

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : CHERIFI Abdelhafid

Intitulé

**Conception et réalisation d'un chargeur de
batterie Plomb-Acide dans
un micro-réseau DC**

Soutenu devant le jury composé de :

OUBABAS Hocine	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
GHELLAB Mohamed	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
CHOUDER Aissa	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur

Année universitaire : 2018 / 2019

Remerciements

Ma gratitude doit d'abord être exprimée envers le bon Dieu « الله » le tout puissant, qui m'a donné la sagesse, la patience, le courage et la volonté pour qu'on puisse terminer ce travail.

Je tiens vivement à remercier Monsieur Aissa CHOUDER, Maitre de conférences HDR à l'université de M'sila, pour avoir proposé un sujet intéressant, et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier chaleureusement Monsieur Houcine OUBABAS, Maitre-assistant à l'université de M'sila, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens également à remercier Monsieur Mohamed GHELLAB, Maitre-assistant à l'université de M'sila, pour l'honneur qu'il me fait en participant au jury.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes enseignants tout le long de ma formation à l'école préparatoire en sciences et techniques EPST de Tlemcen et à l'université de M'sila, en particulier Mr Mohamed BEDBOUDI.

Je tiens également à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail, en particuliers Mahdi BOUKERDJA et Khalil LOUASSAA.

Je voudrais remercier tout particulièrement mes parents RabeH et Zahra ainsi que mes frères et mes sœurs pour leurs soutiens et leurs encouragements tout au long de mon cursus.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mon très cher père Rabeih pour tous ses sacrifices.
- Ma très chère mère Zahra avec toute mon affection.
- A la mémoire de mon grand-père.
- A ma sœur... Mounira. Une particulière affection pour toi.
- A toute la famille CHERIFI.

A tout ceux que m'ont offert tout ce qu'il y a de mieux dans ce bas monde.

Hafid CHERIFI

Sommaire

CHAPITE I : État de l'art sur les micro-réseaux.	
I.1	Introduction 4
I.2	Définition d'un micro-réseau..... 4
I.3	Avantages et inconvénients d'un micro-réseau 5
I.4	Modes d'opération d'un micro-réseau 6
I.4.1	Mode connecté au réseau 6
I.4.2	Mode isolé du réseau 6
I.5	Le rôle des batteries dans un micro-réseau..... 7
I.6	Les projets d'un micro réseau..... 8
I.7	Conclusion 9
CHAPITE II : Généralité sur les batteries Plomb-Acide.	
II.1	Introduction 11
II.2	Les différents types de batteries 11
II.2.1	Les batteries au Plomb-Acide (Pb)..... 12
II.2.2	Les batteries Nickel-Cadmium (Ni-Cd) 12
II.2.3	Les batteries hydrures métalliques de nickel (Ni-Mh) 13
II.2.4	Les batteries Lithium-ion (Li-ion)..... 13
II.2.5	Les batteries Lithium-ion Polymère (Li-po) 14
II.3	Batterie à Plomb-Acide 15
II.3.1	Structure de la batterie..... 16
II.3.2	Fonctionnement et caractéristiques de la batterie à Plomb 17
II.3.3	Principe de fonctionnement..... 17
II.4	Modélisation de la batterie 21
II.5	Conclusion 23

CHAPITE III : Dimensionnement et Modélisation.

III.1	Introduction	25
III.2	Convertisseur Buck-Boost réversible en courant	25
III.2.1	Dimensionnement du convertisseur DC-DC réversible en courant	26
III.2.1.1	Ondulation du courant Δi_L et choix de l'inductance de lissage L	26
III.2.1.2	Calcul du condensateur de filtrage C	28
III.2.2	Modélisation du convertisseur Buck-Boost	28
III.2.2.1	Modélisation du convertisseur DC-DC en mode Boost	29
III.2.2.1.1	<i>Modèle instantané</i>	29
III.2.2.1.2	<i>Modèle moyen</i>	30
III.2.2.1.3	<i>Linéarisation du modèle moyen</i>	30
III.2.2.1.4	<i>Point de fonctionnement du convertisseur</i>	31
III.2.2.1.5	<i>Modèle dynamique du convertisseur</i>	32
III.2.2.2	Modélisation des convertisseurs DC/DC en mode BUCK	34
III.2.2.2.1	<i>Modèle instantané</i>	34
III.2.2.2.2	<i>Modèle moyen</i>	35
III.2.2.2.3	<i>Linéarisation du modèle moyen</i>	35
III.2.2.2.4	<i>Point de fonctionnement du convertisseur</i>	36
III.2.2.2.5	<i>Modèle dynamique du convertisseur</i>	36
III.3	Conclusion	38

CHAPITE IV : Dimensionnement du contrôleur.

IV.1	Introduction.....	40
IV.2	Choix du logiciel de simulation :.....	40
IV.3	Description du système global :.....	41
IV.4	Contrôle du convertisseur Buck-Boost :.....	42
IV.4.1	Synthèse du contrôleur pour Convertisseur réversible en courant :.....	43
IV.4.2	Contrôle du convertisseur DC-DC en mode BOOST :.....	46

IV.4.3	Contrôle du convertisseur DC-DC en mode Buck :	49
IV.5	Résultats de simulation	52
IV.5.1	Contrôle de décharge de la batterie	54
IV.5.2	Contrôle de charge de la batterie.....	55
IV.5.3	Contrôle de l'état de charge (SoC) de la batterie :	56
IV.6	Conclusion :	58

CHAPITE V : Réalisation pratique et résultats expérimentaux.

V.1	Introduction	60
V.2	Description du système.....	60
V.3	Description de la carte TI-F28335.....	61
V.4	Passage de la commande analogique à la commande numérique	63
V.4.1	Convertisseur analogique/numérique.....	64
V.4.2	Générateur PWM.....	64
V.5	Conception de la carte	65
V.5.1	Bloc d'alimentation.....	65
V.5.2	Bloc de mesure	65
V.5.3	Bloc de puissance	66
V.5.4	Choix de diode	68
V.6	Présentation du prototype	69
V.7	Description du banc d'essai.....	71
V.8	Tests et essais pratiques	72
V.8.1	Charge de batterie.....	72
V.8.2	Décharge de batterie.....	73
V.9	Conclusion.....	73

Liste des figures

Figure I.1 : Structure générale d'un micro-réseau en mode DC et AC.....	5
Figure I.2 : Modes d'opérations de μ R DC.....	7
Figure I.3 : Architecture du projet d'Issy Grid.....	8
Figure I.4 : Architecture du projet Nice Grid.....	9
Figure II.1 : Batterie plomb acide.	12
Figure II.2 : Batterie nickel-cadmium	12
Figure II.3 : Batterie hydrures métalliques de nickel	13
Figure II.4 : Batterie Lithium-ion.....	14
Figure II.5 : Batterie Lithium-ion Polymère	14
Figure II.6 : Pile Gaston Planté	15
Figure II.7 : Batterie plomb-acide.	15
Figure II.8 : Structure d'une batterie au Plomb-Acide.....	16
Figure II.9 : Principe de fonctionnement d'une batterie Plomb-Acide.....	17
Figure II.10 : Courbe de décharge d'une batterie Plomb-Acide.	18
Figure II.11 : Courbe de charge d'une batterie Plomb-Acide.	19
Figure II.13 : Variation de tension en fonction du SoC mode de charge.....	23
Figure II.14 : Variation de tension en fonction du SoC en mode de décharge.	23
Figure III.1 : Convertisseur Buck-Boost réversible en courant	25
Figure III.2 : Ondulation du courant	26
Figure III.3: Hacheur bidirectionnel en mode boost	29
Figure III.4 : Hacheur bidirectionnel en mode BUCK.....	34
Figure IV.1 : Schéma fonctionnel d'un égaliseur de charge des batteries	41
Figure IV.2 : Schéma de l'algorithme pour la charge et la décharge de la batterie dans μ R DC.	42
Figure IV.3 : Commande complémentaire d'un convertisseur DC-DC.....	42
Figure IV.4 : Commande séparée d'un convertisseur DC-DC.....	43
Figure IV.5 : Boucle de commande globale d'un convertisseur DC-DC	43
Figure IV.6 : La réponse fréquentielle du correcteur de type 3	45
Figure IV.7 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G1 en boucle ouvert.....	46
Figure IV.8 : La réponse fréquentielle de fonction G1 en boucle ouvert.....	47
Figure IV.9 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G1 corrigé avec un correcteur PI	48
Figure IV.10 : La réponse fréquentielle de fonction de transfert G1 avec un correcteur PI.....	48
Figure IV.11 : Réponse indicielle de la fonction de transfert G1 avec un correcteur type 3	48
Figure IV.12 : Diagramme de Bode du système corrigé par un correcteur type 3.....	49

Figure IV.13 : La réponse indicielle de la fonction G2 en boucle ouvert.	50
Figure IV.14 : La réponse fréquentielle du système G2 en boucle ouvert.	50
Figure IV.15 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G2 avec un correcteur PI.	51
Figure IV.16 : Le digramme de Bode de fonction de transfert G2 avec un correcteur PI.	51
Figure IV.17 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G2 avec un correcteur type 3. ...	52
Figure IV.19 : Schéma d'un hacheur réversible en courant avec sa commande (en S).	53
Figure IV.20 : Schéma d'un hacheur réversible en courant avec sa commande (en Z).	53
Figure IV.21 : Le courant i_L en mode Boost sans perturbation avec correcteur PI.	54
Figure IV.23 : Variation du courant i_L en mode Boost sans perturbation avec correcteur type3. ...	54
Figure IV.24 : Variation du i_L en mode Boost avec perturbation (correcteur PI)	55
Figure IV.25 : Variation du courant i_L en mode Buck sans perturbation avec correcteur PI.....	55
Figure IV.26 : La variation du i_L en mode Boost avec perturbation (correcteur PI).....	55
Figure IV.27 : Vriation du courant i_L en mode Buck sans perturbation avec correcteur type 3... ..	56
Figure IV.28 : Variation du i_L en mode Buck avec perturbation (correcteur type 3).	56
Figure IV.29 : Schéma de contrôle du SoC dans PSIM (en S).	57
Figure IV.30 : Schéma de contrôle du SoC dans PSIM (en Z).	57
Figure IV.31 : La variation du courant i_L durant la charge et décharge de la batterie.	58
Figure IV.32 : La variation du SoC durant la charge et décharge de la batterie.	58
Figure V.1 : Schéma fonctionnel du chargeur de batterie.	60
Figure V.2 : Photo réel du DSP F28335.	61
Figure V.3 : Affectation de ports DSP F28335.	62
Figure V.4 : Bloc s2z Converter du PSIM.	63
Figure V.5 : Convertisseur analogique/numérique.	64
Figure V.6 : Générateur MLI monophasé.	64
Figure V.7 : Réalisation d'une alimentation de 5V.	65
Figure V.8 : Capteur de courant ACS756.	66
Figure V.9 : Optocoupleur TLP250.	66
Figure V.10 : Simulation d'un optocoupleur sous ISIS.	66
Figure V.11 : Schéma sur isis d'un DRIVER.	67
Figure V.12 : Transistor SK 60 GAL 125.	68
Figure V.13 : Diode rapide.	68
Figure V.14 : Schéma globale de notre prototype dans ISIS.	69
Figure V.15 : Schéma typon de Représentation globale de notre prototype.	70

Figure V.16 : Photo réelle de la carte de le hacheur bidirectionnel.	70
Figure V.17 : Photo réelle du banc d'essai.....	71
Figure V.18 : Signal de courant i_L en cas de charge avec correcteur PI généré par le DSP.....	72
Figure V.19 : Signal de courant i_L en cas de charge avec correcteur type 3 généré par le DSP. .	72
Figure V.20 : Signal de courant i_L en cas de décharge avec correcteur PI généré par le DSP.	73
Figure V.21 : Signal de courant i_L en cas de décharge avec correcteur PI généré par le DSP.	73

Liste des tableaux

Tableau III.1 : Cahier de charge du convertisseur DC-DC	26
Tableau IV.1 : Cahier de charge convertisseur DC-DC.....	46

Abréviations et symboles

DER : les ressources d'énergies distribuées.

