAN (*MCP2515*) [50].

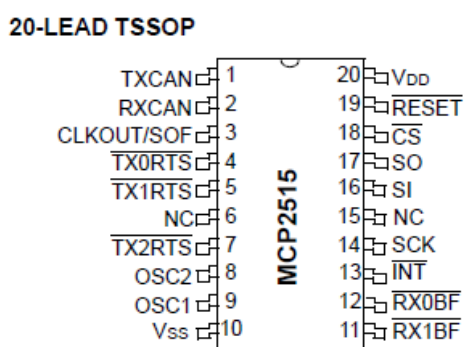


Figure V-3: Diagramme des entrées/sorties du Contrôleur CAN MCP2515

Le circuit intégré MCP2515 de Microchip (Figure V-3) est un contrôleur (CAN) autonome qui met en œuvre la spécification CAN, version 2.0 B. Il est capable de transmettre et de recevoir des données standards et étendues ainsi que des trames de contrôle. Le MCP2515 comporte deux masques et six filtres d'acceptation qui sont utilisés principalement pour filtrer les messages indésirables, facilitant ainsi la tâche à l'MCU. Le MCP2515 s'interface avec les microcontrôleurs (*MCU*) via le standard industriel série connue sous le nom (*SPI*). Ce contrôleur est développé principalement pour simplifier les applications nécessitant une interface avec un bus CAN. Un schéma blocs simple du MCP2515 est illustré sur la Figure V-4

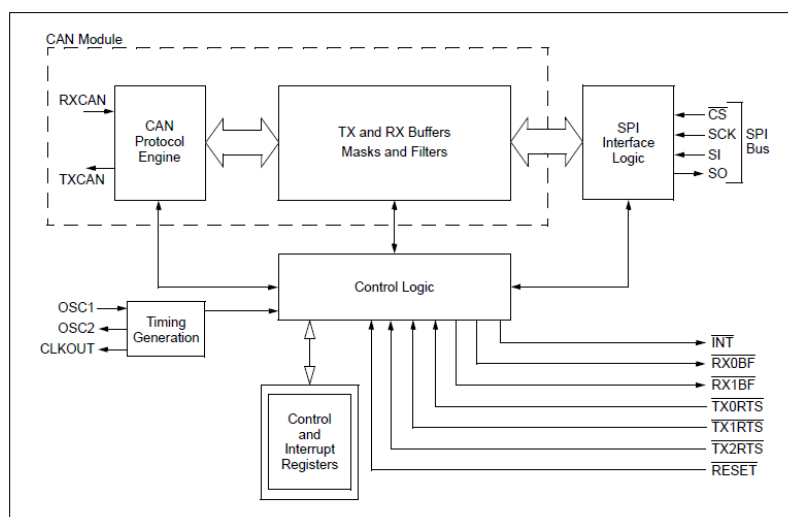


Figure V-4: Schéma bloc du contrôleur CAN MCP2515

Le circuit se compose de trois blocs principaux:

1. Le module CAN, qui intègre le protocole CAN, les masques, les filtres et les registres de transmission et de réception.
2. La logique de contrôle plus les registres spéciaux qui sont utilisés pour configurer le périphérique et son fonctionnement.
3. Le bloc de protocole série SPI pour s'interfacer avec le MCU.

V.4.2.1 Le Module CAN

Le module CAN gère toutes les fonctions de réception et de transmission des messages sur le bus CAN. Les messages sont transmis en chargeant d'abord les tampons de message puis les registres de contrôle appropriés. La transmission est lancée en configurant des bits dans les registres de contrôle via l'interface SPI ou en utilisant les broches de validation d'émission. Le statut et les erreurs peuvent être vérifiés en lisant les registres appropriés. Tout message détecté sur le bus CAN est vérifié s'il est erroné ou non, ensuite est ce qu'il est adapté aux filtres définis par l'utilisateur pour voir s'il doit être stocké dans l'un des deux tampons de réception.

V.4.2.2 La logique de contrôle

Le bloc logique de contrôle, contrôle la configuration et le fonctionnement du MCP2515 en interconnectant les autres blocs afin de faire circuler les informations et le contrôle.

Les broches d'interruption sont fournies pour permettre une plus grande flexibilité du système. Il existe une broche d'interruption polyvalente (*ainsi que des broches d'interruption spécifiques*) pour chacun des registres de réception qui peuvent être utilisés pour indiquer qu'un message valide a été reçu et chargé dans l'un des tampons de réception. L'utilisation des broches d'interruption spécifiques est facultative. La broche d'interruption à usage général, ainsi que les

registres d'état (*accessibles via l'interface SPI*) peuvent également être utilisés pour déterminer quand un message valide a été reçu.

De plus, trois broches sont disponibles pour lancer une transmission immédiate d'un message qui a été chargé dans l'un des trois registres d'émission. L'utilisation de ces broches est aussi facultative, car le déclenchement des transmissions de messages peut également être réalisé en envoyant des commandes aux registres de contrôle qui sont accessibles via l'interface SPI.

V.4.2.3 Le bloc du protocole SPI

Le MCU s'interface avec le MCP2515 via l'interface SPI. L'écriture et la lecture de tous les registres s'effectuent à l'aide des commandes SPI standard de lecture et d'écriture, en plus des commandes SPI spécialisées.

V.4.3 L'interface CAN MCP2551

L'élément qui vient par la suite est l'interface CAN MCP2551. C'est un dispositif CAN à haute vitesse, il sert d'interface entre le contrôleur de protocole CAN et le bus physique. Le périphérique MCP2551 offre une capacité d'émission et de réception différentielle pour le contrôleur de protocole CAN en amont et est entièrement compatible avec la norme ISO-11898, y compris les exigences 24V. Il peut fonctionner à des vitesses allant jusqu'à 1 Mb / s. Typiquement, chaque nœud du système CAN doit disposer de cette interface (*MCP2551*) [44] pour convertir les signaux numériques générés par le contrôleur CAN aux signaux appropriés pour la transmission sur le câblage de bus (*sortie différentielle*). Il fournit également un tampon entre le contrôleur CAN et les points de haute tension qui peuvent être générées sur le bus CAN par des sources de perturbation extérieures (*EMI, ESD... etc.*).

Le schéma de l'interface MCP2551 est illustré sur la Figure V-5.

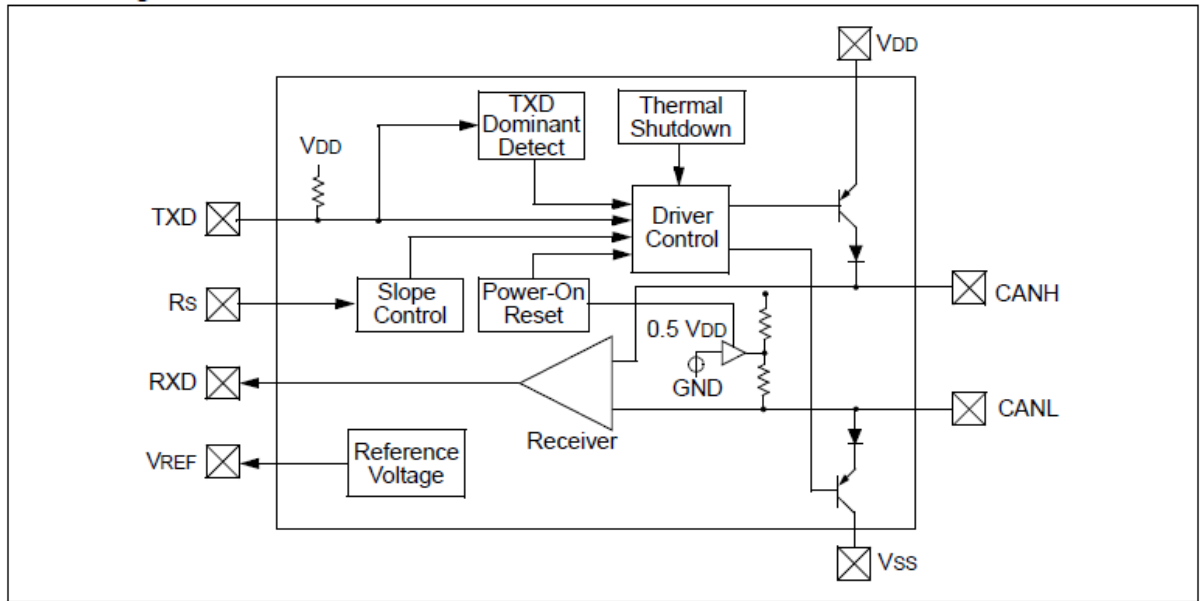


Figure V-5: Schéma bloqué de l'interface MCP2551

Un exemple d'implémentation d'un système CAN est donné sur la Figure V-6.

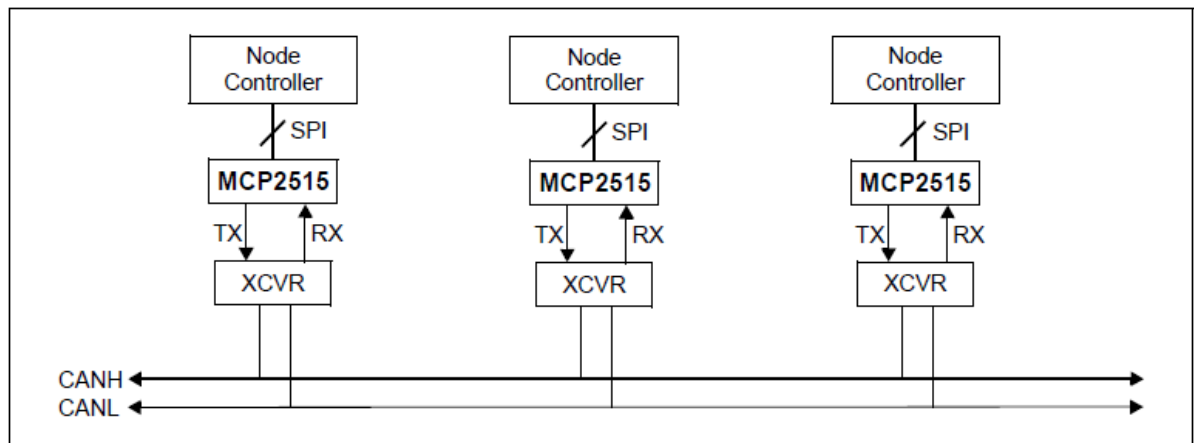


Figure V-6: Exemple d'implémentation d'un système CAN

Dans cet exemple, nous avons trois nœuds, chacun se compose d'un MCU responsable de toutes les tâches de configuration et de contrôle, un contrôleur CAN qui intègre le standard CAN et une interface pour adapter les niveaux électriques avec le bus (Tableau 6).

Tableau 6: Les trois éléments d'un nœud CAN

MCU	Contrôleur CAN	XCVR
PIC18f4550	MCP2515	MCP2551

V.4.4 Le contrôleur WIFI ESP8266

Après avoir présenté la communication filaire supportée par notre contrôleur embarqué (*communication CAN*), nous allons voir la solution sans fils afin de rendre le système communicant via le réseau internet, ce qui va élargir extrêmement les domaines d'applications

de notre solution. Pour ce faire, nous allons intégrer dans notre carte l'un des contrôleurs WIFI les plus développés de nos jours ; la puce ESP8266 [52].

La puce ESP8266 est une solution Wi-Fi à faible puissance et à haute densité d'intégration. Cette puce ne nécessite que peu de composants externes pour fonctionner et elle est capable d'opérer dans une large gamme de température; allant de -40 °C jusqu'à + 125 °C ce qui rend la solution plus adéquate avec les applications qui exige une connectivité internet dans des conditions de fonctionnement difficiles.

ESP8266 appartient à la famille des puces Wi-Fi les plus répandues dans l'industrie mesurant seulement $5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$, elle nécessite des circuits externes minimaux et intègre un microcontrôleur 32 bits de la famille « *Tensilica* ». En plus du MCU 32 bits, la puce ESP8266 intègre des interfaces d'entrées/sorties numériques, des interrupteurs d'antenne, un balun RF, un amplificateur de puissance, un amplificateur de réception à faible bruit, des filtres et des modules de gestion de l'alimentation, tout en un petit circuit [52] .

Le microcontrôleur intégré dans la puce ESP8266 est un MCU 32 bits de la famille « *Tensilica L106* ». Cette famille des MCUs est caractérisée par une consommation d'énergie extra basse, atteignant une vitesse maximale de 160 MHz. Avec le système d'exploitation temps réel (RTOS) activé et la pile Wi-Fi fonctionnelle implémentés, environ 80% de la puissance de traitement sera disponible pour la programmation et le développement d'applications côté utilisateurs.

La solution WIFI ESP8266 est conçue spécialement pour les appareils mobiles, l'électronique portable et les applications d'internet des objets (IoT). La puce ESP8266EX atteint une faible consommation d'énergie en se basant sur une combinaison de plusieurs technologies propriétaires. L'architecture d'économie d'énergie comporte trois modes de fonctionnement: le mode actif, le mode veille et le mode de sommeil profond, ce qui permet au système de stockage (*batterie*) de fonctionner plus longtemps.

La Figure V-7 représente un schéma détaillé de la puce WIFI ESP8266.

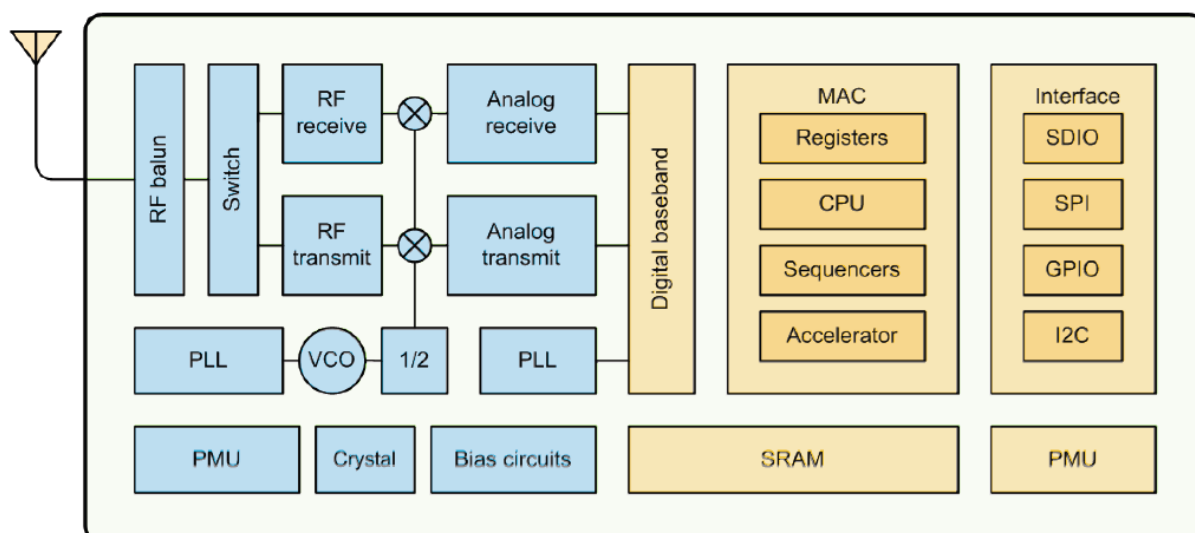


Figure V-7: Schéma bloc de la puce ESP8266

V.4.5 Schéma électronique de la carte

Le contrôleur embarqué développé dans ce travail est basé sur le microcontrôleur PIC18F4550, il est conçu pour des applications de contrôles et de connectivités plus complexes. Avec 28 broches prêtes à être utilisées comme des Entrées / Sorties numériques, 13 entrées analogiques compatibles avec le niveau électrique TTL (5 volts) et un espace mémoire plus grand pour donner plus de possibilité au programme, c'est une carte recommandée non pas juste pour les tâches de commande au sein du MG, mais aussi pour un large domaine d'utilisation tels que la technologie des imprimantes 3D, l'internet des objets, l'industrie automobile et la robotique. Il peut offrir beaucoup de flexibilité et de possibilités aux applications.

Par ailleurs, cette carte est composée de quatre sorties PWM de haute résolution (10 bits), un port de communication série matériel UART, I2C et SPI, deux oscillateurs 20 MHz, une connexion USB high speed, une prise jack pour l'alimentation dotée d'un système de régulation capable de générer deux tensions parfaitement stables (respectivement le 5V et le 3.3V), un connecteur ICSP pour le chargement des programmes, et un bouton de réinitialisation. Pour fonctionner, il suffit de la connecter à un ordinateur avec un câble USB ou de l'alimenter avec un adaptateur AC-DC ou une batterie.

Cette solution est équipée également d'un contrôleur CAN plus un émetteur-récepteur pour gérer le bus. Une puce ESP8260 qui intègre la pile WIFI en plus de quelques périphériques placés sur la carte capable de simplifier le développement des applications sans avoir besoin de composants supplémentaires.

CHAPITRE 5 : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la Commande d'un Micro Réseau DC

Le schéma synoptique et le schéma électronique de la carte développée sont représentés respectivement par Figure V-8 et la Figure V-9.

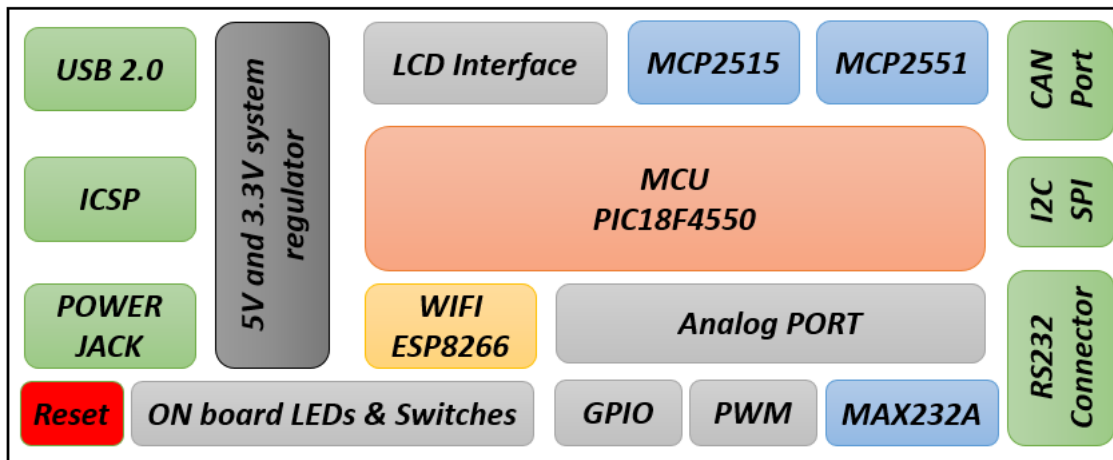


Figure V-8: Schéma bloc de la carte embarquée

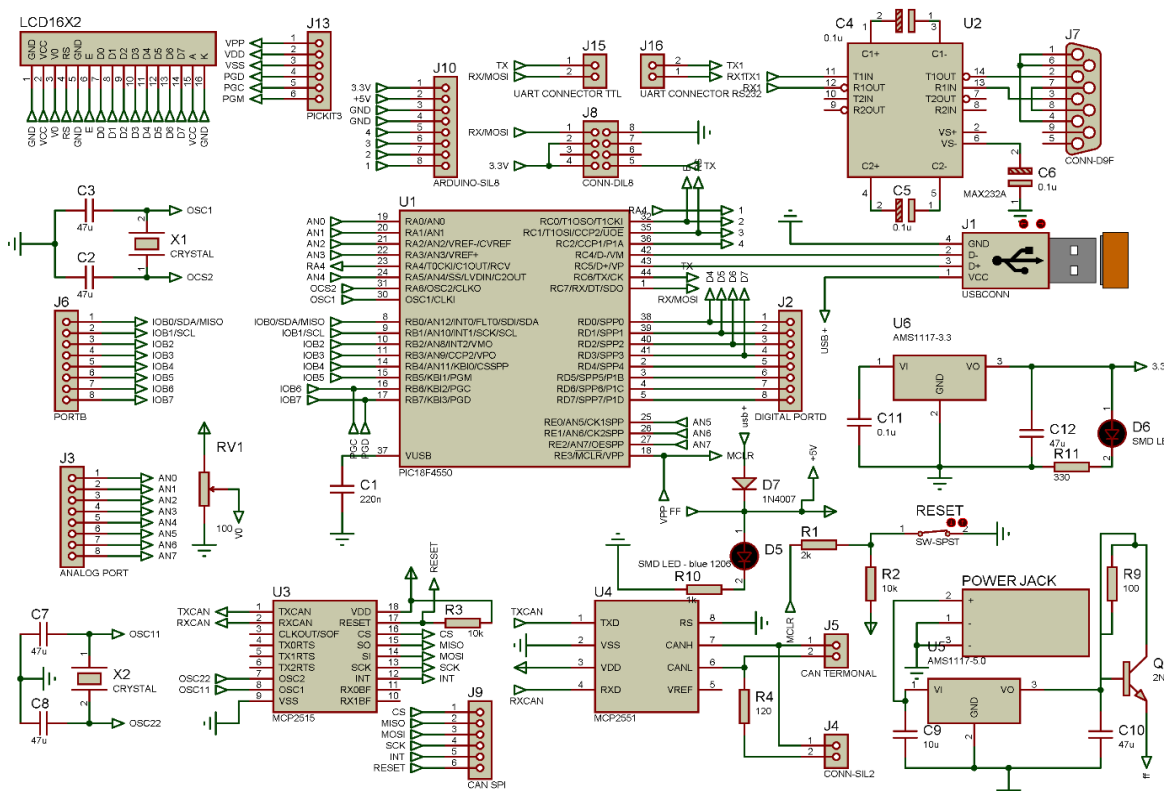


Figure V-9: Circuit électronique du contrôleur embarqué

V.4.6 Le circuit imprimé

Après avoir conçu et vérifié le fonctionnement normal par test des différents blocs sur maquette, un circuit imprimé a été développé en se basant sur la technologie SMD (*Surface Mount Components*). Vu la complexité du circuit, nous avons choisi de le développer en deux couches avec des largeurs de piste qui varie entre 0.1 et 1 mm comme il est présenté sur la Figure V-10.

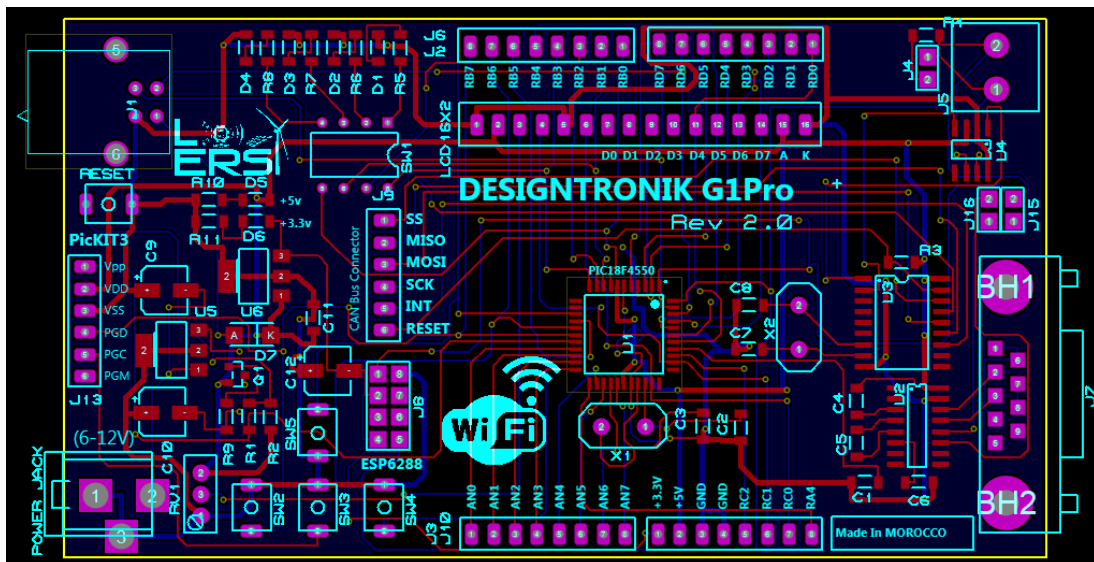


Figure V-10: Circuit imprimé double face de la carte électronique (PCB)

V.4.7 Réalisation de la carte

En plus du PCB (*Printed Circuit Board*), deux autres fichiers sont primordiales avant de procéder à l'étape de fabrication, le premier est le fichier (*Pick and Place*) permettant de localiser la position des composants sur la surface occupée par la carte. Le deuxième fichier est le (*PCB Drawing*), il livre des informations sur l'orientation des composants et sur la position fixée par le premier fichier. Pour les composants non symétriques tels que les LEDs SMD (*Surface Mount Components*), nous devons préciser un point de référence à partir duquel l'orientation est donnée en degré.

La face avant et arrière du résultat final de notre réalisation sont données respectivement par la Figure V-11 et la Figure V-12.

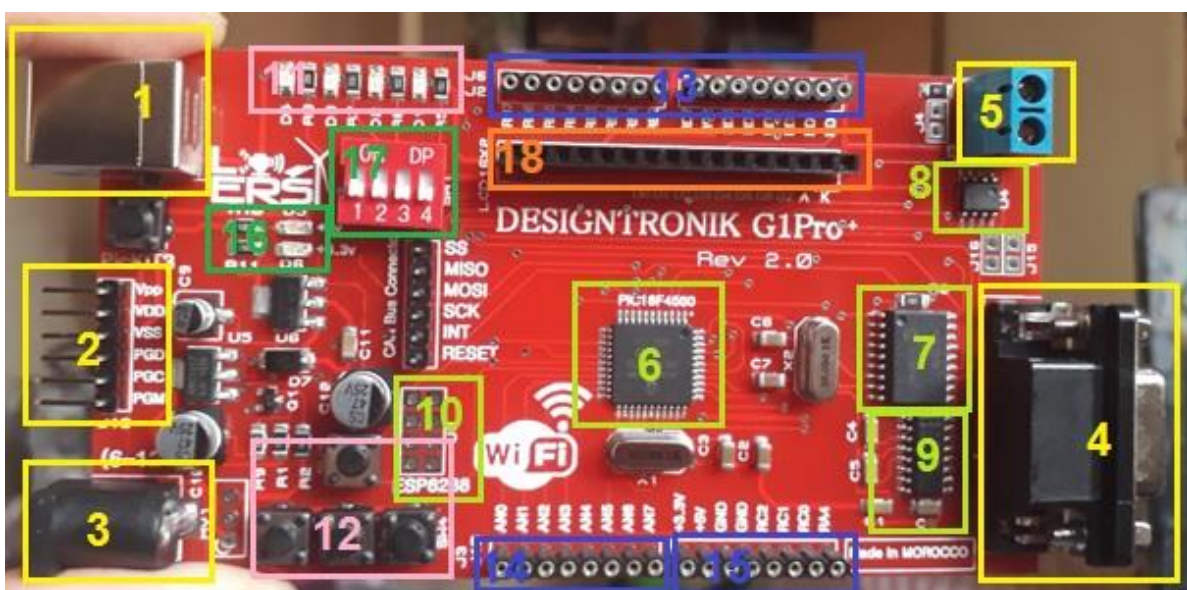


Figure V-11: Face avant de la carte réalisée

CHAPITRE 5 : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la Commande d'un Micro Réseau DC

Sur la Figure V-11 les couleurs indiquent les différentes parties de la carte, chaque couleur spécifie une tâche particulière. Les connectivités de la carte sans entourées par la couleur jaune dont la fonction de chaque connecteur est donnée par le tableau suivant :

Tableau 7: Connectivités de la carte développée

Référence	Fonction
1	Connecteur USB type B
2	Port de programmation ICSP
3	Connecteur Power jack pour l'alimentation
4	Port série DB9 pour la liaison RS232
5	Port de communication pour le protocole CAN

En plus des connecteurs qui permettent la communication de la carte avec l'environnement extérieur, la carte est composée aussi de circuits intégrés qui sont entourés par la couleur verte, chaque circuit s'occupe d'une tâche particulière ou plusieurs tâches simultanées comme indiqué sur le tableau suivant :

Tableau 8: Les circuits intégrés de la carte

Référence	Fonction
6	Le microcontrôleur PIC18F4550
7	Le contrôleur CAN externe MCP2515
8	L'émetteur-récepteur CAN MCP2551
9	L'adaptateur des niveaux logiques MAX232A
10	Le contrôleur WIFI ESP8266

Le contrôleur embarqué conçu est doté aussi d'un ensemble de ports d'entrées sorties dont la fonction est signalée par le tableau suivant :

Tableau 9: Les ports d'entrées/sorties de la carte

Référence	Fonction
13	Ports d'Entrées/sorties Numériques
14	Ports d'Entrées analogiques
15	Port d'alimentation (5v/3.3v/GND)

Finalement nous avons équipé notre carte par des indicateurs à LED pour vérifier visuellement l'état actuel de la carte, quatre autres LEDs et quatre boutons poussoirs sont également insérés dans la carte et sont prêts à être utilisés dans l'application. En outre, Cette carte permet de gérer l'affichage sur les afficheurs LCD de la famille HD44870 quelque soit le nombre de lignes et de colonnes via le port numéro 18.