DES : les dispositifs de stockage d'énergie distribués.

DSP : Digital Signal Processor.

E_{bat} : la tension de la batterie à vide.

I_{bat} : le courant de la batterie

i_L : le courant de l'inductance.

PM : la marge de phase.

SoC : l'état de charge.

μR : le micro-réseau.

V_{bat} : la tension aux bornes de la batterie.

V_{bus} : la tension de bus.

v_o : la tension de sortie.

w_c : la fréquence de coupure.

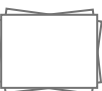
INTRODUCTION GENERALE

L'industrie de l'énergie aujourd'hui est confronté à de nombreuses problématiques comme l'évolution du taux de CO₂ dû à l'utilisation des sources d'énergies fossiles telles que le pétrole ou le charbon. Pour cette raison, le développement de nouvelles stratégies de production en intégrant des énergies renouvelables est devenu nécessaire pour l'avenir de notre société contemporaine.

De plus, avec le grand développement de l'informatique et les nouvelles technologies des appareils et instruments de contrôle et de mesure, il est devenu possible de développer de nouveaux réseaux appelés réseaux intelligents qui se présentent comme des réseaux électriques sur lesquels on a ajouté un système numérique de communication bidirectionnelle entre fournisseur et consommateur, un système intelligent de mesure et un système de contrôle. Leur objectif est de réguler l'offre et la demande en énergie électrique et de constituer un système rentable et durable, présentant des pertes faibles et un niveau élevé de qualité d'énergie.

L'analyse et le contrôle de ces réseaux se révèlent extrêmement difficiles en raison de la complexité de ses systèmes. Une solution à ce problème serait de décomposer le réseau en sous-réseaux interconnectés, appelés les micro-réseaux qui peuvent être défini comme étant un système d'énergie comprenant des producteurs d'énergie distribuée, de charges électriques et des systèmes de stockage [1]. Ils peuvent être exploités en étant connectés ou isolés à d'autres réseaux (ou au réseau principal).

Un élément tout aussi important et qui représente un enjeu majeur dans le développement des micro-réseaux est le stockage de l'énergie. C'est le rôle des batteries, qui peuvent être employées de deux manières différentes. Tout d'abord comme unités de stockage, en absorbant le surplus d'énergie sur le réseau afin de conserver un bon équilibre entre production et consommation et également en tant que réserve dans le but de soutenir la production dans le cas où la demande en énergie augmente rapidement ou que la production diminue due aux conditions environnementales.



Dans ce mémoire, nous présentons la conception d'un chargeur bidirectionnel d'une batterie ainsi que les applications des deux types de régulateurs afin de comparer leurs performances.

En plus d'une introduction générale, le présent travail est organisé en cinq chapitres organisés comme suit :

Dans le chapitre I, nous allons étudier le micro réseau, sa définition, ses modes d'opérations, ses avantages et ses inconvénients. Quelques exemples de projets concernant les micro-réseaux sont ensuite exposés.

Le chapitre II traite le principe fondamental du fonctionnement d'une batterie, en particulier la batterie plomb-acide et il décrit certaines caractéristiques de ce dernier ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

Le chapitre III mettra en évidence le dimensionnement d'un hacheur Buck-Boost réversible en courant et sa modélisation par la méthode de linéarisation autour d'un point de fonctionnement

Le chapitre IV sera consacré à la synthèse de commande linéaire classique par PI et type 3. Les résultats de simulation dans l'environnement PSIM sont présentés dans le but de valider nos calculs sur l'ensemble du dimensionnement.

Le dernier chapitre présente les différentes étapes de la réalisation pratique de notre chargeur, ainsi que l'implémentation pratique du régulateur PI et de type 3 dans le DSP F28335. Ainsi que les résultats des expérimentations des deux lois de commandes dans les différents modes de charge et de décharge des batteries et conclut sur la comparaison entre les stratégies de commande proposées.

Nous avons achevé notre travail, en premier par les problèmes rencontrés, ensuite une conclusion et des perspectives ont été rédigées.



CHAPITE I :

État de l'art sur les micro-réseaux

I.1 Introduction

En raison des problèmes rencontrés dans les réseaux électriques actuels (l'augmentation de la consommation, le réchauffement climatique, la faible efficacité énergétique ...). Une nouvelle tendance de la production d'énergie électrique a été développée, et qui est connue sous le nom : production décentralisée. Cette production utilise des sources d'énergie renouvelable comme les cellules photovoltaïques, les fermes éoliennes, les éléments de stockage... qui sont considérées comme des énergies propres, et qui peuvent réduire la dépendance par rapport aux énergies fossiles.

Malheureusement, l'utilisation de la production décentralisée peut poser autant de problèmes (Le caractère stochastique de générateurs à base d'énergies renouvelables) [2], il existe donc un meilleur moyen d'utiliser la production d'énergie d'une génération décentralisée en adoptant une approche permettant un contrôle local des générateurs ainsi que des consommateurs dans un sous-réseau. Ces sous-réseaux peuvent être appelés micro-réseau.

Dans ce chapitre, nous allons présenter état de l'art sur les micro-réseaux. Nous commencerons tout d'abord par une définition de ceux-ci ainsi que ses avantages et ses inconvénients. Ensuite, nous donnerons les modes d'opérations du μR et son interaction avec les batteries. Enfin, nous présenterons quelque projet qui visent à démontrer l'importance et les performances de l'installation de micro réseau.

I.2 Définition d'un micro-réseau

Un micro-réseau est défini comme étant une partie d'un réseau électrique intelligent et composé de nombreux composants y compris [3] :

- Des ressources d'énergies distribuées (DER) (photovoltaïques, éoliennes, piles à combustible).
- Des dispositifs de stockage d'énergie distribués (DES) (batteries) ; ils peuvent être utilisés pour absorber l'excès de puissance et décharger pour couvrir le déficit de puissance, ils contribuent également à améliorer la fiabilité du micro-réseau.
- Des charges contrôlables (maison, hôpital, école) ; elles sont généralement situées à proximité du μR .

Généralement, les micro-réseaux peuvent être classés en deux types : AC et DC [4]. Le μ R AC est le type principal du micro réseau dans lequel toutes les sources de production d'énergie distribuées et les charges sont connectées à un bus commun à courant alternatif comme illustré à la figure (I.1.b). Dans un μ R DC, un bus à courant continu est utilisé comme bus commun (figure I.1.a).

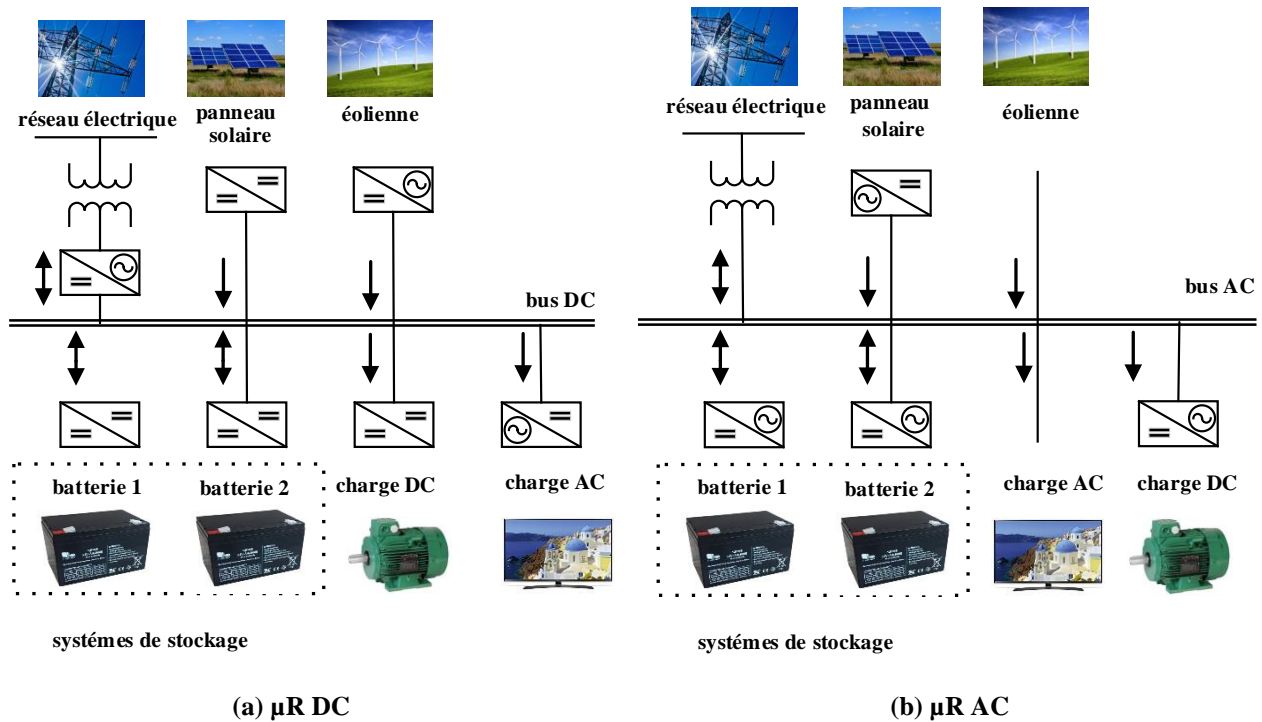


Figure I.1 : Structure générale d'un micro-réseau en mode DC et AC

I.3 Avantages et inconvénients d'un micro-réseau

Les micro-réseaux gagnent aujourd'hui en popularité, et ce pour plusieurs raisons principales [5] :

- 1- L'efficacité énergétique et la fiabilité.
- 2- L'optimisation des coûts et la flexibilité énergétique
- 3- Sécuriser les réseaux existants en assurant la continuité de service, même en cas de défaillance des réseaux nationaux.
- 4- Permettre l'accès à l'énergie à coût raisonnable, même dans une région éloignée d'un réseau principal.
- 5- Faire face à la pollution environnementale.

Cependant malgré les avantages cités précédemment, le μR présente quelques inconvénients à savoir :

- 1- Les normes ne sont pas encore disponibles pour résoudre les problèmes de fonctionnement et de protection puisque c'est un domaine relativement nouveau
- 2- Coûts élevés des installations ainsi que des ressources énergétiques décentralisées.
- 3- La protection du micro réseau est l'un des défis les plus importantes faces de sa mise en œuvre.

I.4 Modes d'opération d'un micro-réseau

Il est à noter que les μR peut fonctionner en mode isolé ou bien en mode connecté au réseau conventionnel [4] [6].

I.4.1 Mode connecté au réseau

Le μR est connecté (figure I.2 (b)) au réseau conventionnel selon ses besoins d'énergie, il peut recevoir l'énergie ou envoyer l'excédent au réseau conventionnel lorsque sa production totale dépasse la consommation.

I.4.2 Mode isolé du réseau

Lorsque le réseau conventionnel rencontre un problème, où il y a des actions prévues (des opérations de maintenance), le μR peut facilement se déconnecter du réseau principal et rester opérationnel et fonctionnel comme une entité autonome pour alimenter les charges locales (figure I.2 (a)). Le transfert du μR du mode connecté au réseau au mode isolé permet de contrôler la tension de la charge et de fournir une alimentation sans interruption à toutes les charges critiques au sein du μR . Lorsque le défaut est éliminé, le μR doit être resynchronisé avec le réseau conventionnel.

Ils apparaissent comme une solution pour alimenter en énergie électrique les sites isolés.

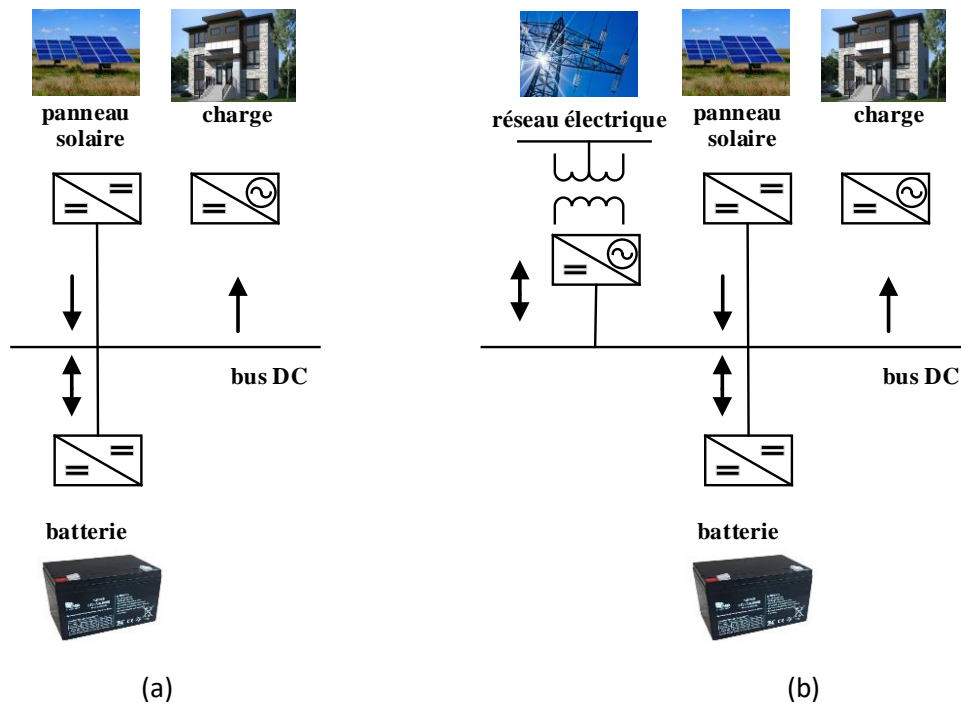


Figure I.2 : Modes d'opérations de µR DC

I.5 Le rôle des batteries dans un micro-réseau

L'énergie solaire n'étant pas disponible à tout moment (par exemple la nuit, les jours nuageux) il est donc nécessaire d'équiper notre réseau par des batteries d'accumulateurs pour stocker l'énergie en surplus.

Quand l'énergie fournie par les sources d'énergies renouvelables est insuffisante pour faire face à une augmentation soudaine de la charge. Dans ce cas, l'énergie manquante est obtenue à partir des batteries.

Quand il y a excès d'énergie, cette dernière est utilisée pour recharger les batteries.

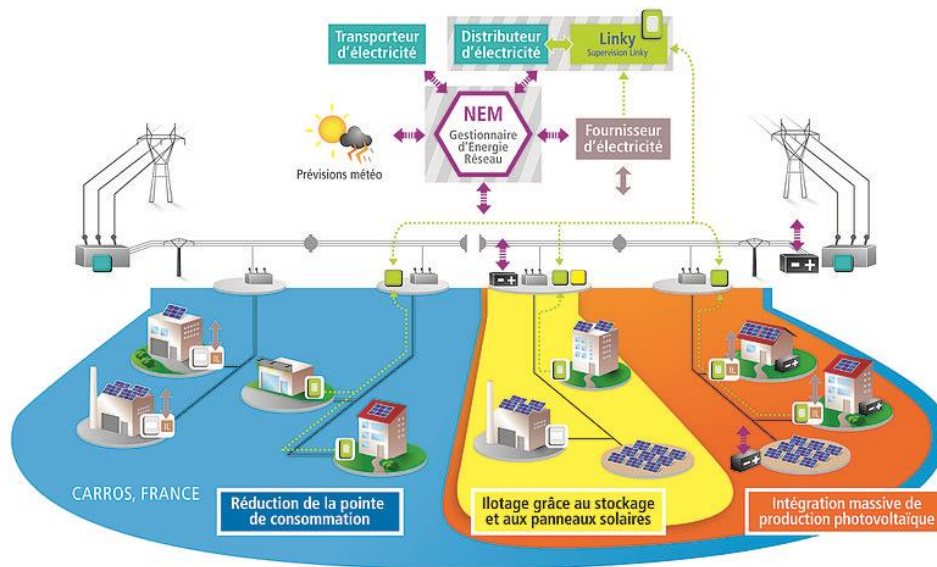


Figure I.4 : Architecture du projet Nice Grid

Le projet « Smart Campus » propose de diminuer l'impact carbone du campus de l'Université Versailles-Saint-Quentin dans les Yvelines en installant un micro-réseau. Ce projet consiste ainsi à équiper le campus d'installations de production d'électricité de sources renouvelables, d'installations de stockage, de son propre réseau de distribution. Ces énergies sont distribuées aux charges résidentielles, universitaires, industrielles et aux véhicules électriques.

I.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude des micro-réseau. Dans le premier temps, nous avons présenté brièvement une définition de celui-ci ainsi que ses avantages et ses inconvénients. Puis, nous avons détaillé les modes d'opérations avec quelques projets de μR .

CHAPITE II :

Généralité sur les batteries Plomb-Acide

II.1 Introduction

Pour des raisons de sécurité, de qualité de service, de nombreux domaines souhaitent ou doivent se prémunir contre toute coupure énergétique, en ayant à leur disposition une source d'énergie indépendante et fiable (une énergie de secours). Parmi les choix possibles, les batteries sont des solutions de stockage particulièrement séduisante.

La batterie est un dispositif de stockage qui répond à nos attentes. Elle est utilisée dans de nombreux domaines et prospère. Grâce à cela, de nombreux efforts ont été déployés pour améliorer leurs performances.

Le fonctionnement des batteries consiste à convertir l'énergie chimique en énergie électrique par réaction électrochimique. Elles sont composées d'une ou de plusieurs cellules, chacune contenant une électrode positive, une électrode négative, un séparateur, et un électrolyte.

Ce chapitre présente une généralité sur les batteries plomb-acide. D'abord, nous présenterons une étude théorique des différents types de batteries, en particulier la batterie plomb-acide. Suite à cette partie, le principe de fonctionnement et les caractéristiques de la batterie plomb-acide seront étudiés, tout en rappelant quelques définitions. Enfin, nous donnerons ses avantages et ses inconvénients.

II.2 Les différents types de batteries

Il existe différents types de batteries disponibles à l'heure actuelle sur le marché [10] :

- Batteries Plomb-Acide (Pb).
- Batteries nickel cadmium (Ni-Cd).
- Batteries aux hydrures métalliques de nickel (NiMH).
- Batteries aux ions de lithium (Li-ion).

II.2.1 Les batteries au Plomb-Acide (Pb)

Les batteries plomb acide (figure II.1) sont les formes de stockage de l'énergie électrique la plus courante, en raison de son coût qui est relativement faible et d'une large disponibilité. Par contre, les batteries nickel-cadmium sont plus chères, elles sont utilisées dans les applications où la fiabilité est vitale [11].



Figure III.1 : Batterie plomb acide.

II.2.2 Les batteries Nickel-Cadmium (Ni-Cd)

Les batteries au nickel-cadmium ont une structure physique semblable à celles du plomb-Acide. Au lieu du Plomb, elles utilisent de l'hydroxyde de Nickel pour les plaques positives et de l'oxyde de Cadmium pour les plaques négatives. L'électrolyte est de l'hydroxyde de Potassium.

Le principal marché de ce type de batterie est celui des appareils portables ainsi que les équipements électroniques. Sa tension varie entre 1,15 et 1,17 Volts, par élément suivant l'état de charge (voir figure II.2).



Figure III.2 : Batterie nickel-cadmium

II.2.3 Les batteries hydrures métalliques de nickel (Ni-Mh)

Ces batteries sont dérivées des NiCd et ont été développés pour augmenter la capacité par unité de volume, favoriser les charges rapides, et éliminer le cadmium. Ils sont plus compacts que les NiCd.

Actuellement, ce type d'accumulateur est utilisé dans des applications spatiales, la téléphonie mobile, les ordinateurs portables, les équipements médicaux, ainsi que pour les véhicules hybrides dans les dernières années et cela est dû à sa haute densité d'énergie. Une batterie à l'hydrure métallique de nickel offre 40% de densité d'énergie supérieure à celle fournie par une batterie au nickel cadmium de même poids.

L'inconvénient c'est que les batteries Ni-Mh (figure II.3) ont une durée de vie moins importante que celle des batteries Ni-Cd.



Figure II.3 : Batterie hydrures métalliques de nickel

II.2.4 Les batteries Lithium-ion (Li-ion)

Les batteries lithium-ion (figure II.4) acceptent des charges électriques plus importantes que les batteries au nickel cadmium. Le lithium étant le métal le plus léger, ces batteries permettent une autonomie plus longue dans un boîtier moins lourd. La batterie Li-ion nécessite peu d'entretien, ce qui constitue un avantage qu'aucune autre composition chimique ne peut égaler [12].



Figure II.4 : Batterie Lithium-ion

II.2.5 Les batteries Lithium-ion Polymère (Li-po)

La batterie Lithium ion polymère (figure II.5) est une variante de la technologie Lithium ion. Les performances sont sensiblement les mêmes, mais l'électrolyte est remplacé par un polymère gélifié, qui permet de donner toutes les formes possibles à la batterie.



Figure II.5 : Batterie Lithium-ion Polymère

II.3 Batterie à Plomb-Acide

C'est la plus ancienne des technologies de batteries et la moins chère actuellement. Inventée en 1859 par le français Gaston Planté (figure II.6) et améliorée en 1881 grâce au luxembourgeois Henri Owen Tudor qui la rend plus robuste et efficace en remplaçant les feuilles de plomb baignant dans de l'acide sulfurique par des plaques de plomb enduites d'une pâte active [13].