Tableau 10: Indicateurs et ports additionnels de la carte

Référence	Fonction
11	Quatre LEDs
12	Quatre boutons poussoirs
16	Indicateurs d'alimentation (5v/3.3v/GND)
17	Switch pour connecter ou déconnecter les LED du microcontrôleur
18	Port de gestion des afficheurs LCD.

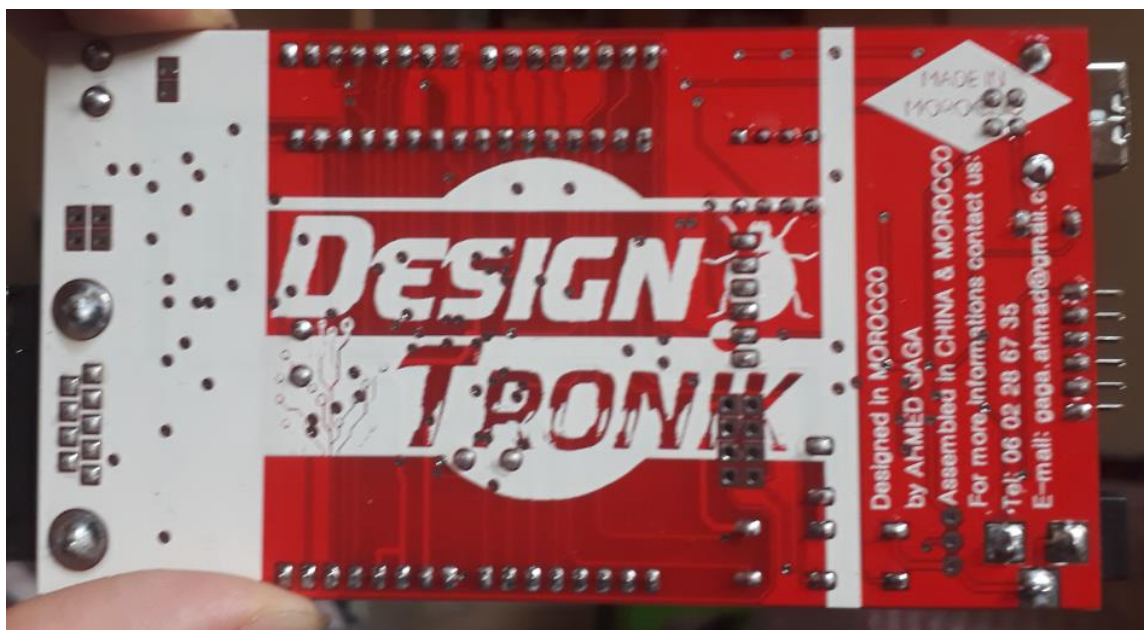


Figure V-12: Face arrière de la carte réalisée

V.5 Test et validation du contrôleur embarqué

Après avoir détaillé la conception et le principe de fonctionnement de la carte embarquée réalisée pour contrôler et communiquer entre les différents éléments du micro réseau DC, nous allons effectuer des tests pratiques pour valider le bon fonctionnement de cette carte. La phase de test se déroule comme suit :

Tout d'abord nous allons tester le circuit d'alimentation global de la carte, et vérifier s'il n'y a pas d'interférence entre les différentes sources d'alimentation qui sont l'entrée USB ou la batterie. Le système de régulation utilisé est doté de deux indicateurs LEDs qui indiquent l'état des sorties 5V et 3.3V. Un oscilloscope numérique est utilisé pour vérifier le niveau et la stabilité des deux tensions d'alimentation.

Après vérification du bon fonctionnement du circuit d'alimentation, nous allons utiliser les LEDs et les boutons poussoirs intégrés sur la carte pour examiner les différents ports d'entrées sorties.

Pour la mise en œuvre des stratégies développées dans les chapitres précédents, nous devons mesurer quelques grandeurs électriques, surtout le courant et la tension. Nous allons donc vérifier le bon fonctionnement de l'unité d'acquisition ADC de la carte. Par la suite, il faut valider la sortie de contrôle PWM permettant de contrôler l'entrée des convertisseurs DC-DC. Finalement, la communication filaire de la carte via le protocole CAN doit être authentifiée.

Toutes les étapes de validation se déroulent suivant deux scénarios: Le premier consiste à générer un signal de contrôle de type SPWM (*Sine Pulse Width Modulation*). Le deuxième scénario consiste à faire des mesures de trois grandeurs physiques qui sont respectivement la tension, le courant et la température, ensuite, procéder à un conditionnement local et transmettre les données par la suite vers l'unité de contrôle centrale via le protocole CAN, soit pour la supervision ou l'exécution des algorithmes et la génération des lois de commandes. Ce résultat sera affiché sur un afficheur LCD.

V.5.1 Exemple d'application N°1 « Génération d'un signal SPWM »

Le premier exemple d'application consiste à vérifier la capacité de la carte à générer des signaux de contrôles complexes.

En électronique de puissance, la technique de modulation en largeur d'impulsion PWM est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits à états discrets.

La technique SPWM (*Sine PWM*) convertit essentiellement la moitié de l'onde sinusoïdale en un petit nombre d'impulsions ayant chacune une largeur différente. La technique de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale produit une onde pulsante dans laquelle la largeur des impulsions change en fonction de l'amplitude de la tension de l'onde sinusoïdale. Par exemple, dans l'amplitude de la tension sinusoïdale, la tension est minimale au début de l'onde sinusoïdale à 0 degré, puis elle augmente jusqu'à 90 degrés et l'amplitude maximale du sinus atteint 90 degrés. Après l'amplitude commence à diminuer à nouveau. Dans la technique SPWM, nous suivons la même procédure pour produire un signal d'onde pulsatoire dans laquelle la largeur de chaque impulsion variait de la même manière que celle de l'amplitude de la grandeur de l'onde sinusoïdale.

CHAPITRE 5 : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la Commande d'un Micro Réseau DC

Par exemple, nous souhaitons générer un signal sinusoïdal de fréquence ($f = 50 \text{ Hz}$). La durée moyenne de l'onde sinusoïdale de 50 Hz est de 20 ms . Donc, la période d'un demi-cycle est de 10 ms , puisque la demi onde est symétrique, nous ne générons que les rapports cyclique pour un demi-cycle, ils vont être utilisé pour le cycle positif et négatif. Le SPWM pour demi-onde est formé par de nombreuses impulsions, la largeur de chacune varie en fonction de l'amplitude de l'onde sinusoïdale, mais le temps total de toutes les impulsions devrait être égal à 10 ms (*période de demi-cycle de l'onde sinusoïdale*).

La durée de chaque impulsion dépend de la fréquence du module PWM du microcontrôleur. Nous avons choisi un PWM de fréquence 20 kHz , par conséquent, la durée de chaque impulsion est égale à 100° . Le nombre de pulsations que nous pouvons utiliser pour générer notre signal SPWM est alors :

$$\text{Nombre d'impulsions} = \frac{\text{période du signal sinusoïdal}}{2 \times \text{période PWM}} \quad (\text{V.1})$$

Ainsi, avec une fréquence de 20 kHz , nous pouvons utiliser 100 impulsions pour le SPWM. Pour générer ces 100 impulsions avec une largeur de cycle variable, nous procédons comme suit :

La relation entre l'angle, la phase et l'amplitude d'une onde sinusoïdale est la suivante :

$$Y = A * \sin(\text{angle}) \quad (\text{V.2})$$

Le demi-cycle de l'onde sinusoïdale est constitué de 180 degrés . Pour avoir 10 impulsions , nous divisons 180 degrés en 10 parties égales, la valeur de chaque pas est alors 18 degrés . Puisque notre carte est doté d'un module PWM de 10 bits , nous allons augmenter la résolution du signal SPWM générer et choisir un pas de 1.8 degrés , ce qui mène à 100 impulsions différentes au cours de chaque demi période.

Sin (0)*1023	0.000000
Sin (1.8) *1023	32.133198
Sin (3.6) *1023	64.234688
Sin (5.4) *1023	96.272789
Sin (7.2) *1023	128.215881
Sin(9) *1023	160.032425
Sin (10.8) *1023	191.691055
Sin (12.6) *1023	223.160492
Sin (14.4) *1023	254.409714
Sin (16.2) *1023	285.407867

Les résultats ci-dessus représentent les dix premières valeurs de la largeur des dix premiers impulsions du signal SPWM.

CHAPITRE 5 : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la Commande d'un Micro Réseau DC

La Figure V-13 montre le banc de test de premier exemple d'application. Alors que, la Figure V-14 représente les résultats expérimentaux d'un signal SPWM de 100 impulsions d'une fréquence de 20 KHz généré par le contrôleur embarqué développé. La fréquence de sortie de l'onde sinusoïdale avant filtrage est de 50 Hz.

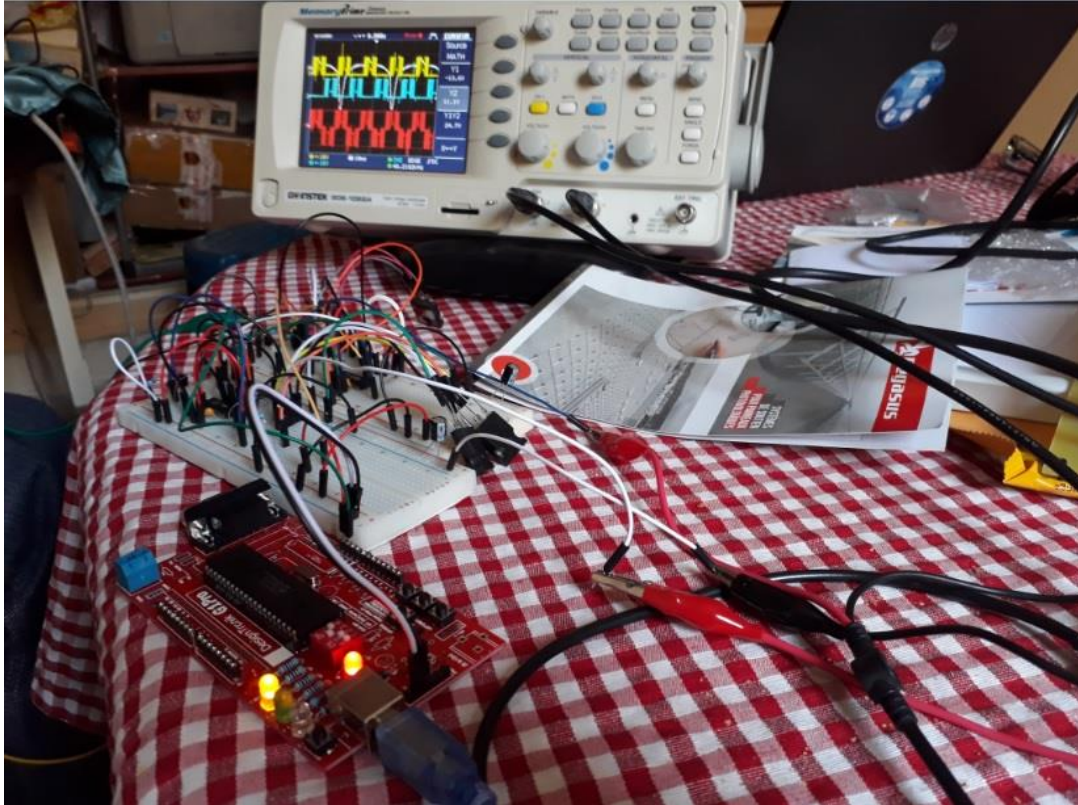


Figure V-13: Banc de test de l'exemple d'application N°1

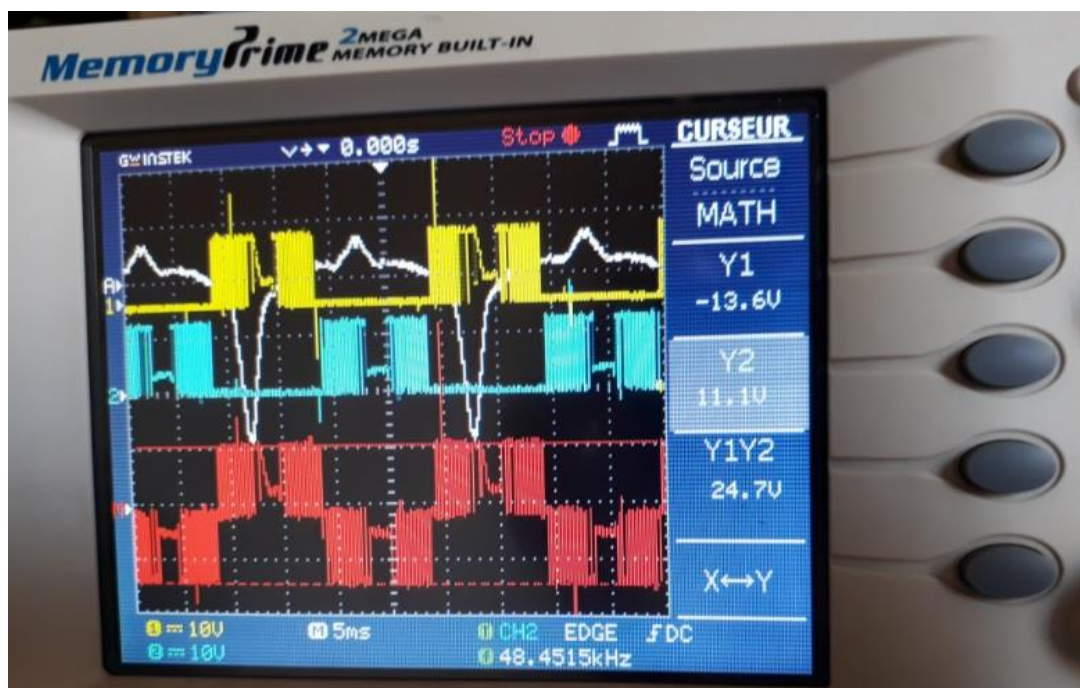


Figure V-14: Signal SPWM généré par la carte

V.5.2 Exemple d'Application N°2 « Acquisition et communication distante via CAN »

Le deuxième exemple vise à réaliser une acquisition multiple de plusieurs grandeurs physiques (*courant, tension et température*), et procéder à un conditionnement local avant de les transmettre vers une unité de contrôle distante via la connectivité CAN intégré dans la carte conçue.