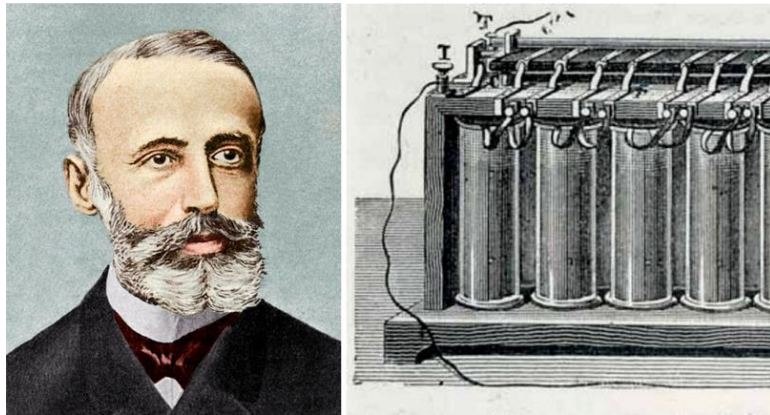


Figure II.6 : Pile Gaston Planté

Les batteries au plomb-acide possèdent la plus grande part du marché de l'électricité et de périphérique de stockage.

La batterie au plomb-acide (figure II.7) a joué un rôle important dans les industries de l'automobile et des motos pour une longue période. Au cours des dernières années, les applications de la batterie plomb-acide peuvent être vues dans les marchés d'alimentation sans coupure des systèmes d'alimentation, elles sont utilisées dans les stations de base de communication, dans les équipements médicaux et les véhicules électriques.



Figure II.7 : Batterie plomb-acide.

II.3.1 Structure de la batterie

Une batterie plomb-acide est un dispositif composé de plusieurs plaques de Plomb dans une solution d'acide sulfurique ($\approx 5 \text{ mol/L}$). La plaque consiste en une grille d'alliage de Plomb avec une pâte d'oxyde de Plomb marquée sur la grille. La solution acide sulfurique et l'eau est appelée électrolyte [11].

La batterie au plomb-acide comprend deux électrodes et l'électrolyte. La structure de la batterie au plomb-acide est représentée sur la figure II.8, où existent deux électrodes qui sont la cathode et l'anode. La matière active de la plaque positive (figure II.8, (3)) est le dioxyde de plomb (PbO_2) et celle de la plaque négative (figure II.8, (4)) est le plomb (Pb), l'électrolyte est l'acide sulfurique. Une électrode peut jouer le rôle comme cathode ou anode selon le procédé de la batterie (charge ou décharge).

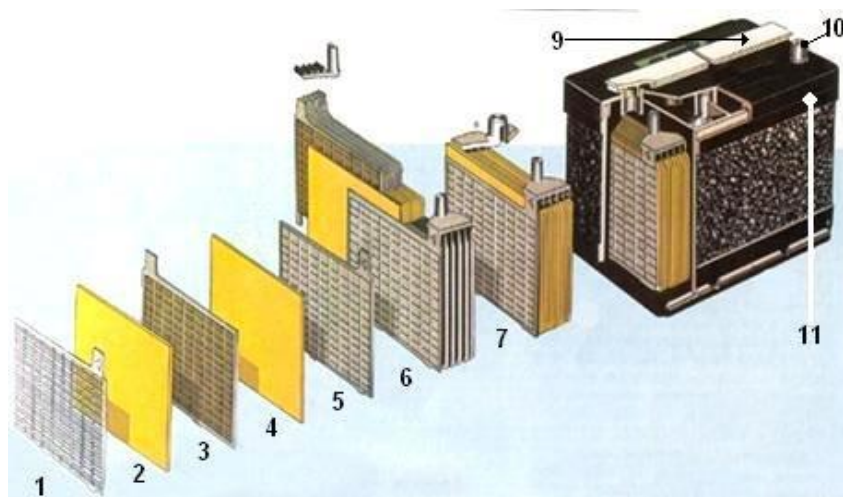


Figure II.8 : Structure d'une batterie au Plomb-Acide.

- | | |
|-----------------------|------------------------|
| 1 : Grille. | 7 : Élément complet |
| 2 : Séparateur. | 8 : Pont |
| 3 : Plaque positive. | 9 : Rampe de bouchons. |
| 4 : Plaque négative. | 10 : Borne. |
| 5 : Barrette. | 11 : Bac. |
| 6 : Faisceau négatif. | |

II.3.2 Fonctionnement et caractéristiques de la batterie à Plomb

Chaque batterie possède une méthode de fonctionnement unique. Ci-dessous nous allons décrire le fonctionnement et les caractéristiques des batteries au plomb acide.

II.3.3 Principe de fonctionnement

Les batteries au plomb sont capables de convertir l'énergie électrique en énergie chimique et réciproquement, Ces deux opérations s'appellent respectivement charge et décharge.

Une réaction chimique intervient lorsque la batterie alimente une charge connectée à ces deux électrodes. Pendant la décharge, il y a une oxydation à la plaque négative qui se traduit par une perte d'électrons et réduction à la plaque positive ou gain d'électrons. L'électrolyte en présence dans la batterie facilite le déplacement des charges électrochimiques sous forme d'ions. Le processus inverse se produit quand la batterie se recharge, on voit apparaître immédiatement une force électromotrice entre les deux électrodes [13].

La figure II.9 montre le principe de fonctionnement des batteries plomb-acide en cas de décharge et de charge.

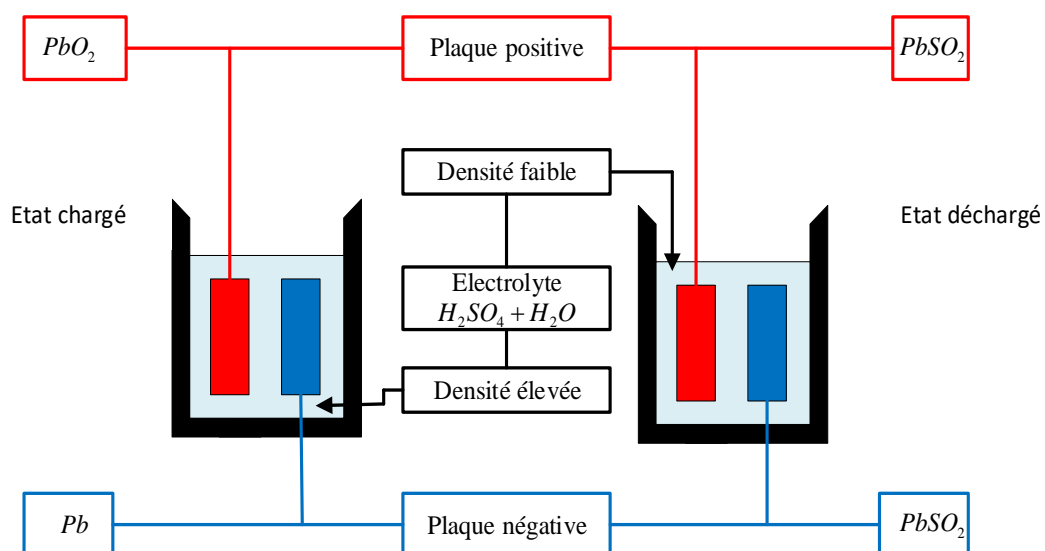
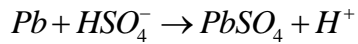


Figure II.9 : Principe de fonctionnement d'une batterie Plomb-Acide.

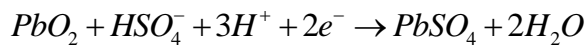
II.3.3.1 Réaction chimique en décharge :

Les réactions chimiques dans une batterie au plomb-acide lors de la décharge sont décrites comme suit :

- Réaction de la plaque négative (anode) :



- Réaction de la plaque positive (cathode) :



Pendant la décharge, la force électromotrice E_{bat} varie en fonction du temps comme l'indique la figure II.10, elle reste remarquablement constante à l'environ de 2V. À partir du point D, elle diminue brusquement (1,8 V), il faut alors recharger la batterie.

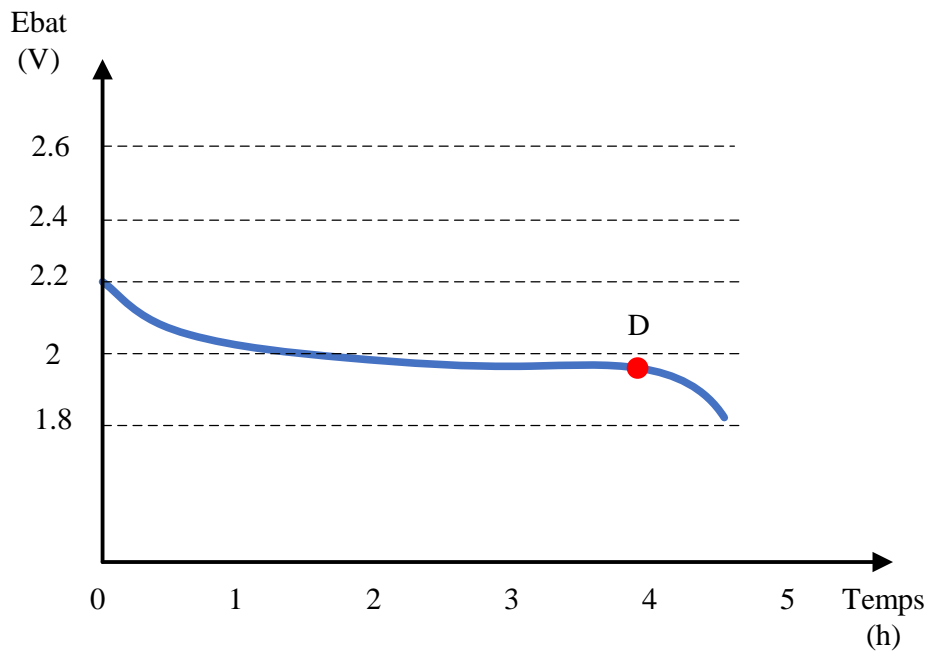
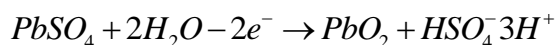


Figure II.10 : Courbe de décharge d'une batterie Plomb-Acide.

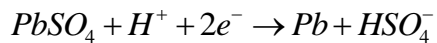
II.3.3.2 Réaction chimique en charge

Les réactions chimiques dans une batterie au plomb-acide lors de la charge sont décrites comme suit :

- Réaction de la plaque positive (anode) :



- Réaction de la plaque négative (Cathode) :



Pendant la charge, la batterie est un récepteur. La figure présente la différence de potentiel à ses bornes en fonction du temps.

En fin de charge (point C dans figure II.11), on note un accroissement rapide de la tension.

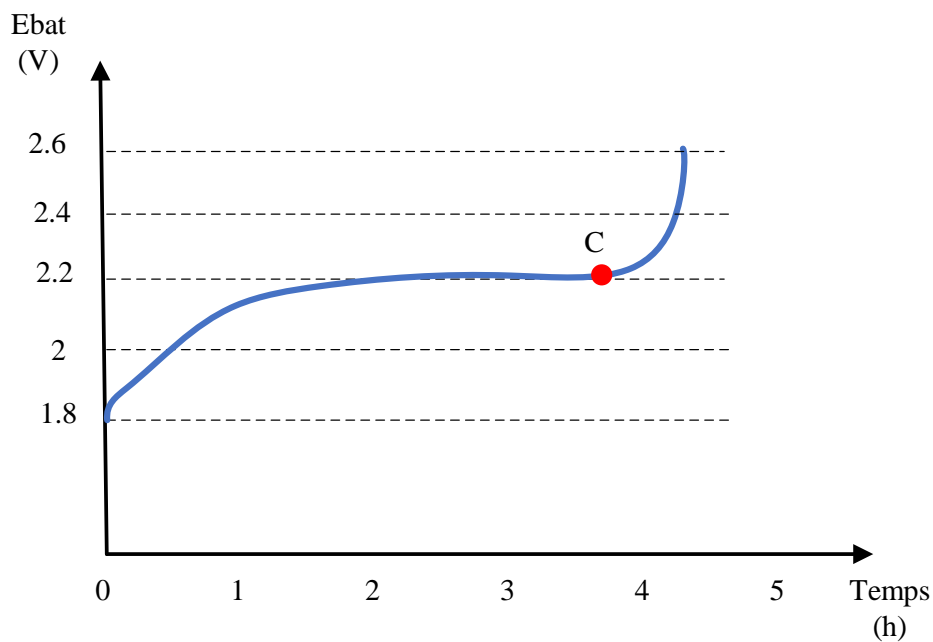
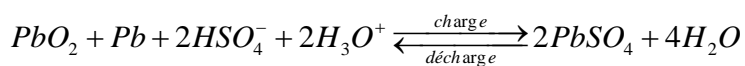


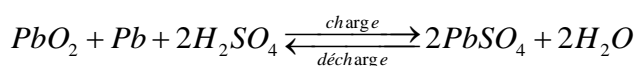
Figure II.11 : Courbe de charge d'une batterie Plomb-Acide.

II.3.3.3 Réaction globale

La réaction globale sera la suivante :



que l'on peut condenser en :



II.3.3.3.1 Caractéristiques des batteries à Plomb

Les paramètres suivants sont généralement employés pour caractériser une batterie à Plomb-Acide [14][15].

- **La capacité nominale en Ampère heure** : Une des caractéristiques les plus importantes d'une batterie est sa capacité. La capacité est la quantité d'énergie que l'on peut stocker dans la batterie, elle s'exprime en ampères-heures (Ah). Nous utilisons souvent une autre unité, le wattheure (Wh) qui permet de comparer l'énergie de divers types de batteries. Elle est donnée dans des conditions de référence (durée de décharge de 20h et température de 25°C).

La capacité des batteries au Plomb peut aller :

- de 1Ah à plus de 1000 Ah pour les batteries à électrolyte stabilisé.
- de 2Ah jusqu'à 4000Ah pour les batteries à électrolyte liquide.

Ce sont donc des batteries de forte capacité comparées aux accumulateurs au Nickel et plus encore au Lithium.

- **La tension nominale** : La tension nominale représente la tension que la batterie doit recevoir en sorte qu'elle fonctionne correctement. Cette tension diffère en fonction des différents types de batteries, Cette tension peut avoir une valeur de 6V, 12V, 24V, 48V
- **La tension à vide** : c'est la tension dans laquelle la batterie est totalement chargée.
- **L'état de charge SOC (State Of Charge)** : La quantité de charge, en pourcentage de la capacité initiale, qui reste accumulée dans la batterie. Théoriquement $0 \leq SOC \leq 1$ ainsi, si $SOC=1$ la batterie est totalement chargée, si $SOC=0$ la batterie est totalement déchargée.
- **La durée de vie** : Une batterie peut être chargée puis déchargé complètement un certain nombre de fois avant que ses caractéristiques ne se détériorent. Par ailleurs, quel que soit le mode d'utilisation de l'accumulateur, il y'a une durée de vie totale exprimée en année (ou en nombre de cycles).
- **Profondeur de décharge** : Cette caractéristique est exprimée en pourcentage et elle représente l'énergie maximale qui doit être extraite de la batterie qui est utilisé pendant un cycle de charge/décharge, elle influence sur la durée de vie de la batterie (plus la profondeur de décharge est importante plus la durée de vie de la batterie sera courte).

- **L'énergie** : L'énergie chimique dégagée pendant le processus de décharge est transformée en énergie électrique. Elle dépend de la tension et de la charge stockée. L'unité de mesure est généralement exprimée en joule ou en wattheure (*Wh*) et elle est définie par l'équation suivante [3] :

$$E = \int V_{bat} I_{bat} dt$$

V_{bat} représente la tension terminale aux bornes de la batterie et I_{bat} le courant de la batterie.

II.3.3.4 Avantages et inconvénients des batteries plomb-acide

Les avantages essentiels des batteries au Plomb sont [14] [16] :

- Faible cout.
- Bon rendement.
- Entretien faible et nul.
- Bonne tenue en températures extrêmes, et la possibilité de charge à courant faible.
- Une large disponibilité.
- Caractéristique électrochimique favorable.

Bien que les batteries au plomb fait toujours partie des moyens de stockage d'énergie dans l'industrie, elles présentent quelques inconvénients qui sont [12] :

- Faible performance à basses températures.
- Cycle de vie faible, environ 400 cycles (charge et décharge).
- Énergie spécifique faible, donc si on veut une grande puissance la batterie sera plus lourde.
- Risque de fuite d'acide sulfurique.

II.4 Modélisation de la batterie

Dans notre étude, la batterie est modélisée comme un générateur de tension parfait en série avec la résistance interne de la batterie, dont le schéma du modèle [17] est représenté à la figure II.12.

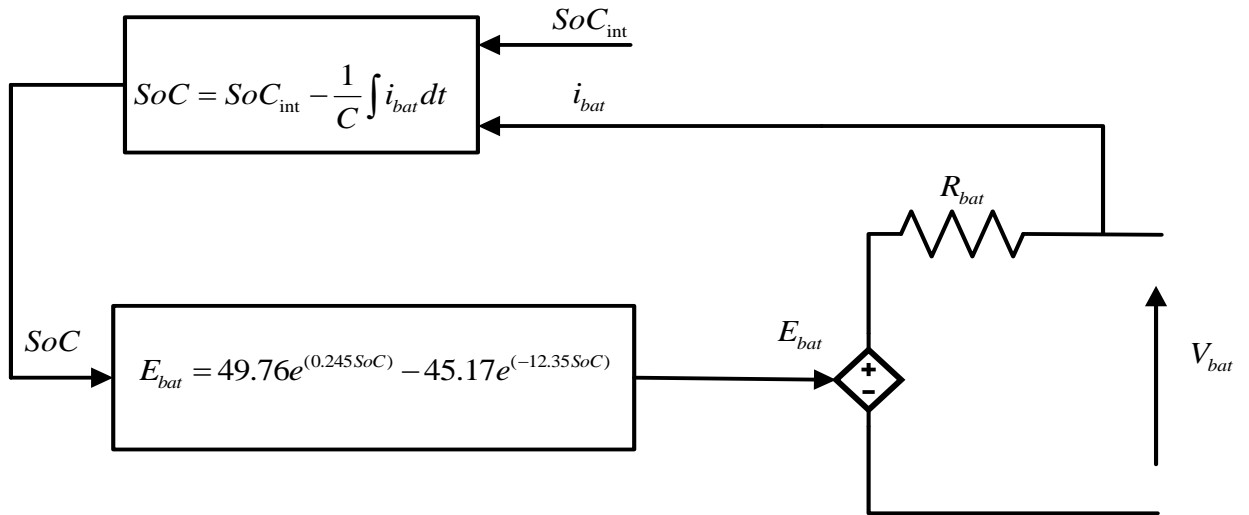


Figure II.12 : Circuit équivalent de la batterie

L'expression générale de la tension de batterie est définie par :

$$V_{bat} = E_{bat} + R_{bat} i_{bat}$$

Tel que :

$$E_{bat} = 49.76e^{(0.245SoC)} - 45.17e^{(-12.35SoC)}$$

Le SoC est la variable qui représente la capacité de la batterie à un temps donné. Il est exprimé comme un pourcentage de la capacité maximale et est défini à l'équation :

$$SoC = SoC_{int} - \frac{1}{C} \int i_{bat} dt$$

Avec :

i_{bat} est le courant fourni par la batterie.

SoC_{int} représente l'état de charge initial de la batterie.

C est la capacité (Ah) nominale de la batterie.

E_{bat} est la tension à vide .

R_{bat} est la résistance interne de la batterie .

Dans la pratique, il est recommandé que l'état de charge soit maintenu dans un intervalle limité, généralement entre 40% et 80 %, pour éviter la surcharge et la décharge profonde de la batterie.

La variation de E_{bat} en fonction de l'état de charge (SoC) en mode de charge et mode de décharge sont représentée respectivement par les figures II.13 et II.14.

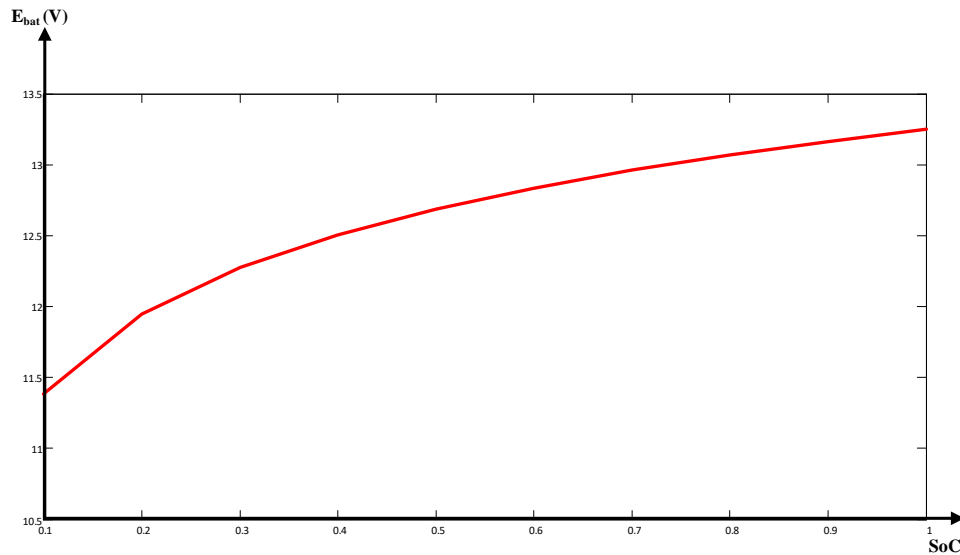


Figure II.13 : Variation de tension en fonction du SoC mode de charge.