Le schéma synoptique de ce scénario de test est établi par la Figure V-15.

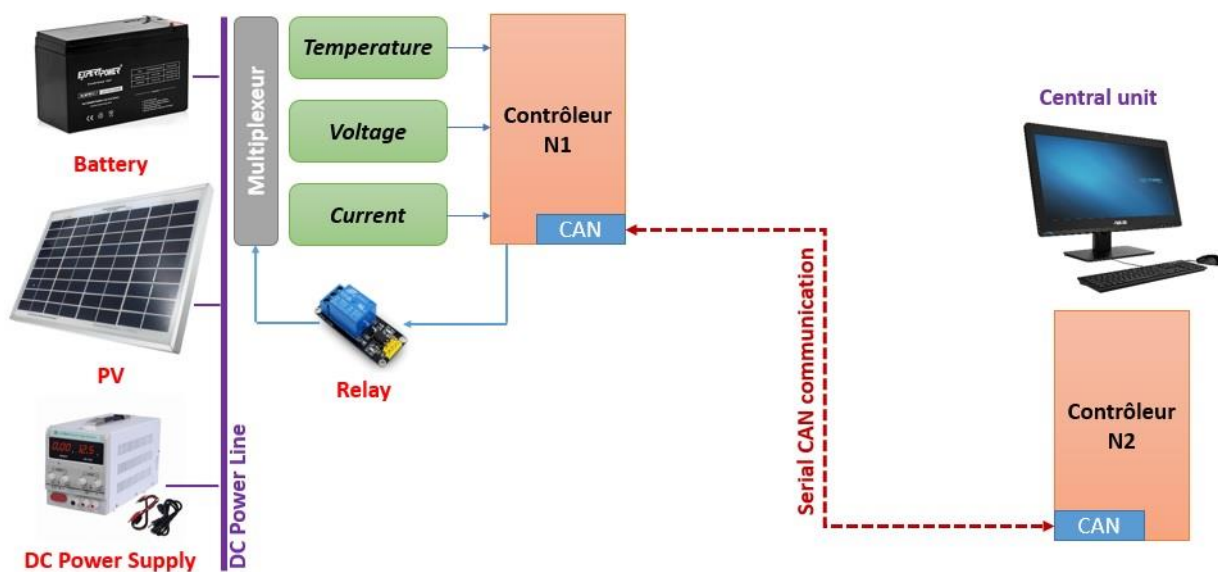


Figure V-15: Schéma synoptique du scénario de test N 2

Après avoir préparé la plateforme matérielle nécessaire, nous avons passé directement au test. Deux programmes séparés ont été développés sous l'environnement MPLABX, puis compilés avec le compilateur MPLAB XC8. Le premier programme a été chargé dans le contrôleur N1 et le deuxième dans le contrôleur N2.

La tâche affectée au premier nœud est l'acquisition multiple de la température, le courant et la tension à partir d'une source de tension DC (*Batterie ou Panneau solaire*). Ensuite, une opération de conditionnement se fait localement dans le même nœud avant de transmettre les données via une trame CAN. Le même nœud est capable aussi de recevoir des commandes à exécuter via le même support de communication CAN. Dans ce scénario le contrôle central permet d'envoyer un ordre de déclenchement du ventilateur de refroidissement si la température dépasse le seuil indiqué par l'utilisateur.

Pour le contrôleur N2, le programme chargé permet de recevoir et décoder les trames en provenance du nœud N1, de faire un traitement distant (*par exemple calcul de la puissance, exécution des algorithmes...*) et de gérer l'affichage de ces informations sur un afficheur LCD

La Figure V-16 dévoile la plateforme de test développée pour le test du deuxième scénario :

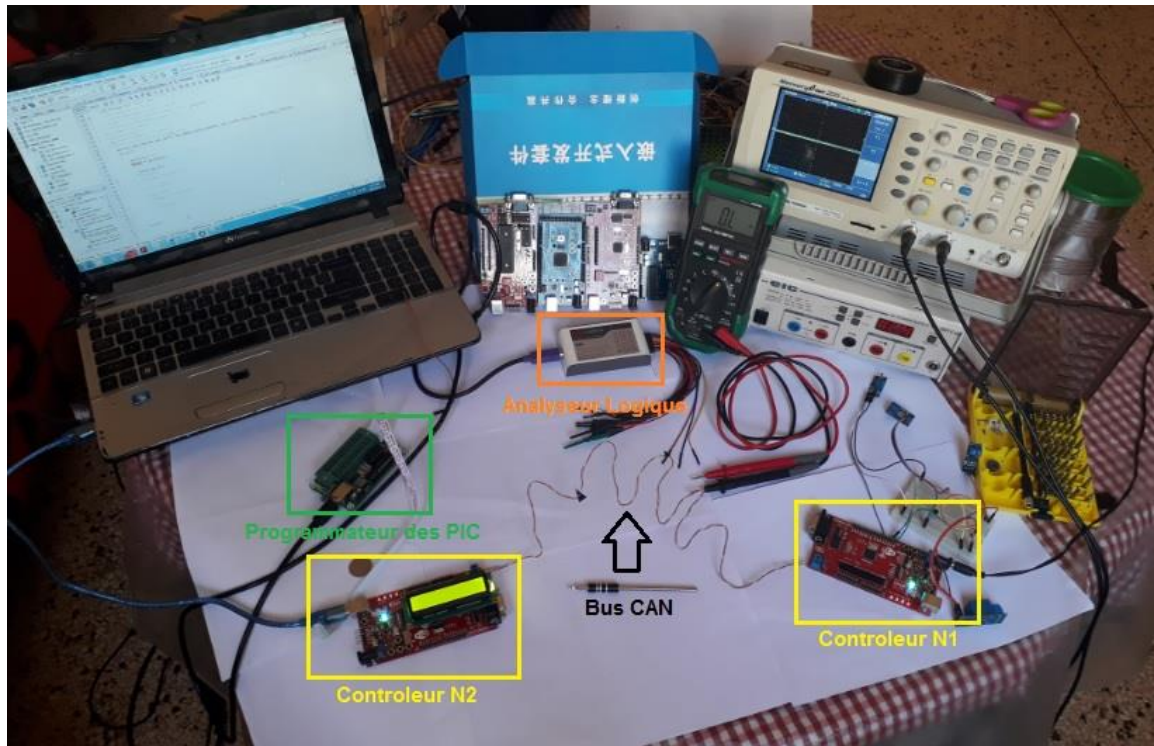


Figure V-16: Banc de test de l'exemple d'application N2

Le matériel utilisé dans cette expérience est le suivant :

1. Un oscilloscope numérique pour la vérification des niveaux électriques des trames sur le bus CAN.
2. Une source d'alimentation DC pour émuler le fonctionnement de la batterie ou du PV.
3. Un analyseur logique LA2016 de haute performance pour vérifier le format des trames.
4. Un multimètre numérique.
5. Deux prototypes du contrôleur embarqué développés dans ce travail.
6. Une paire torsadée comme support de transmission CAN.
7. Un PC pour le développement et le chargement du code.
8. Un programmeur K150 des microcontrôleurs de la famille PIC.
9. Un capteur LM35 pour mesurer une température qui varie dans la gamme -50 jusqu'à +125C.
10. Un capteur de tension (0 à 25V) et un capteur de tension à effet hall (-5A à +5A).

Tous les capteurs sélectionnés pour ce test ont une sortie analogique compatible avec le niveau électrique TTL (0-5V), pour bien exploiter les fonctionnalités du module d'acquisition de notre carte.

CHAPITRE 5 : Conception et Réalisation d'un Contrôleur Embarqué pour la Commande d'un Micro Réseau DC

La Figure V-17 présente le format de notre trame CAN incluant les données transmises par le contrôleur N1 vers le nœud N2.

Nous observons clairement la validité de la trame CAN en termes de niveaux électriques. La ligne CANH est signalée par la couleur bleu, tandis que la ligne CANL est désignée par la couleur jaune. A la réception, les données seront extraites en calculant la différence de tension entre les deux lignes de la paire torsadée puisqu'il s'agit d'une transmission différentielle.

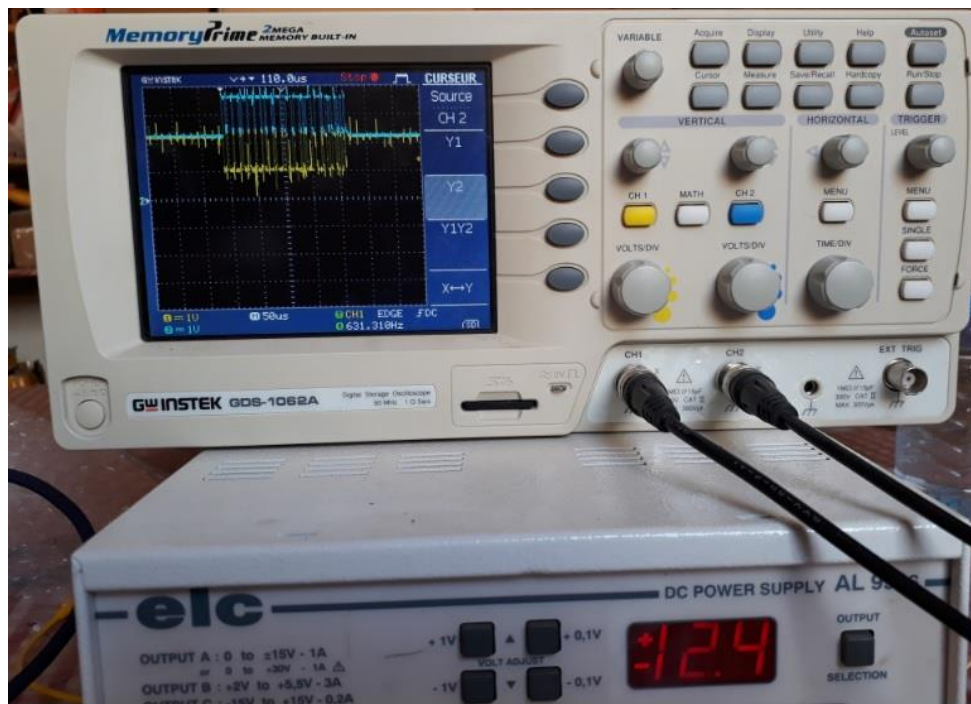


Figure V-17: Trame CAN mesurée

La Figure V-18 indique l'état récessif et l'état dominant de la trame transmise.

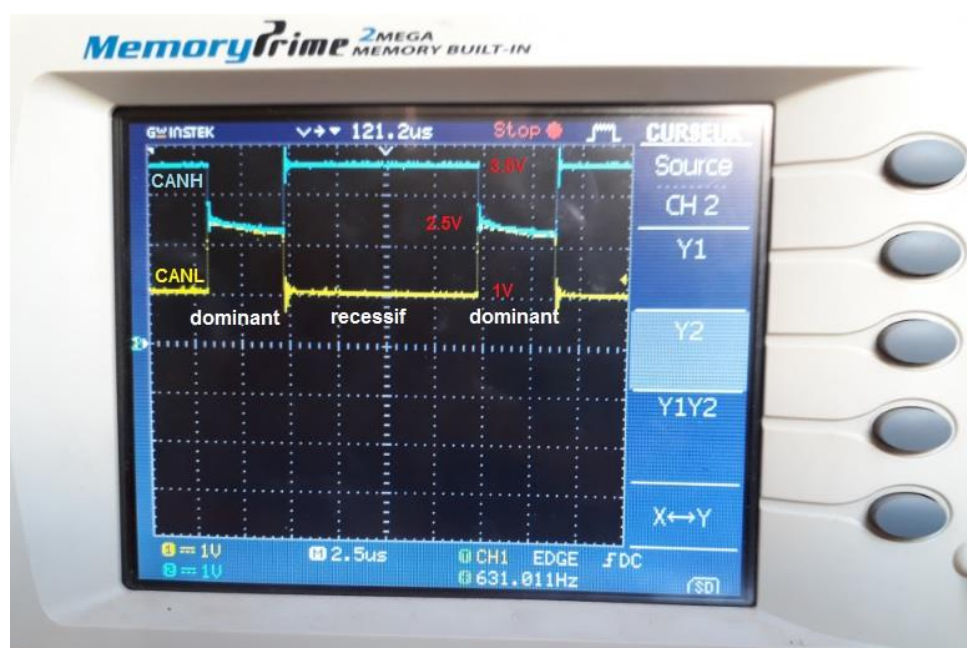


Figure V-18: Niveaux électriques de la trame CAN mesurée

Finalement, le contrôleur N2, après avoir reçu la trame et après décodage, va afficher les données utiles (*tension, courant et température*) sur un afficheur LCD.

La communication entre les deux nœuds N1 et N2 se fait en temps réel d'une manière parfaite comme nous pouvons l'observer sur la Figure V-19.