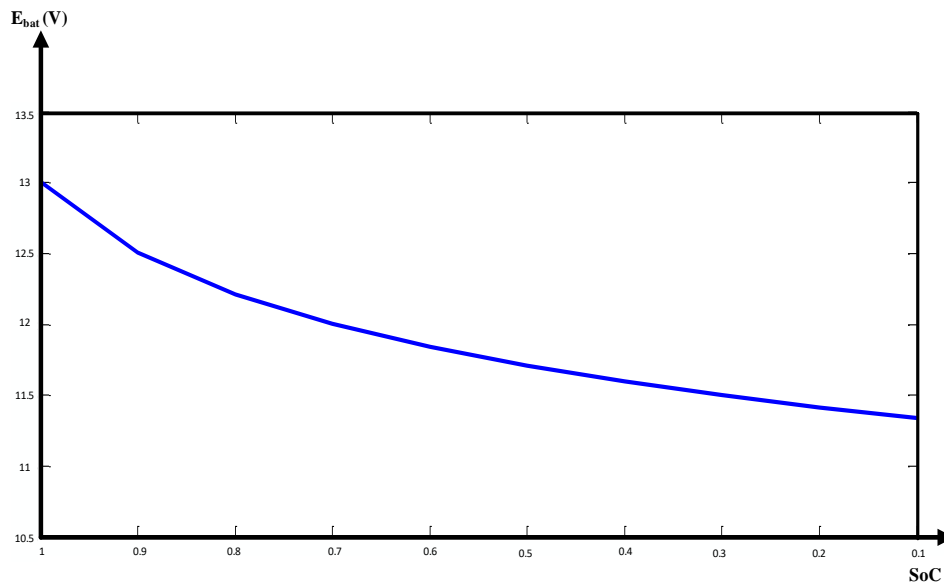


Figure II.14 : Variation de tension en fonction du SoC en mode de décharge.

II.5 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude des batterie plomb-acide. Dans un premier temps, nous avons présenté une approche générale sur les batteries. Ensuite, nous avons présenté brièvement les batteries Plomb-Acide avec ses avantages et inconvénients et ses différentes caractéristiques.

À partir des descriptions et définitions présentées dans ce chapitre, l'étape qui suivra sera le dimensionnement et la modélisation du chargeur de batterie, c'est une étape importante pour obtenir les caractéristiques de ce système.

CHAPITE III :

Dimensionnement et Modélisation

III.1 Introduction

Après avoir étudié et cité la batterie Plomb-Acide avec sa modélisation, nous procédons au dimensionnement et la modélisation le chargeur de batterie pour obtenir par simulation ses caractéristiques.

Dans ce chapitre, nous allons dimensionner en premier lieu les composants électriques utilisés dans ce chargeur, notamment les valeurs de l'inductance L et de la capacité C . Par la suite, nous allons aborder l'une des méthodes qui permettent de connaître le comportement du convertisseur DC-DC bidirectionnel sous ses différents modes de fonctionnement, cette méthode est la modélisation par la méthode de la moyenne dans l'espace d'état.

III.2 Convertisseur Buck-Boost réversible en courant

Pour contrôler la charge ou la décharge de la batterie, nous devons la connecter avec un convertisseur DC/DC bidirectionnel (réversible en courant) comme montre la figure III.1.

Ce convertisseur résulte de l'association d'un hacheur série (Buck) et d'un hacheur parallèle (Boost).

- Pour $i_L > 0$, il fonctionne en Boost ; le courant i_L passant tantôt par S2, tantôt par D1.
- Pour $i_L < 0$, il fonctionne en Buck ; le courant i_L passant tantôt par S1, tantôt par D2.

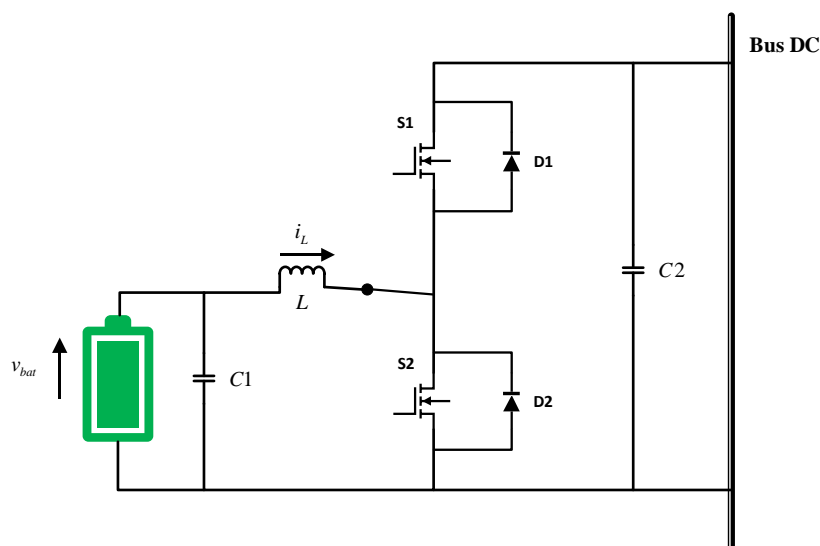


Figure IVII.1 : Convertisseur Buck-Boost réversible en courant

III.2.1 Dimensionnement du convertisseur DC-DC réversible en courant

Le dimensionnement des éléments de ce convertisseur en mode BOOST est basé sur le cahier de charge donnée par le tableau III.1

	Valeur
La tension d'entrée v_{bat}	7 V
La tension de sortie V_o	12 V
Le rapport cyclique D	0.4167
Résistance R	50 Ohm
Fréquences de commutation f	25K
Ondulation de la tension de sortie ΔV_o	0.01 V_o

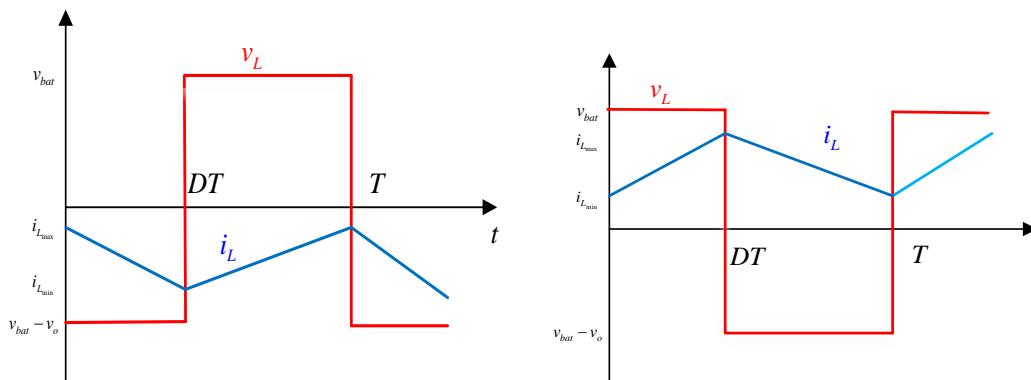
Tableau III.1 : Cahier de charge du convertisseur DC-DC

Avant de dimensionner les composants de notre convertisseur, il faut connaître d'abord sa fréquence de commutation car ces composants sont limités en fréquence. Généralement la fréquence de commutation est choisie supérieure à 20 kHz.

On a choisi une fréquence de 25 kHz.

III.2.1.1 Ondulation du courant Δi_L et choix de l'inductance de lissage L :

L'ondulation de courant dans l'inductance est calculée en considérant la tension de sortie continue. Ce convertisseur possède deux modes de fonctionnement distincts, soit en abaisseur soit en élévateur. Nous visualisons l'ondulation de courant dans les deux modes de fonctionnement comme montré par la Figure III.2.



(a) Ondulation de courant mode Buck.

(b) Ondulation de courant mode Boost

Figure III.2 : Ondulation de courant

Nous pouvons déterminer l'ondulation de courant dans le cas d'un fonctionnement élévateur [18]:

$$\Delta i_L = \frac{v_{bat}}{Lf} D \quad (3.1)$$

Avec :

v_{bat} : Tension aux bornes de la batterie.

f : Fréquence de découpage.

D : Rapport cyclique

Δi_L : Ondulation du courant

L : Valeur de l'inductance

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, la puissance est la même à l'entrée et à la fin de ce convertisseur. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$P_{in} = P_o \quad (3.2)$$

$$\text{Sachant que : } \begin{cases} P_{in} = i_L \cdot v_{in} \\ P_o = v_o \cdot i_o = \frac{v_o}{R} = \frac{v_{in}^2}{R(1-D)^2} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{Nous pouvons donc écrire : } i_L = \frac{v_{in}}{R(1-D)^2} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} i_{L_{max}} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \\ i_{L_{min}} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} \end{cases} \quad (3.5)$$

On suppose que : $i_{L_{min}} = 0$

Donc, l'inductance minimale pour un hacheur élévateur est donnée par la relation :

$$L_{min} = \frac{RD(1-D)^2}{2f} \quad (3.6)$$

Par application numérique, on trouve :

$$L_{min} = 141.78 \mu H$$

Donc, on prend : $L = 470 \mu H$

III.2.1.2 Calcul du condensateur de filtrage C :

L'ondulation de tension en sortie résulte du courant alternatif dans le condensateur.

$$\text{On a : } q = C.v_o \quad \Rightarrow \quad \Delta q = C.\Delta v_o \quad (3.7)$$

$$\text{et : } i_o = \frac{v_o}{R} = \frac{\Delta q}{\Delta t} \quad \Rightarrow \quad \Delta q = \frac{v_o}{R} DT \quad (3.8)$$

On déduit la valeur de la capacité C nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie Δv_o d'un convertisseur DC-DC en mode Boost :

$$C_{\min} = \frac{D}{R\left(\frac{\Delta v_o}{v_o}\right)f} \quad (3.9)$$

Avec :

Δv_o : Ondulation de tension aux bornes du condensateur.

Par application numérique, on trouve :

$$C_{\min} = 33.336 \mu F$$

Donc, on prend : $C = 470 \mu F$

III.2.2 Modélisation du convertisseur Buck-Boost

La caractérisation dynamique des convertisseurs DC-DC remonte aux années 1970 pour étudier et d'assurer la stabilité et les performances du système. Cela crée un modèle canonique permettant d'établir un système de paramètres capables de décrire et de prévoir son comportement lors de sa mise en fonctionnement [19].

La modélisation par la méthode de la moyenne dans l'espace d'état, créée par (Middlebrook & Čuk) en 1976, est l'une des méthodes qui a permis l'obtention de modèles dynamiques fiables de ce convertisseur [20].

La modélisation de ce convertisseur montre deux types de fonctionnement : soit un fonctionnement dévolteur (Buck) soit un fonctionnement survolteur (Boost).

III.2.2.1 Modélisation du convertisseur DC-DC en mode Boost

La figure III.3 représente hacheur bidirectionnel en mode boost

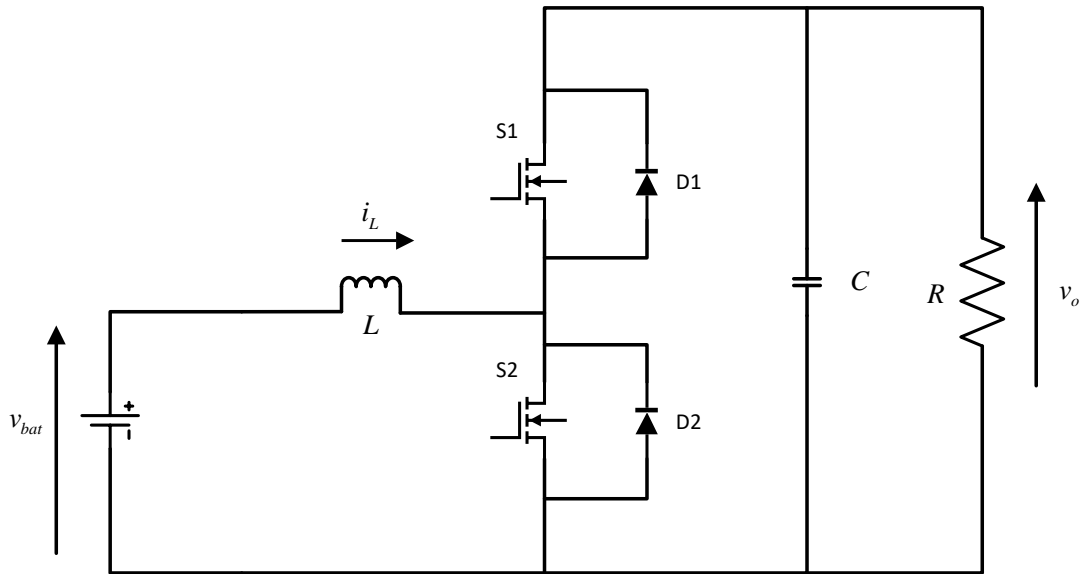


Figure III.3: Hacheur bidirectionnel en mode boost

III.2.2.1.1 Modèle instantané

Sur l'intervalle $0 < t < dT$ (S1 ouvert et S2 fermé) :

$$\begin{cases} v_{bat} = L \frac{di_L}{dt} \\ v_o = \frac{1}{C} \int i_c dt \end{cases} \quad (3.10) \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} v_{bat} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i_c \end{cases} \quad (3.11)$$

Le modèle linéaire qui représente la configuration du circuit dans le 1^{er} intervalle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.12)$$

Sur l'intervalle $dT < t < T$ (S1 fermé et S2 ouvert) :

$$\begin{cases} v_{bat} = L \frac{di_L}{dt} + v_o \\ v_o = \frac{1}{C} \int i_c dt \end{cases} \quad (3.13) \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} v \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} v_o + \frac{1}{L} v_{bat} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i_c \end{cases} \quad (3.14)$$

Le modèle linéaire qui représente la configuration du circuit dans le 2^{ème} intervalle est donné par:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.15)$$

III.2.2.1.2 Modèle moyen

Le modèle moyen peut être décrit comme d (modèle 1) + $(1-d)$ (modèle 2)

$$\begin{cases} \dot{i}_L = d\left(\frac{1}{L}v_{bat}\right) + (1-d)\left(-\frac{1}{L}v_o + \frac{1}{L}v_{bat}\right) \\ \dot{v}_o = d\left(-\frac{1}{RC}v_o\right) + (1-d)\left(\frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_o\right) \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{d}{L}v_{bat} - \frac{1}{L}v_o + \frac{1}{L}v_{bat} + \frac{d}{L}v_o - \frac{d}{L}v_{bat} = \frac{1}{L}v_{bat} - \frac{(1-d)}{L}v_o \\ \dot{v}_o = -\frac{d}{RC}v_o + \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_o - \frac{d}{RC}v_o + \frac{d}{RC}v_o = \frac{1-d}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_o \end{cases} \quad (3.17)$$

Les deux modèles (3.12) et (3.15) peuvent être écrits par un modèle global :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.18)$$

III.2.2.1.3 Linéarisation du modèle moyen

En appliquant maintenant la technique de linéarisation standard [21], sachant que chaque signal s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} i_L = I_L + \hat{i}_L \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ d = D + \hat{d} \\ v_{bat} = V_{bat} + \hat{v}_{bat} \end{cases} \quad (3.19)$$

Le modèle moyen est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} (\dot{I}_L + \hat{i}_L) = \frac{1}{L}(V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - \frac{(1-D-\hat{d})}{L}(V_o + \hat{v}_o) \\ (\dot{V}_o + \hat{v}_o) = \frac{(1-D-\hat{d})}{C}(I_L + \hat{i}_L) - \frac{1}{RC}(V_o + \hat{v}_o) \end{cases} \quad (3.20)$$

Le développement de ces équations aboutit au résultat :

$$\begin{cases} (\dot{I}_L + \hat{i}_L) = \frac{1}{L}V_{bat} - \frac{1-D}{L}V_o + \frac{1}{L}\hat{v}_{bat} - \frac{1-D}{L}\hat{v}_o + \frac{\hat{d}}{L}V_o - \frac{\hat{d}}{L}\hat{v}_o \\ (\dot{V}_o + \hat{v}_o) = \frac{1-D}{C}I_L - \frac{1}{RC}V_o + \frac{1-D}{C}\hat{i}_L - \frac{\hat{d}}{C}I_L - \frac{\hat{d}}{C}\hat{i}_L - \frac{1}{RC}\hat{v}_o \end{cases} \quad (3.21)$$

Cette écriture est de la forme [22] :

$$\left[\begin{array}{c} \text{terme du} \\ \text{régime} \\ \text{statique} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} \text{terme} \\ \text{du } 1^{er} \\ \text{ordre} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} \text{terme} \\ \text{du } 2^{eme} \\ \text{ordre} \end{array} \right] + \dots$$

- Le 1^{er} terme de cette équation décrit les paramètres du point d'équilibre du convertisseur.
- Le 2^{eme} terme représente le modèle en espace d'état du convertisseur en faibles signaux. Il est en fonction du 1^{er} terme (régime permanent).
- Le 3^{eme} terme (et plus) étant non linéaire de hautes fréquences, il est de ce fait négligé dans de telles études.

III.2.2.1.4 Point de fonctionnement du convertisseur

La représentation en régime permanent concerne uniquement les grandeurs statiques. Nous obtenons la forme :

$$\begin{cases} \dot{I}_L = \frac{1}{L}V_{bat} - \frac{1-D}{L}V_o = 0 \\ \dot{V}_o = \frac{1-D}{C}I_L - \frac{1}{RC}V_o = 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Les paramètres statiques du hacheur Boost en régime permanent sont déterminés par :

$$\begin{cases} V_o = \frac{1}{1-D}V_{bat} \\ I_L = \frac{1}{R(1-D)}V_o = \frac{1}{R(1-D)^2}V \end{cases} \quad (3.23)$$

III.2.2.1.5 Modèle dynamique du convertisseur :

La représentation dynamique du système est déterminée par l'équations 3.24

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_L = -\frac{1-D}{L}\hat{v}_o + \frac{1}{L}\hat{v}_{bat} + \frac{V_o}{L}\hat{d} \\ \dot{\hat{v}}_o = \frac{1-D}{C}\hat{i}_L - \frac{1}{RC}\hat{v}_o - \frac{I_L}{C}\hat{d} \end{cases} \quad (3.24)$$

Elles peuvent être sous la forme d'une représentation dans l'espace d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{bat} + \begin{bmatrix} +\frac{V_o}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (3.25)$$

Le système 3.26 décrit le modèle dynamique en faibles signaux du convertisseur en mode boost.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_o}{L} \\ 0 & -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Ce système est sous forme : $\dot{x} = Ax + Bu$ (3.27)

La transformé de Laplace du système 3.27 s'écrit :

$$PX = AX + BU \Rightarrow \frac{X}{U} = (PI - A)^{-1}B \quad (3.28)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & P + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_o}{L} \\ 0 & -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} = \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC}P + \frac{(1-D)^2}{LC}} \begin{bmatrix} P + \frac{1}{RC} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{V_o}{L} \\ 0 & -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

L'équation 3.30 décrit le modèle dynamique en faibles signaux du convertisseur

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{(1-D)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(P + \frac{1}{RC}) & \frac{V_o}{L}(P + \frac{1}{RC}) - \frac{(1-D)}{LC}I_L \\ \frac{(1-D)}{LC} & -\frac{I_L}{C}P + \frac{(1-D)}{LC}V_o \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

À partir des équations 3.23 on a :

$$\begin{cases} V_o = \frac{1}{1-D}V_{bat} \\ I_L = \frac{1}{R(1-D)}V_o = \frac{1}{R(1-D)^2}V \end{cases} \quad (3.31)$$

Donc, le modèle dynamique peut être donné sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{(1-D)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(P + \frac{1}{RC}) & \frac{V_{bat}}{L(1-D)}(P + \frac{1}{RC}) + \frac{1}{RLC(1-D)}V_{bat} \\ \frac{(1-D)}{LC} & -\frac{V_{bat}}{RC(1-D)^2}P + \frac{1}{LC}V_{bat} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{(1-D)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(P + \frac{1}{RC}) & \frac{V_{bat}}{L(1-D)}(P + \frac{2}{RC}) \\ \frac{(1-D)}{LC} & \frac{V_{bat}}{RC(1-D)^2}(-P + \frac{R(1-D)^2}{L}) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

La relation entre le courant de l'inductance \hat{i}_L et le rapport cyclique \hat{d} est donnée par la fonction:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{bat}}{L(1-D)} \frac{p + \frac{2}{RC}}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (3.34)$$

La fonction de transfert représentant le système peut être écrite sous la forme d'un second ordre où K est le gain, ξ est le facteur d'amortissement, w_n est la pulsation propre et a est le zéro du système.

$$G(p) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = K \frac{1 - \frac{p}{a}}{\left(\frac{p}{w_n}\right)^2 + \frac{2\xi}{w_n} p + 1} \quad (3.35)$$

avec : $K = \frac{2V_{bat}}{R(1-D)^3}$, $\tau = \frac{-2}{RC}$, $\xi = \frac{\sqrt{L/C}}{2R(1-D)}$, $w_n = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}$

III.2.2.2 Modélisation des convertisseurs DC/DC en mode BUCK :

La figure III.4 montre l'hacheur bidirectionnel en mode Buck.

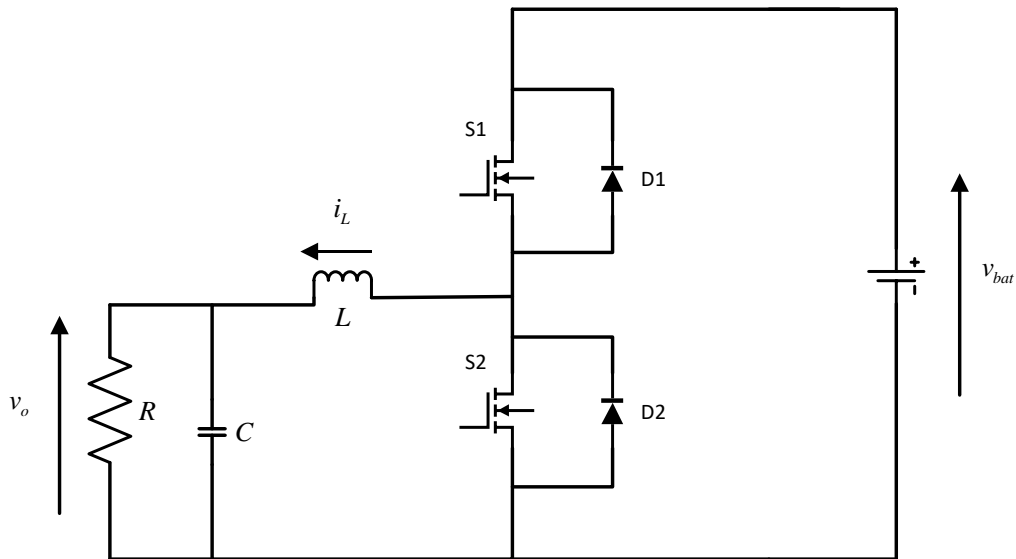


Figure III.4 : hacheur bidirectionnel en mode BUCK

III.2.2.2.1 Modèle instantané

Sur l'intervalle $0 < t < dT$ (S2 ouvert et S1 fermé) :

$$\begin{cases} v_{bat} = L \frac{di_L}{dt} + v_o \\ v_o = \frac{1}{C} \int i_c dt \end{cases} \quad (3.36) \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} v_o + \frac{1}{L} v_{bat} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i \end{cases} \quad (3.37)$$