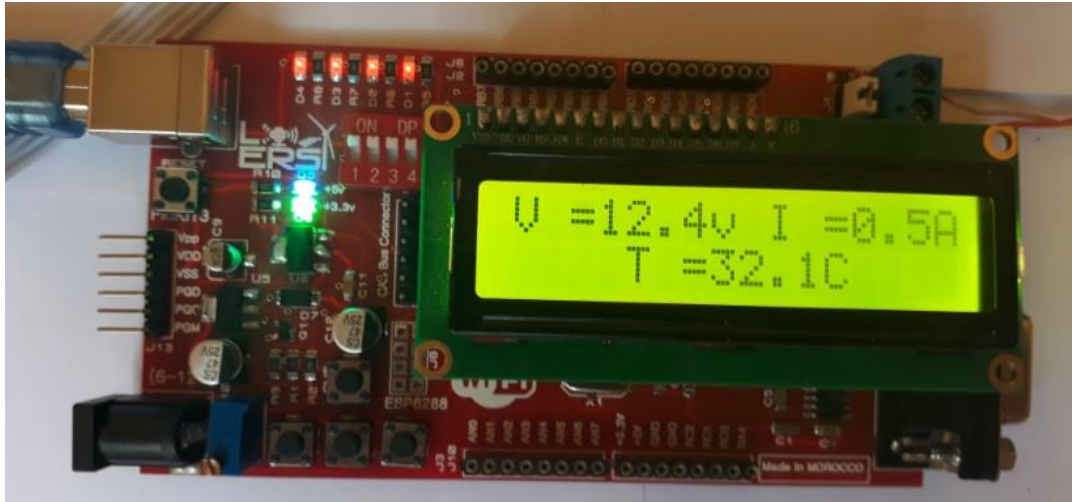


Figure V-19: Affichage des informations transférées par le protocole CAN

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la carte électronique embarquée multifonctions que nous avons conçues. Cette carte est basée sur le microcontrôleur PIC18f4550 connu pour sa performance. Le principal rôle de cette carte est d'ajouter une couche d'intelligence au MG élaboré dans les chapitres précédents. Elle est capable d'assurer une intercommunication entre les différents composants du MG via une connectivité CAN qui représente l'un des standards les plus évolués dans les réseaux locaux industriels. Le microcontrôleur incorporé dans cette carte est doté d'une unité de multiplication matérielle, ce qui permet de faire un traitement local avant de transmettre les données vers le contrôleur central. La carte a été conçue en respectant les normes internationales de fabrication et d'assemblage des circuits imprimés (PCBA).

Pour valider la carte développée et vérifier le bon fonctionnement de ses éléments, deux exemples d'application ont été élaborés. Ces exemples présentent des scénarios de test capables de tester les différents modules qui ont une relation directe avec les opérations d'acquisition, de contrôle et de communication tel que les modules ADC, PWM et le module CAN. Par ailleurs, le contrôleur WIFI ESP8266 intégré sur la carte, permet d'étendre le domaine d'utilisation de cette solution vers les applications connectées ou ce qu'on appelle l'internet des objets, ce qui ouvre la porte à une amélioration considérable de notre MG en terme d'intelligence, de contrôle et de communication.

Conclusion Générale et Perspectives

Le système sur lequel se basent les travaux de cette thèse est un micro réseau DC intelligent. S'inscrivant dans le contexte des Smart Grids, de telles installations permettent de répondre au double enjeu énergétique (*ressources fossiles limitées et réduction des Gaz à Effet de Serre*) en favorisant entre autre l'intégration des sources d'énergie renouvelables intermittentes. Le MG étudié associe, une centrale photovoltaïque et une unité de stockage à base de batteries. Ces sources sont couplées au micro réseau par des convertisseurs électroniques de puissance et sont interconnectées au gestionnaire central du micro-réseau. Le contrôle des flux d'énergie, en particulier la puissance injectée ou sous-titrée au réseau principal, est au centre des stratégies de gestion pour ces systèmes.

Les travaux dans cette thèse apportent des contributions à la gestion et l'optimisation des flux énergétiques dans un micro réseau électrique isolé.

Le premier chapitre a mis en exergue le concept d'un MG, ses configurations ainsi que ces composants. L'accent est mis spécifiquement sur le générateur PV, son principe est détaillé, caractérisé et modélisé en vue d'une utilisation dans un système de gestion énergétique. Les approches de suivi du point de puissance maximale sont traitées, et nous avons proposé une amélioration de l'algorithme MPPT qui permet de suivre les changements brusques de l'irradiation, cette amélioration est validée expérimentalement. Ce système de suivi du point de puissance maximale est nécessaire pour garantir un fonctionnement optimal d'un MG.

Le second chapitre concerne les interfaces de conversion DC/DC, nous avons étudié leur principe de fonctionnement, leurs variantes et leurs configurations adaptés aux différentes applications liées à la conception d'un micro réseau intelligent isolé. Cette étude nous a permis le dimensionnement de notre convertisseur de puissance qui va contribuer par la suite à choisir d'une façon optimale les différents paramètres électriques de notre alimentation. Un exemple d'application a été présenté à la fin du chapitre dont les résultats reflètent parfaitement l'importance du développement théorique pour une conception efficace et un choix optimal.

En revanche, le troisième chapitre est destiné à la commande robuste des convertisseurs DC/DC, en se basant sur la technique des modes glissants. Nous avons opté pour cette technique car elle s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables comme c'est le cas de notre système. En outre, elle est connue pour sa robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes. Les résultats de simulation et les études

comparatives effectuées avec la technique PI ont bien confirmé que pour les convertisseurs DC/DC, l'approche de commande par mode glissant est plus robuste et performante.

Dans un MG, les périodes de production et les périodes de consommation d'énergie sont très fréquemment décalées, le stockage d'énergie s'avère donc indispensable. Le stockage retenu est en général un stockage d'énergie électrique par batteries. Les batteries électriques jouent donc un rôle primordial dans un MG. Cependant, l'estimation de leur état de charge reste une problématique majeure, surtout lorsque les conditions d'usage de la batterie ne sont pas contrôlables. Un calcul précis de l'état de charge est crucial pour fournir une indication de l'autonomie et gérer efficacement l'énergie. Nous nous sommes ainsi intéressés au quatrième chapitre, à l'estimation du SOC de la batterie à travers le filtre de Kalman. Un modèle de batterie électrique équivalent de Thevenin de deuxième ordre basé sur le réseau RC a été défini pour reproduire le comportement de la batterie. Les paramètres du modèle choisis ont été identifiés par l'algorithme des moindres carrés non linéaire. Ensuite, vu ces grandes performances nous avons opté pour le filtre de Kalman étendu EKF afin d'estimer le SOC de la batterie. Cependant, cette technique exige que les matrices de covariances soient constantes, ce qui n'est pas le cas pour le modèle de notre batterie, nous avons ainsi introduit la version adaptative du filtre AEKF pour remédier à ce problème. Par ailleurs, et afin de limiter les effets des non linéarités dans la propagation de l'état et d'améliorer l'estimation de l'état à un instant antérieur une alternative performante au filtre EKF a été introduite, le filtre de Kalman « *unscented* » UKF et sa version adaptative.

Pour la validation des stratégies développées, une implémentation a été réalisée en utilisant l'une des techniques les plus évoluées en termes de robustesse et d'optimisation, c'est la Co simulation hardware/software.

Finalement, en vue de la conception d'un MG intelligent, performant et autonome, un système embarqué de gestion intelligente d'énergie a été proposé au dernier chapitre. Il s'agit d'une carte électronique embarquée multifonctions, elle est basée sur le microcontrôleur PIC18f4550 connu par sa performance. Elle vise à assurer une intercommunication entre les différents composants du MG via une connectivité CAN qui représente l'un des standards les plus évolués dans les réseaux locaux industriels. En outre, elle offre une puissance calculatoire compatible avec la complexité de calcul exigée par les différents algorithmes d'optimisation, de commande et d'estimation développés dans les chapitres précédents. Le microcontrôleur incorporé dans cette carte est doté d'une unité de multiplication matérielle, qui permet de faire un traitement local avant de transmettre les données vers le contrôleur central. La carte a été

conçue en respectant les normes internationales de fabrication et d'assemblage des circuits imprimés (*PCBA*). Par ailleurs, le contrôleur WIFI ESP8266 intégré sur la carte, permet d'étendre le domaine d'utilisation de cette solution vers des applications connectées, ce qui peut contribuer à améliorer les performances, la fiabilité et la robustesse de notre MG. Nous avons achevé ce chapitre par deux exemples d'application pour vérifier le bon fonctionnement du système développé. Ces exemples présentent des scénarios de test capables de vérifier les différents modules qui ont une relation directe avec les opérations d'acquisition, de contrôle et de communication tel que le module ADC, le module PWM et le module CAN.

Ces travaux ouvrent des perspectives de recherche, on peut envisager de:

- Considérer une configuration Hybride de MG pour introduire les différentes charges et particulièrement celles de nature AC.
- Développer des stratégies pour la gestion et l'équilibrage des flux d'énergies en intégrant des données sur l'estimation et les prévisions du rayonnement solaires et aussi de la prédiction sur la consommation.
- Appliquer les solutions et les résultats développés dans ce travail au domaine de transport propre et spécialement à la voiture électrique (*EV et HEV*).
- Elaborer des scénarios de test réels afin de résoudre les problèmes liés à la pratique pour l'amélioration des résultats obtenus.
- Commercialiser la solution embarquée développée sur l'échelle internationale et la rendre comme une référence dans les travaux de recherche, pédagogiques et aussi industrielle.

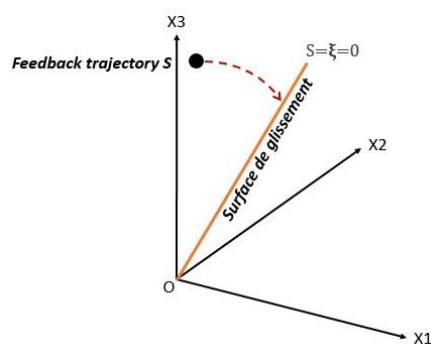
ANNEXE A : Théorie de la commande par Mode Glissant

1. Introduction

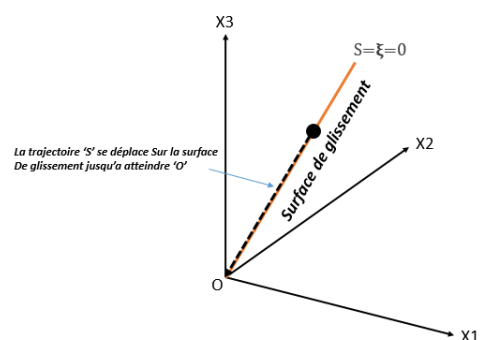
Les modes glissants pour les systèmes non linéaires ont été largement étudiés et développés depuis leur introduction. L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre le système à évoluer et rester, en temps fini, sur une surface où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées. De plus amples détails peuvent être trouvés dans les ouvrages [31], [32]. La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des propriétés très intéressantes qui sont liées à la convergence en temps fini et à la robustesse. C'est pour cela qu'ils sont beaucoup utilisés dans la synthèse des lois de commande et dans l'observation des systèmes non linéaires incertains. Cependant cette commande présente aussi des inconvénients et notamment le problème de discontinuité qui induit un phénomène de réticence pouvant être très dangereux pour les systèmes.

2. Principe de la commande par mode glissant

Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et ensuite rester sur une surface donnée (*représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état*) jusqu'à l'équilibre. La surface considérée est alors désignée comme étant la *surface de glissement* ou de *commutation*. Le comportement dynamique résultant, appelé *régime glissant idéal*, est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface. L'avantage d'obtenir un tel comportement est double: d'un côté, nous avons une réduction de l'ordre du système, et de l'autre, le régime glissant est insensible aux perturbations. Cette commande se fait en deux étapes [32]: la convergence vers la surface de glissement '*reaching phase*' (Annexe A Figure 1) et ensuite le glissement le long de celle-ci '*sliding phase*' (Annexe A Figure 12).



Annexe A Figure 1: Commande par mode glissant (Reaching phase)



Annexe A Figure 2: Commande par mode glissant (Sliding phase)

La réalisation se déroule en deux temps. Une surface est déterminée de façon à ce que le régime glissant ait les propriétés désirées, puis une loi de commande discontinue est synthétisée de façon à rendre la surface invariante et attractive. Cependant, l'introduction de cette action discontinue, ne génère pas un régime glissant idéal. En moyenne, les variables contrôlées peuvent être considérées comme évoluant idéalement sur la surface. En réalité, le mouvement est caractérisé par des oscillations à hautes fréquences dans un voisinage de la surface (*dont l'épaisseur est de l'ordre de la période d'échantillonnage ou de commutation*). Ce phénomène est connu sous le nom de *réticence* ou *chattering* en anglais et est un des inconvénients majeurs de cette technique. Il peut en outre exciter des dynamiques non modélisées et conduire à l'instabilité.

3. Formulation mathématique du mode glissant

Considérons le système en commutation non linéaire défini par l'équation suivante:

$$\dot{X}(t) = g(X(t)) + \varphi(X(t)).u(t) \quad (1)$$

Où $X(t)$ est le vecteur variable d'état dans un espace n-dimensionnel \mathbb{R}^n ; $g(X(t))$ et $\varphi(X(t))$ sont des champs de vecteurs dans le même espace; et $u(t)$ est le signal de commande discontinu déterminé comme suit :

$$u(t) = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(X, t) > 0 \\ U^- & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

Où U^+ et U^- sont des valeurs scalaires ou des fonctions scalaires de $X(t)$; et $S(X, t)$ est appelée *surface de glissement* ou *de commutation* ou encore *contrainte*. Généralement, pour faciliter la conception et la mise en œuvre, $S(X, t)$ est choisi comme une combinaison linéaire des valeurs pondérées des variables d'état et est donné comme suit :

$$S(X, t) = \sum_{i=1}^m x_i(t). \alpha_i \quad (3)$$

Où α_i pour ' $i=1$ jusqu'à m ' désigne l'ensemble des paramètres de contrôle connus sous le nom de coefficients de glissement et $x_i(t) \in X(t)$.

Définition [32]: On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur S s'il existe un temps fini t_s tel que la solution de l'équation (1) satisfasse $S(t, x) = 0$ pour tout $t \geq t_s$.

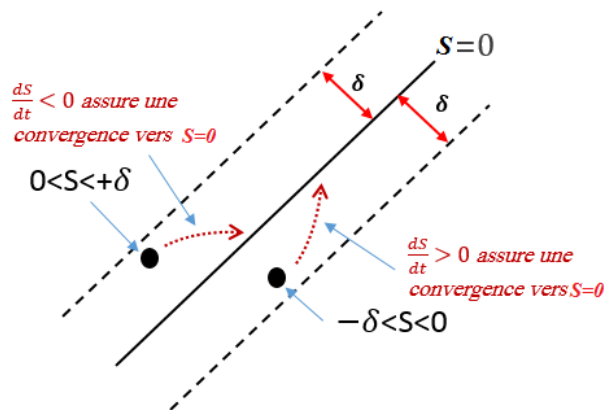
Des conditions suffisantes permettent de garantir l'existence d'un régime glissant. La surface de glissement doit être localement attractive, ce qui peut se traduire mathématiquement par [33]:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{\partial S}{\partial x} g(X(t)) + \varphi(X(t)).u(t) < 0 \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{\partial S}{\partial x} g(X(t)) + \varphi(X(t)).u(t) > 0 \quad (4)$$

Cette condition traduit le fait que, dans un voisinage de la surface de glissement, les vecteurs vitesses des trajectoires du système doivent toujours pointer vers cette surface [30]. Ainsi, une fois la surface intersectée, les trajectoires restent dans un δ -voisinage de S , et on dit que le régime glissant est idéal si on a exactement $s(t, x) = 0$. La condition (4) est plus souvent rencontrée sous la forme :

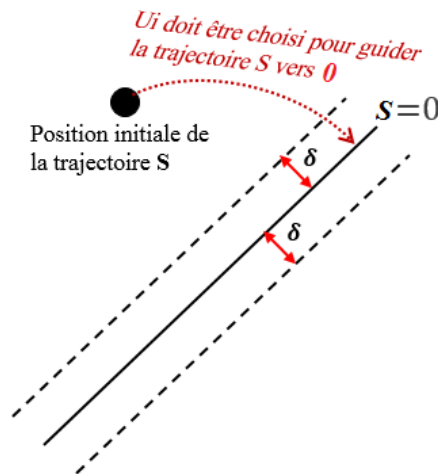
$$S \frac{dS}{dt} < 0 \quad (5)$$

La condition ci-dessus est appelée *condition d'attractivité* [53] [54].



Annexe A Figure 3: Attractivité de la surface

La commande u est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci. u est une loi de commande à structure variable définie par l'équation (2), Il est à noter que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations.



Annexe A Figure 4: Convergence de la trajectoire de glissement vers la surface de glissement

4. Condition d'invariance de la surface de glissement

La méthode dite de la *commande équivalente*, due à [31] est un moyen de déterminer le comportement du système lorsqu'il est restreint à la surface $\{S = 0\}$. Celui-ci est déterminé par les conditions d'invariance de la surface:

$$S = 0 \quad (6)$$

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(X(t)) + \varphi(X(t)).Ue(t) = 0 \quad (7)$$

La deuxième équation est obtenue en faisant $S = 0$. Ue est appelé *commande équivalente* et s'exprime donc de la façon suivante :

$$Ue(x) = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} \varphi(X(t)) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} g(X(t)) \quad (8)$$

On dit que la commande équivalente est bien définie si elle existe et est déterminée de façon unique par les conditions d'invariance.

Proposition [32] La commande équivalente est bien définie si et seulement si $\frac{\partial S}{\partial x} \varphi(X(t)) \neq 0$ sur S.

Cette condition est appelée condition de transversalité et ne constitue qu'une condition nécessaire pour l'existence d'un régime glissant. Elle signifie que le champ de vecteur φ ne doit pas être tangent à la surface. En général, elle n'est pas trop restrictive car φ est non nul et S est une fonction que l'on peut choisir.

La signification physique de la commande équivalente peut s'interpréter de la manière suivante. La loi de commande discontinue U consiste en la somme d'une composante haute fréquence (U_{hf}) et d'une composante basse fréquence (U_s) : $U = U_{hf} + U_s$. U_{hf} est filtrée par la bande passante du système et le régime sur S n'est affecté que par U_s , qui peut être vue comme étant la sortie du filtre passe-bas.

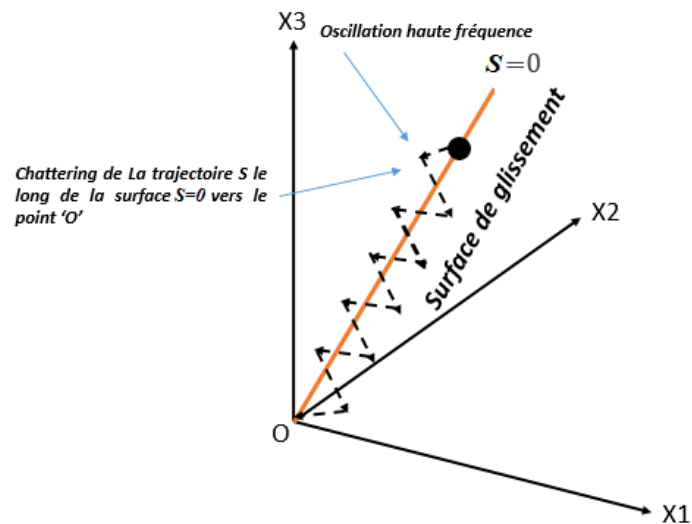
Cela signifie que $Ue \cong U_s$ et qu'elle représente la valeur moyenne du signal discontinu U.

Lors de sa réalisation, la loi de commande à structure variable consiste le plus souvent en une partie continue, qui s'avère être la commande équivalente, et une autre discontinu assurant la convergence en temps fini vers la surface.

5. Le phénomène de réticence

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas étant donné que cela impliquerait que la commande puisse commuter avec une fréquence infinie. De par la présence d'imperfections ou de limites technologiques et physiques, tels que des retards au niveau des

commutations ou de petites constantes de temps au niveau des actionneurs, le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé *chattering*, en anglais, [30] ou encore *réticence* ou *brouttement*, en français. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations autour de la surface, ainsi qu'il est montré sur la figure suivante (*Annexe A Figure 7*).



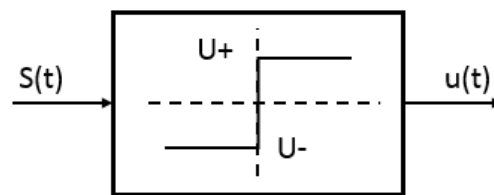
Annexe A Figure 5 : Phénomène de chattering

Ce phénomène constitue un désavantage non négligeable car, même s'il est possible de le filtrer en sortie du processus, il est susceptible d'exciter des modes à haute fréquence qui n'ont pas été pris en compte dans le modèle du système. Ceci peut dégrader les performances et même conduire à l'instabilité [32]. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, pouvant provoquer leur usure rapide, ainsi que des pertes énergétiques non négligeables au niveau des circuits de puissance électrique. De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction signe par des approximations continues de type grand gain dans un voisinage de la surface [33], telles que la fonction de saturation, les fonctions sigmoïdes, $\tanh(r)$, $\arctan(r)$,...etc Toutefois, rien ne peut être dit à propos du comportement du système à l'intérieur de ce voisinage. De plus, bien que cela permette d'atténuer le phénomène de réticence, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse s'en trouve dépréciés. Des compromis entre l'importance de la réticence et les performances doivent être faits. Toutefois, une autre solution, basée sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur, permet de passer outre cet indésirable phénomène.

6. Types d'implémentations

a. La fonction Signe et Relais

La méthode conventionnelle de mise en œuvre d'un contrôleur par mode glissant 'SM' repose directement sur la loi de contrôle décrite dans l'équation (2), dont la première est simplement une fonction discontinue qui se réalise facilement à l'aide d'un relais de commutation et ce dernier, qui détermine la surface de glissement $S(t)$, elle est réalisée par un calculateur numérique « *uC par exemple* » ou un circuit électronique analogique (Annexe A Figure 6).



Annexe A Figure 6: La fonction Relais dans la commande par SM

Dans de nombreuses applications où la commande consiste seulement à une action positive ou négative, c'est-à-dire $U^+ = 1$ et $U^- = -1$, la fonction 'Sign' peut remplacer le relais, c'est-à-dire :

$$u(t) = \text{Sign}(S(x, t)) \quad (9)$$

Où la fonction 'Sign ()' est définie comme suit:

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x, t) > 0 \\ 0 & \text{si } S(x, t) = 0 \\ -1 & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (10)$$

Pour les applications où le contrôle ne supporte qu'une logique numérique « *Tout ou Rien* », l'équation (2) devient :

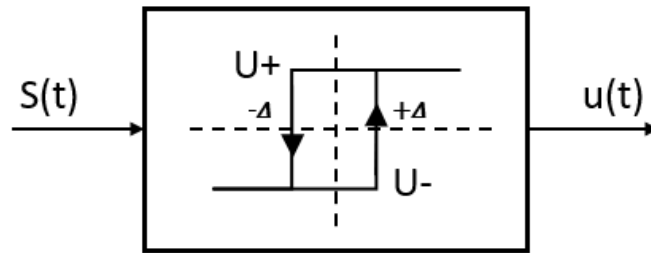
$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x, t) > 0 \\ 0 & \text{si } S(x, t) \leq 0 \end{cases} \quad (11)$$

En général, la mise en œuvre de la commande par SM est simple. Cependant, la mise en œuvre directe de cette loi de commande discontinue provoque des oscillations de haute fréquence dans le processus de contrôle [55]. Pour éviter ce phénomène de 'chattering' dangereux pour les systèmes, la fonction signe est remplacée par la fonction d'hystérésis.

b. La fonction d'hystérésis

La mise en œuvre de la commande par mode glissants par la fonction d'hystérésis ne nécessite pas de calcul supplémentaire ou de circuits auxiliaires, et sa mise en œuvre est facilement réalisée en redéfinissant l'équation (3) comme suit :

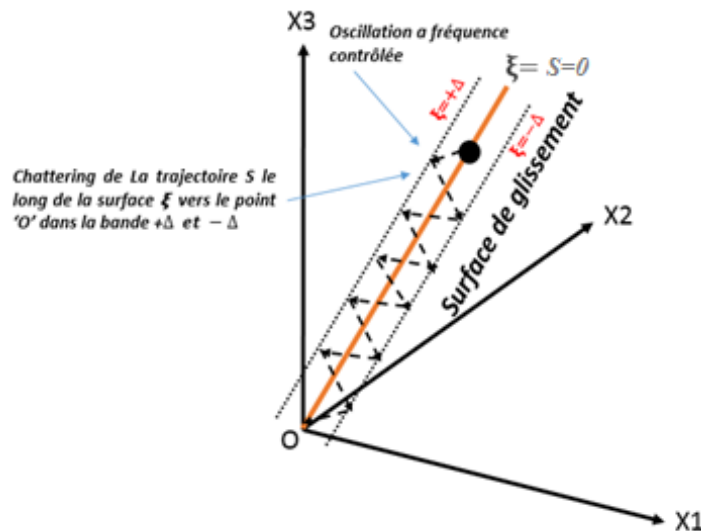
$$u(t) = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(x, t) > \Delta \\ U^- & \text{si } S(x, t) < -\Delta \end{cases} \quad (12)$$



Annexe A Figure 7: La fonction Hystérésis dans la commande par SM

Où Δ est une petite valeur.

L'introduction d'une bande d'hystérésis avec les conditions limites ' $S = \Delta$ ' et ' $S = -\Delta$ ' fournit une commande lisse pour le système, résolvant ainsi le problème de commutation à très haute fréquence, la période de commutation des états est maintenant retardé (Annexe A Figure 7). La trajectoire du système va ainsi commuter entre $\pm \Delta$ de la surface de glissement avec une fréquence d'oscillations bien contrôlée comme illustré sur la figure (**Error! Reference source not found.**8). L'effet de '*chattering*' devient maintenant contrôlable et est fonction de Δ .



Annexe A Figure 8: Trajectoire avec une commande SM via une fonction d'hystérésis

ANNEXE B : Le protocole CAN

Le standard CAN (*Controller Area Network*) est un protocole de communication série très répandu dans beaucoup de domaines d'applications où le transfert d'informations et des commandes représente une tâche vitale. Notamment l'industrie automobile, l'aéronautique, le domaine médicale et militaire. Ce standard a été normalisé avec la norme ISO 11898.

Il met en application une approche connue sous le nom de multiplexage, cette technique consiste à raccorder sur le même câble un grand nombre de calculateurs ou ce que l'on peut appeler nœuds qui communiqueront à tour de rôle.

L'introduction de la technique de multiplexage pour le bus avait comme objectif la réduction de la quantité de câbles dans les systèmes cibles, mais elle a surtout permis l'explosion de la technologie des calculateurs et des capteurs distribués.

Le bus CAN est conçu au départ pour être utilisé dans le secteur de l'automobile, mais actuellement, il est utilisé dans la plupart des industries qui utilisent des protocoles standardisés basés sur le CAN.

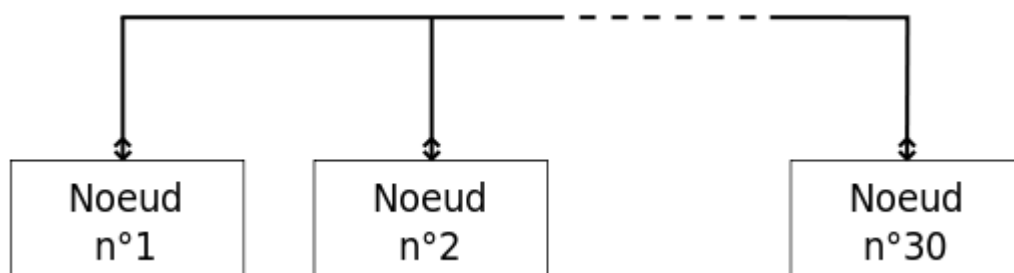
Il existe deux normes pour la couche physique :

- ISO 11898-2 (2003): CAN « high-speed » (*jusqu'à 1Mbits/s*),
- ISO 11898-3 (2006): CAN « low-speed, fault tolerant » (*jusqu'à 125kbits/s*).

1. Topologie

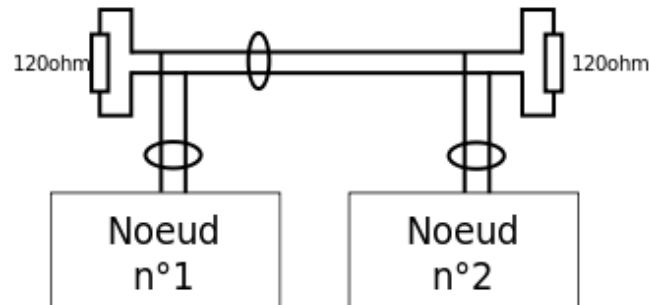
CAN est un bus de données série, bidirectionnel et half-duplex; ça veut dire que la communication se fait dans les deux sens de manière alternée. Chaque équipement connecté à ce bus est appelé (*Nœud*), chaque nœud peut communiquer avec tous les autres.

Le nombre de nœud supporté dépend de la norme de la couche physique, Pour un bus de données CAN « basse vitesse », le nombre de nœuds est limité à 20 et Pour un bus de données CAN « haute vitesse », il est limité à 30 (Annexe B Figure 1).



Annexe B Figure 1: Principe de liaison sur le bus CAN

Chaque nœud est connecté au bus par l'intermédiaire d'une paire torsadée. Pour adapter la ligne, les deux extrémités du bus doivent être rebouclées par des résistances de 120 Ω (tolérance entre 108 Ω et 132 Ω) comme montré sur l'Annexe B Figure 2.



Annexe B Figure 2: Adaptation de la ligne CAN par deux résistances de terminaison

2. Principe de fonctionnement

De type multi-maître, orienté messages courts, le bus CAN est bien adapté à la scrutation de variables émises par des stations déportées. La norme CAN spécifie un débit maximal de 1Mbit/s. Deux paramètres essentiels influencent sur la longueur du bus qui sont :

- La charge capacitive.
- Le débit.

Les configurations recommandées pour les longueurs en fonction du débit sont les suivantes :

Table 1: Proportionalité entre le débit et la longueur du bus CAN

Débit	Longueur
1 Mbits/s	40 m
500 kbits/s	100 m
100 kbits/s	500 m
20 kbits/s	1000 m

Le protocole CAN est basé sur le principe de diffusion générale : lors de la transmission, aucune station n'est adressée en particulier, mais le contenu de chaque message est explicité par une identification reçue de façon univoque par tous les nœuds connectés sur le bus. Grâce à cet identificateur, les stations, qui sont en permanence à l'écoute du réseau, reconnaissent et traitent les messages qui les concernent; elles ignorent simplement les autres. L'identificateur indique aussi la priorité du message, qui détermine l'assignation du bus lorsque plusieurs stations émettrices sont en concurrence. En version de base, c'est un nombre de 11 bits, ce qui permet de définir jusqu'à 2048 messages possibles, plus ou moins prioritaires sur le réseau. Chaque message peut contenir jusqu'à 8 octets de données, ce qui correspond par exemple à

l'état de 64 capteurs (*Tout ou Rien*). Ce type d'adressage par contenu assure une grande flexibilité de configuration. Il est possible d'ajouter des stations réceptrices à un réseau CAN sans modifier la configuration des autres stations.

3. Principe de l'arbitrage

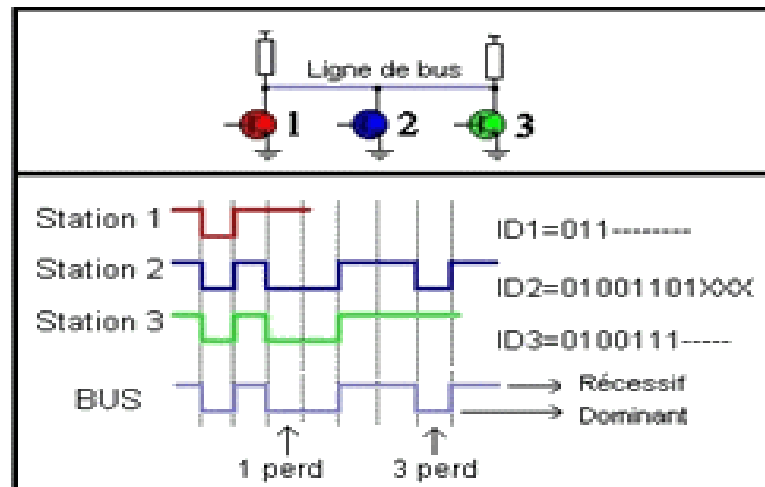
Afin d'assurer un traitement en temps réel, les données doivent être transmises rapidement. Cela suppose non seulement une voie physique de transmission atteignant jusqu'à 1 Mbit/s; mais encore exige une assignation rapide du bus dans les cas de conflits (*lorsque plusieurs stations souhaitent accéder simultanément au médium*).

La priorité de transmission des informations échangées sur le bus CAN peut être très diverse, par exemple; une valeur qui varie rapidement (*comme l'état d'un capteur ou le signal de contrôle d'un moteur*) doit être transmis plus souvent avec un retard moindre que d'autres valeurs comme par exemple la température qui évolue lentement dans le temps. Sur le réseau CAN, l'identificateur de chaque message, qui est un mot de 11 bits dans le format standard ou 29 bits dans le format étendu, détermine sa priorité. Les priorités sont attribuées lors de l'analyse conceptuelle du réseau, au moyen de valeur binaire, et ne peuvent donner lieu à aucune modification dynamique durant le fonctionnement du système.

Le procédé d'attribution de la ligne (*bus CAN*) est basé sur le principe de l'arbitrage bit à bit du champ identificateur de la trame CAN, selon lequel les nœuds en compétition d'accès, émettant simultanément sur le bus, comparent bit à bit l'identificateur de leur message avec celui des messages concurrents. Les nœuds dont la priorité est moins élevée perdront la compétition face à ceux qui ont la priorité la plus élevée.

Les stations sont connectées sur le bus par le principe du (*ET*) câblé, en cas de conflit c'est-à-dire le cas d'une émission simultanée, la valeur 0 écrase la valeur 1. Cette technique d'arbitrage nous a conduit à définir deux états essentiels dans le bus CAN; l'état dominant et l'état récessif. On appelle donc l'état dominant l'état logique 0, et celui récessif l'état logique 1. Lors de l'arbitrage bit à bit, dès qu'une station émettrice se trouve en état récessif et détecte un état dominant, elle perd la compétition et arrête immédiatement d'émettre. Tous les perdants

deviennent automatiquement des récepteurs du message, et ne tentent à nouveau d'émettre que lorsque le bus est complètement libre comme le montre l'Annexe B Figure 3.

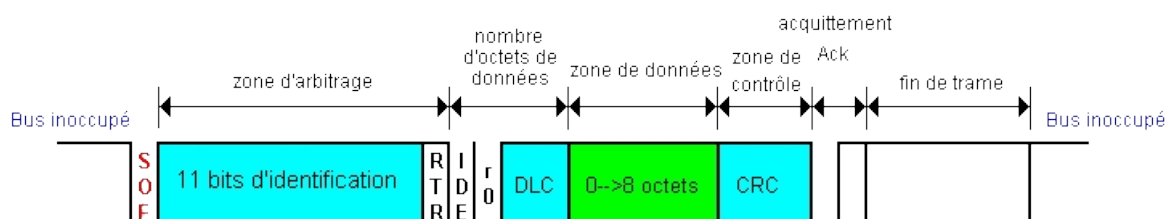


Annexe B Figure 3: Principe d'arbitrage dans le protocole CAN

4. Format de trame

La norme CAN définit deux formats de trames, le premier c'est le format standard (*Version2.0 A*) et le deuxième est le format étendu (*Version2.0 B*). La différence se situe seulement dans la taille de l'identificateur (ID) qui est de 11 bits dans le format standard plus 18 bits supplémentaires en mode étendu. Cette extension permet d'augmenter considérablement le nombre de variables qui peuvent être échangées sur le bus ainsi que le nombre de stations sur le réseau. Le nombre d'octets de données échangées à chaque trame reste inchangé.

Une trame CAN se répartie en 7 champs comme le montre la Annexe B Figure 4.

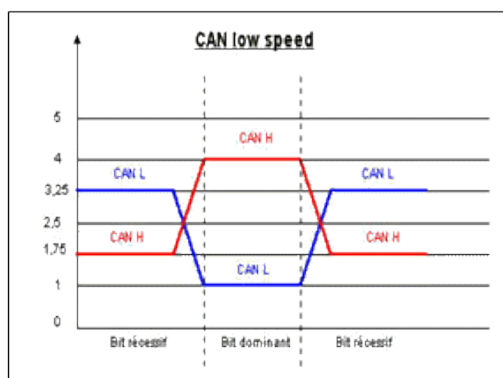


Annexe B Figure 4: Structure d'une trame CAN standard

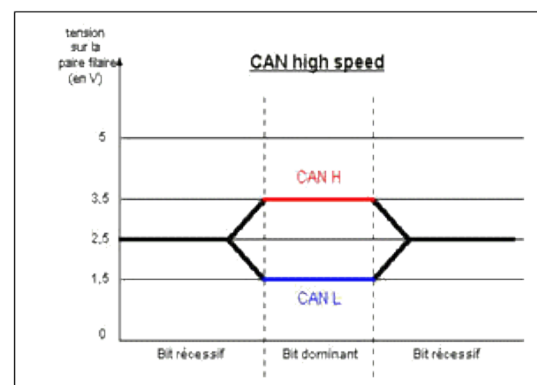
- bit SOF (*Start Of Frame*) représente le début de la trame CAN.
- zone d'arbitrage (11 bits) permettant d'identifier les messages et déterminer les priorités.
- bit RTR (*Remote Transmission Request*) détermine s'il s'agit d'une trame de données ou d'une trame de demande de message.

- bit IDE établit la distinction entre format standard (*état dominant*) et format étendu (*état récessif*).
- 1 bit réservé pour une utilisation future.
- 4 bit DLC (*Data Length Control*) détermine le nombre d'octets contenus dans la zone de données.
- zone de données de longueur comprise entre 0 et 8 octets (*64 bits*)
- zone CRC de 15 bits : (*Cyclic Redundancy Code*) Ces bit sont recalculés à la réception et comparés aux bits reçus. S'il y a une différence, une erreur CRC est déclarée.
- zone ACK composé d'un bit à l'état récessif ainsi qu'un bit séparateur ACK. Le premier bit doit être forcé à l'état dominant par les stations ayant bien reçu cette trame.
- zone EOF de 7 bits : (*End Of Frame*) permet d'identifier la fin de la trame CAN.

La transmission de ces trames est effectuée sur une paire filaire différentielle. La ligne est donc constituée de deux fils. Et les niveaux logiques (*récessifs et dominants*) sont obtenus par la différence de potentiel entre les deux voies CANL et CANH. Les niveaux de tension sur CANL et CANH dépendent du type (*Low Speed*) ou (*High Speed*) du bus. Ces niveaux de tension correspondent à un codage dit NRZ (*No Return to Zero*): il n'y a jamais de courant nul sur la ligne. La masse n'est plus utilisée et les niveaux logiques correspondent à 2 niveaux de tensions distincts comme le montre l'Annexe B Figure 5.



Débit max: 125Kbits/s



Débit max: 1Mbits/s

Annexe B Figure 5: Niveaux électriques du protocole CAN Low speed contre le High speed

ANNEXE C : Commande AT pour le module ESP8266

Function	AT Command	Response
Working	AT	OK
Restart	AT+RST	OK [System Ready, Vendor:www.ai-thinker.com]
Firmware version	AT+GMR	AT+GMR 0018000902 OK
List Access Points	AT+CWLAP	AT+CWLAP +CWLAP:(4,"RochefortSurLac",-38,"70:62:b8:6f:6d:58",1) +CWLAP:(4,"LiliPad2.4",-83,"f8:7b:8c:1e:7c:6d",1) OK
Join Access Point	AT+CWJAP? AT+CWJAP="SSID","Password"	Query AT+CWJAP? +CWJAP:"RochefortSurLac" OK
Quit Access Point	AT+CWQAP=? AT+CWQAP	Query OK
Get IP Address	AT+CIFSR	AT+CIFSR 192.168.0.105 OK
Set Parameters of Access Point	AT+ CWSAP? AT+ CWSAP= <ssid>,<pwd>,<chl>, <ecn>	Query ssid, pwd chl = channel, ecn = encryption

WiFi Mode	AT+CWMODE? AT+CWMODE=1 AT+CWMODE=2 AT+CWMODE=3	Query STA AP BOTH
Set up TCP or UDP connection	AT+CIPSTART=? (CIPMUX=0) AT+CIPSTART = <type>,<addr>,<port> (CIPMUX=1) AT+CIPSTART= <id><type>,<addr>, <port>	Query id = 0-4, type = TCP/UDP, addr = IP address, port= port
TCP/UDP Connections	AT+ CIPMUX? AT+ CIPMUX=0 AT+ CIPMUX=1	Query Single Multiple
Check join devices' IP	AT+CWLIF	
TCP/IP Connection Status	AT+CIPSTATUS	AT+CIPSTATUS? no this fun
Send TCP/IP data	(CIPMUX=0) AT+CIPSEND=<length>; (CIPMUX=1) AT+CIPSEND= <id>,<length>	
Close TCP / UDP connection	AT+CIPCLOSE=<id> or AT+CIPCLOSE	

Set as server	AT+ CIPSERVER= <mode>[,<port>]	mode 0 to close server mode; mode 1 to open; port = port
Set the server timeout	AT+CIPSTO? AT+CIPSTO=<time>	Query <time>0~28800 in seconds
Baud Rate*	AT+CIOBAUD? Supported: 9600, 19200, 38400, 74880, 115200, 230400, 460800, 921600	Query AT+CIOBAUD? +CIOBAUD:9600 OK
Check IP address	AT+CIFSR	AT+CIFSR 192.168.0.106 OK
Firmware Upgrade (from Cloud)	AT+CIUPDATE	1. +CIPUPDATE:1 found server 2. +CIPUPDATE:2 connect server 3. +CIPUPDATE:3 got edition 4. +CIPUPDATE:4 start update
Received data	+IPD	(CIPMUX=0): + IPD, <len>: (CIPMUX=1): + IPD, <id>, <len>: <data>
Watchdog Enable*	AT+CSYSWDTENABLE	Watchdog, auto restart when program errors occur: enable
Watchdog Disable*	AT+CSYSWDTDISABLE	Watchdog, auto restart when program errors occur: disable

Liste des Travaux:

Publications de journal:

- 1- **A. Gaga**, H. Benssassi, F. Errahimi, N. ES-Sbai, "*Battery State of Charge Estimation using An Adaptive Unscented KALMAN Filter for Photovoltaic Applications*", International Review of Automatic Control (IREACO), Vol 10, No 4, Juillet 2017.
- 2- Y. Cheddadi, O. Diouri, **A. Gaga**, F. Errahimi, N. ES-Sbai: "*Design and simulation of an accurate Neural Network State-of-Charge Estimator for Lithium ion battery pack*", International Review of Automatic Control (IREACO), Vol.10, N.2, p 186-192, March 2017, ISSN 1974-6059, ID 11957.
- 3- **A. Gaga**, O. Diouri, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "*Design and realization of an autonomous solar system*", IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 186 (2017) 012031 doi:10.1088/1757-899X/186/1/012031.
- 4- K.Allabouche, O. Diouri, **A. Gaga**, N. El Amrani, "*Mobile Phone's social Impacts On Sustainable Human Development : case studies, Morocco and Italy*", The International Journal Entrepreneurship And Sustainability Issues, ISSN 2345-0282, <http://jssidoi.org/jesi/> 2016 VOL. 4 n°1.
- 5- **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "*Design and simulation of a solar regulator based on DC-DC converters using a robust sliding mode controller*", Journal of Energy and Power Engineering, 9 (2015), 805-812 David publishing USA.
- 6- **A. Gaga**, O. Diouri, F. Errahimi, **N. ES-Sbai**, "*Design and Implementation of Wireless Zigbee Sensor Based On Embedded 32-Bits FPGA Processor*", Mediterranean Telecommunication Journal, vol. 5, no.2, pp.178-183, Fez, Morocco, June. 2015
- 7- **A. Gaga**, F. Errahimi and **N. ES-Sbai**, "*Design and PIL simulation of an AEKF for real time battery SOC estimation using ARM based core*", 32nd EUROPEAN PV SOLAR ENERGY proceeding p 2151-2157, DOI: 10.4229/EUPVSEC20162016-5BV.3.17.
- 8- O. Diouri, **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "*Design and simulation of a novel cascaded transformer multilevel inverter topology for photovoltaic system*", IEEE Conference, IEEEEXPLORE, ISSN: 2380-7393, DOI: 10.1109/IRSEC.2015.7454957, April 2016.
- 9- Y. Cheddadi, **A. Gaga**, F. Errahimi and N. ES-Sbai, "*Design of an energy management system for an autonomous hybrid micro-grid based on Labview IDE*", IRSEC'15, IEEE Conference, December 10-13, 2015, Marrakech & Ouarzazate, Morocco. IEEEEXPLORE, ISSN: 2380-7393, DOI: 10.1109/IRSEC.2015.7454965.
- 10- **A. Gaga**, F. Errahimi and **N. ES-Sbai**, "*Design and implementation of MPPT solar system based on enhanced P&O algorithm using Labview*", 17-19 Octobre 2014, IRSEC'14 Ouarzazat, 203 - 208, IEEE XPLORE 2015, DOI: 10.1109/IRSEC.2014.7059786.

Communications orales et posters :

- 1- O. Diouri, **A. Gaga**, N. ES-Sbai & F. Errahimi "Synchronization control of grid connected photovoltaic system using PLL", Conférence internationale Wireless Technologies, embedded and intelligent Systems (WITS 2017), Communication orale 19-20 Avril 2017, USMBA Fès.
- 2- **A. Gaga**, F. Errahimi and N. **ES-Sbai** "Design and PIL simulation of an AEKF for real time battery SOC estimation using ARM based core", oral communication 32nd EUROPEAN PV SOLAR ENERGY, 20-24 June 2016 Munich, Germany.
- 3- **A. Gaga**, F. Errahimi and N. ES-Sbai, "Conception et réalisation d'un système de gestion d'énergie dans un micro réseau intelligent multi-sources", Journée du pôle Energie et développement durable PRE2D, 29 Décembre 2015, EST Fès.
- 4- Y. Cheddadi, **A. Gaga**, F. Errahimi and N. ES-Sbai "Design of an energy Management system for an autonomous hybrid micro-grid based on Labview IDE", IRSEC'15, IEEE Conference, December 10-13, 2015, Marrakech & Ouarzazate, Morocco.
- 5- O. DIOURI, **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "Design and simulation of a novel cascaded transformer multilevel inverter topology for photovoltaic system", IRSEC'15, IEEE Conference, oral communication, December 10-13, 2015, Marrakech & Ouarzazate, Morocco.
- 6- **A. Gaga**, O. Diouri, F. Errahimi and N. ES-Sbai "Conception et réalisation d'un système solaire autonome", oral communication JMSM 2015, 19-21 Novembre 2015, FST-Fès.
- 7- **A. Gaga**, O. Diouri, F. Errahimi and N. ES-Sbai "Design and Implementation of Wireless Zigbee Sensor Based On Embedded 32-Bits FPGA Processor", 29-30 Avril 2015, WITS2015-Fès.
- 8- **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "Design and simulation of a solar regulator based on dc-dc converters using a robust sliding mode controller", Communication par poster, 7-9 Mai 2015, MedICT 2015 Saidia.
- 9- **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "Design and simulation of a robust sliding mode controller for a DC-DC buck converters" Communication par poster , 21-23 Mars 2015, SAGEER Oujda.
- 10- O. Diouri, **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "Comparative study between two topologies of five levels inverters for photovoltaic applications", 29-30 Avril 2015, WITS2015-Fès.
- 11- **A. Gaga**, F. Errahimi and N. ES-Sbai, "Design and implementation of MPPT solar system based on enhanced P&O algorithm using Labview", 17-19 Octobre 2014, Communication orale IRSEC'14 Ouarzazat.
- 12- **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "Conception et réalisation d'un système solaire autonome" 25-26 Décembre 2014, CIMSI 2014-Marrakech.
- 13- **A. Gaga**, N. ES-Sbai and F. Errahimi, "Conception et implémentation d'un système solaire MPPT par l'algorithme P&O amélioré", 28-30 Octobre 2014, CORMER'01 EMI- Rabat.

Références

- [1] M. D. Microgrids, «Campus/Institutional, Commercial & Industrial, Community, Community Resilience, Military, Utility Distribution, and Remote Microgrid Deployments: Global Capacity and Revenue Forecasts,» navigantresearch, North America, 2016.
- [2] M. REMY, «Methodes De Conception Integree "Dimensionnement-Gestion" Par Optimisation D'un Micro-Reseau Avec Stockage,» Thèse de doctorat, Université De Toulouse, INP Toulouse, 2014.
- [3] S. Bose, Y. Liu, K. Bahei-Eldin, J. Bedout et M. Adamiak, «Tie line Controls in Microgrid Applications,» IREP Symposium Bulk Power System Dynamics and Control VII, Revitalizing Operational Reliability, pp. 1-9, 2006.
- [4] M. Ili et J. Zaborszky, «Dynamics and Control of Large Electric Power Sy,» Wiley, 2000.
- [5] D. Salomonsson, L. Soder et A. Sannino, «Protection of Low-Voltage DC Microgrids,» IEEE Transactions on Power Delivery, pp. 1045-1053, 2009.
- [6] J. Lago et M. Heldwein, «Operation and Control-Oriented Modeling of a Power Converter for Current Balancing and Stability Improvement of DC Active Distribution Networks,» IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 877-885, 2011.
- [7] M. Baran et N. Mahajan, «DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges,» IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 1596-1601, 2003.
- [8] J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee et J. Jung, «AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review,» Renewable and Sustainable Energy Reviews, pp. 387-405, 2013.
- [9] H. Laaksonen, «Protection Principles for Future Microgrids,» IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 2910-2918, 2010.
- [10] F. Kanellos et N. Hatziargyriou, «Control of variable speed wind turbines equipped with synchronous or doubly fed induction generators supplying islanded power systems,» IET Renewable Power Generation, pp. 96-108, 2009.
- [11] M. Abdullah, A. Yatim et C. Tan, «A study of maximum power point tracking algorithms for wind energy system,» IEEE First Conference on Clean Energy and Technology (CET), pp. 321-326, 2011.
- [12] H. Li et Z. Chen, «Overview of different wind generator systems and their comparisons,» IET Renewable Power Generation, pp. 123-138, 2008.
- [13] O. Erdinc et M. Uzunoglu, «Optimum design of hybrid renewable energy systems: Overview of different approaches,» Renewable and Sustainable Energy Reviews, pp. 1412-1425, 2012.
- [14] W. Gu, Z. Wu et X. Yuan, «Microgrid economic optimal operation of the combined heat and power system with renewable energy,» IEEE Power and Energy Society General Meeting, pp. 1-6, 2010.
- [15] V. Tsourapas, A. Stefanopoulou et J. Sun, «Dynamics, optimization and control of a fuel cell based combined heat power (CHP) system for shipboard applications,» American Control Conference, pp. 1993-1998, 2005.
- [16] F. Blaabjerg, Z. Chen et S. Kjaer, «Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,» IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1184-1194, 2004.
- [17] J. F. L. B. J. Carrasco, E. Galvan, R. Guisado, M. Prats, J. Leon et Moreno-Alfonso, «Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey.,» IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 1002-1016, 2006.

- [18] Z. Chen et F. Blaabjerg, «Wind Energy: The World's Fastest Growing Energy Source,» IEEE Power Electronics Society Newsletter, pp. 15-19, 2006.
- [19] A. GAGA, F. ERRAHIMI et N. ES-SBAI, «Design and implementation of MPPT solar system based on the enhanced P&O algorithm using Labview,» chez International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), werzzazat, 2014.
- [20] R. Alonso, P. Ibaez, V. Martinez, E. Roman et A. Sanz, «An innovative perturb, observe and check algorithm for partially shaded PV systems,» 13th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-8, 2009.
- [21] F. Farret et M. Simes, «Integration of Alternative Sources of Energy,» Wiley-IEEE Press, 2006.
- [22] S. Ponnaluri, G. Linhofer, J. Steinke et P. Steimer, «Comparison of single and two stage topologies for interface of BESS or fuel cell system using the ABB standard power electronics building blocks,» European Conference on Power Electronics and Applications, p. 9, 2005.
- [23] T. Vandoorn, J. Vasquez, J. De Kooning, J. Guerrero et L. Vandeveld, «Microgrids: Hierarchical Control and an Overview of the Control and Reserve Management Strategies,» IEEE Industrial Electronics Magazine, pp. 42-55, 2013.
- [24] W. H. Daniel, Power Electronics, New York: McGraw-Hill, 2010.
- [25] T. Siew-Chong, L. Yuk-Ming et T. Chi Kong, Sliding Mode Control of Switching Power Converters, New York: Taylor & Francis Group, 2012.
- [26] A. GAGA, N. ES-SBAI et F. ERRAHIMI, «Design and Simulation of a Solar Regulator Based on DC-DC Converters Using a Robust Sliding Mode Controller,» Journal of Energy and Power Engineering, vol. 9, n° 17, pp. 805-812, 2015.
- [27] R. Venkataramanan, «Sliding Mode Control of Power Converters,» California Institute of Technology, California, 1986.
- [28] D. Mitchell, DC-DC Switching Regulator Analysis, New York, 1988.
- [29] V. Nguyen et C. Lee, «Tracking control of buck converter using sliding-mode with adaptive hysteresis,» IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, p. 1086-1093, 1995.
- [30] V. Utkin, J. Guldner et J. Shi, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, London: Taylor and Francis, 1999.
- [31] R. Venkataramanan, c. Sabanovi et S. Cuk, «Sliding mode control of DC-to-DC converters,» Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentations, p. 251-258, 1985.
- [32] C. Edwards et S. purgeron, Sliding Mode Control: Theory and Applications., London: Taylor and Francis, 1998.
- [33] W. Perruquetti et J. Barbot, Sliding Mode Control in Engineering, New York: Marcel Dekker, 2002.
- [34] J. Slotine et W. Li, Sliding control, in Applied Nonlinear Control., Prentice-Hall, Inc, 1991.
- [35] D. Linden et T. Reddy, Handbook of Batteries, New York: McGraw-Hill, 2002.
- [36] Y. CHEDDADI, O. DIOURI, A. GAGA, F. ERRAHIMI et N. ES-SBAI, «Design and Simulation of an Accurate Neural Network State-of-Charge Estimator for Lithium Ion Battery Pack,» International Review of Automatic Control (IREACO), Italy, 2017.

- [37] A. Mohamed Karim, «Etude Et Elaboration D'un Systeme De Maintenance Predictive Pour Les Condensateurs Et Les Batteries Utilises Dans Les Alimentations Sans Interruptions (ASI),» Tunis, 2010.
- [38] S. Avril, G. Arnaud et A. Florentin, «Multi-objective optimization of batteries and hydrogen storage technologies for remote photovoltaic systems,» *Energy*, vol. 35, pp. 5300-5308, 2010.
- [39] C. Chan et W. Shen, «The available capacity computation model based on artificial neural network for lead-acid batteries in electrical vehicles,» *Journal of Power Sources*, vol. 87, pp. 201-204, 2000.
- [40] W. Shen, C. Chan, E. Lo et K. Chau, «A new battery available capacity indicator for electric vehicles using neural network,» *Energy Conversion and Management*, vol. 43, pp. 817-826, 2002.
- [41] P. Henri, «The Levenberg-Marquardt method for nonlinear least squares curve-fitting problems,» Department of Civil and Environmental Engineering, Duke University, Caroline du Nord, 2016.
- [42] A. GAGA, O. DIOURI, Y. CHEDDADI, F. ERRAHIMI et N. ES-SBAI, «Design And PIL Simulation Of An Aekf For Real Time Battery Soc Estimation Using» chez 32nd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, germany,munich, 2016.
- [43] V. D. Dinh, «Diagnostic de batteries Lithium ion dans des applications embarquées,» Université de Technologie de Compiègne, Compiègne, 2010.
- [44] A. GAGA, F. ERRAHIMI et N. ES-SBAI, «Battery State of Charge Estimation using An Adaptive Unscented kalman Filter for Photovoltaics Applications,» *International Review of Automatic Control (IREACO)*, 2017.
- [45] F. Sun, X. Hu, Y. Zou et S. Li, «Adaptive unscented Kalman filtering for state of charge estimation of a lithium-ion battery for electric vehicles,» *Energy*, vol. 36, pp. 3531-3540, 2011.
- [46] G. Plett, «Sigma-point Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs-Part 1: introduction and state estimation, Part 2: simultaneous state and parameter estimation,» *Journal of Power Sources*, vol. 161, pp. 1356-1384, 2006.
- [47] MICROCHIP, «PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet,» Microchip Technology Inc, 2007.
- [48] «<https://www.kvaser.com>,» KVASER, 15 3 2016. [En ligne]. Available: <https://www.kvaser.com>. [Accès le 3 7 2016].
- [49] «wikipedia,» wikipedia, 10 12 2016. [En ligne]. Available: <https://fr.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi>. [Accès le 10 12 2016].
- [50] MICROCHIP, «MCP2515,» Microchip Technology Inc, 2005.
- [51] MICROCHIP, «MCP2551,» Microchip Technology Inc, 2010.
- [52] E. Systems, «ESP8266EX Datasheet,» Espressif Systems, China, 2015.
- [53] H. Sira-Ramirez, «generalized PI sliding mode control of DC to DC power converters: A tutorial,» *International Journal of Control*, vol. 76, n° 19, pp. 1018-1033, 2003.
- [54] V. Utkin, «Sliding Modes in Control Optimization», Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [55] S. Tan, Y. Lai, M. Cheung et C. Tse, «On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, n° 3, pp. 425-437, 2005.