Avec : $i_c = i_L - \frac{v_o}{R}$

Le modèle linéaire qui représente la configuration du circuit dans le 1^{er} intervalle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C}i_L & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.38)$$

Sur l'intervalle $dT < t < T$ (S2 fermé et S1 ouvert) :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + v_o = 0 \\ v_o = \frac{1}{C} \int i_c dt \end{cases} \quad (3.39) \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} v_o \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C} i_c \end{cases} \quad (3.40)$$

$$\text{Avec : } i_c = i_L - \frac{v_o}{R}$$

Le modèle linéaire qui représente la configuration du circuit dans le 2^{ème} intervalle est donné par:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.41)$$

III.2.2.2.2 Modèle moyen

Le modèle global peut être décrit comme : $d(\text{mode 1}) + (1-d)(\text{mode 2})$

$$\begin{cases} \dot{i}_L = d\left(-\frac{1}{L}v_o + \frac{1}{L}v_{bat}\right) + (1-d)\left(-\frac{1}{L}v_o\right) \\ \dot{v}_o = d\left(\frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_o\right) + (1-d)\left(\frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_o\right) \end{cases} \quad (3.42)$$

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{1}{L}v_o + \frac{d}{L}v_{bat} \\ \dot{v}_o = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_o \end{cases} \quad (3.43)$$

Les deux modèles (3.38) et (3.41) peuvent être écrits par un modèle global :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{bat} \quad (3.44)$$

III.2.2.2.3 Linéarisation du modèle moyen

En appliquant maintenant la technique de linéarisation standard, sachant que chaque signal s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} i_L = I_L + \hat{i}_L \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ d = D + \hat{d} \\ v_{bat} = V_{bat} + \hat{v}_{bat} \end{cases} \quad (3.45)$$

Le modèle moyen est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} (\dot{I}_L + \dot{\hat{i}}_L) = \frac{D - \hat{d}}{L} (V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - \frac{1}{L} (V_o + \hat{v}_o) \\ (\dot{V}_o + \dot{\hat{v}}_o) = \frac{1}{C} (I_L + \hat{i}_L) - \frac{1}{RC} (V_o + \hat{v}_o) \end{cases} \quad (3.46)$$

Le développement de ces équations aboutit au résultat :

$$\begin{cases} (\dot{I}_L + \dot{\hat{i}}_L) = -\frac{1}{L} V_o + \frac{D}{L} V_{bat} - \frac{1}{L} \hat{v}_o + \frac{\hat{d}}{L} \hat{v}_{bat} + \frac{D}{L} \hat{v}_{bat} + \frac{\hat{d}}{L} \hat{v}_{bat} \\ (\dot{V}_o + \dot{\hat{v}}_o) = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o + \frac{1}{C} \hat{i}_L - \frac{1}{RC} \hat{v}_o \end{cases} \quad (3.47)$$

III.2.2.2.4 Point de fonctionnement du convertisseur

En régime permanent, on a :

$$\begin{cases} \dot{I}_L = -\frac{1}{L} V_o + \frac{D}{L} V_{bat} = 0 \\ \dot{V}_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o = 0 \end{cases} \quad (3.48)$$

Donc, Les paramètres statiques de le hacheur Buck en régime permanent sont déterminés par :

$$\begin{cases} V_o = DV_{bat} \\ I_L = \frac{D}{R} V_{bat} \end{cases} \quad (3.49)$$

III.2.2.2.5 Modèle dynamique du convertisseur

La représentation dynamique du système est déterminée par le système 3.50

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_L = -\frac{1}{L}\hat{v}_o + \frac{\hat{d}}{L}\hat{v}_{bat} + \frac{D}{L}\hat{v}_{bat} \\ \dot{\hat{v}}_o = \frac{1}{C}\hat{i}_L - \frac{1}{RC}\hat{v}_o \end{cases} \quad (3.50)$$

Elle peut être sous la forme d'une représentation dans l'espace d'état

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{bat} + \begin{bmatrix} \frac{V_{bat}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \quad (3.51)$$

Le système 3.52 décrit le modèle dynamique en faibles signaux du convertisseur en mode Buck.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_{bat}}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Ce système est sous forme : $\dot{x} = Ax + Bu$ (3.53)

La transformé de Laplace du système 3.53 s'écrit :

$$PX = AX + BU \Rightarrow \frac{X}{U} = (PI - A)^{-1}B$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_{bat}}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} p + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_{bat}}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

L'équation 3.55 décrit le modèle dynamique en faibles signaux du convertisseur en mode Buck

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{bat} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = \frac{1}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{D}{L}(p + \frac{1}{RC}) & \frac{V_{bat}}{L}(p + \frac{1}{RC}) \\ \frac{D}{LC} & \frac{V_{bat}}{LC} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

La relation entre le courant de l'inductance \hat{i}_L et le rapport cyclique \hat{d} est donnée par la fonction :

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{bat}}{L} \frac{p + \frac{1}{RC}}{p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{1}{LC}} \quad (3.56)$$

La fonction de transfert représentant le système peut être écrite sous la forme d'un second ordre où K est le gain, ξ est le facteur d'amortissement, w_n est la pulsation propre et a est le zéro du système.

$$G(p) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = K \frac{1 - \frac{p}{a}}{\left(\frac{p}{w_n}\right)^2 + \frac{2\xi}{w_n}p + 1} \quad (3.57)$$

avec : $K = \frac{V_{bat}}{R}$, $a = -\frac{1}{RC}$, $\xi = \frac{\sqrt{L/C}}{2R}$, $w_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

III.3 Conclusion :

L'analyse des convertisseurs DC-DC étant d'une grande importance parce qu'ils se trouvent dans presque tous les équipements électriques

Dans ce chapitre, nous avons présenté les détails du dimensionnement et de modélisation pour les convertisseurs DC-DC réversible en courant.

La modélisation détermine les équations d'états du convertisseur qui permettent d'utiliser les outils d'analyse des systèmes linéaires tel que la transformée de Laplace, pour accéder aux fonctions de transferts qui contrôlent sa dynamique. L'étude des fonctions de transferts obtenues permet d'analyser le comportement du convertisseur donné.

CHAPITE IV :

Dimensionnement du contrôleur.

IV.1 Introduction

L'objectif principal du contrôle est de contrôler l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont généralement non mesurables, elles sont de nature interne au système (erreur du modèle) ou externe (perturbation de mesure).

Le contrôle du système se fait par l'utilisation d'un contrôleur ayant des performances satisfaisantes pour éliminer les perturbations. Il existe plusieurs types de contrôleurs mais dans le cadre de ce travail nous serons intéressés à l'étude des actions d'un contrôleur de type PI et de type 3.

Dans ce chapitre, nous allons déterminer les paramètres des contrôleurs PI et type 3, nous les testerons ensuite en simulation sous l'environnement PSIM, avant d'être implémenté au chapitre suivant dans la carte DSP. En fin nous allons faire une simulation d'une charge et déchargement autonome d'une batterie pilotée par un convertisseur DC-DC réversible en courant.

IV.2 Choix du logiciel de simulation :

Il existe de nombreux logiciels de simulation électrique. Certains sont conçus tout particulièrement pour les de circuits d'électronique de puissance. Le logiciel PSIM fait partie de cette dernière catégorie [37].

PSIM est un logiciel de simulation spécifiquement conçu pour l'électronique de puissance et la commande des systèmes avec une simulation rapide. Il est constitué de trois programmes :

- SIMCAD : dessin du schéma.
- PSIM : simulation (calcul des variables).
- SIMVIEW : tracé des courbes.

La simulation d'un circuit peut se décomposer en 4 étapes comme suit :

- Dessin du schéma de montage.
- Entrée des valeurs des éléments du montage et des paramètres de la simulation.
- Calcul.
- Visualisation des courbes.

IV.3 Description du système global :

La figure IV.1 montre le schéma fonctionnel du système général. Cette structure se présente sous la forme de deux parties ; partie puissance et partie commande.

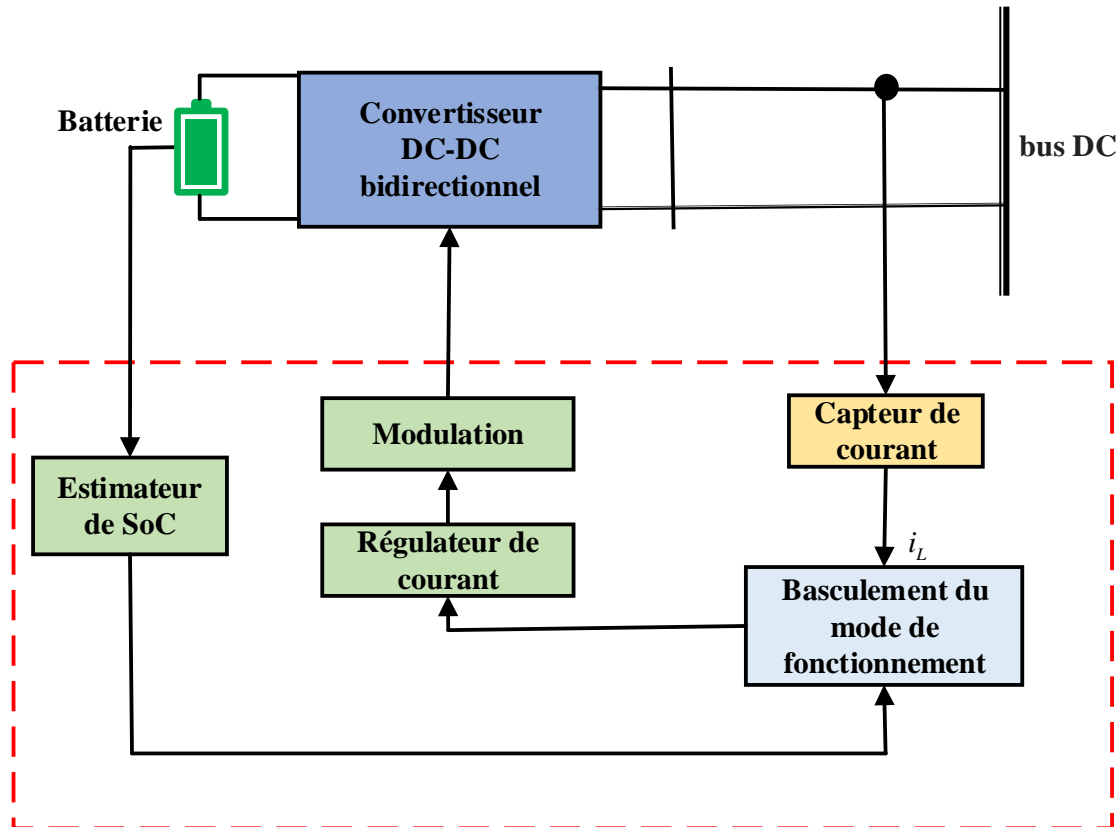


Figure IV.5 : Schéma fonctionnel d'un égaliseur de charge des batteries

Le déploiement de batteries pour le stockage de l'énergie est encore aujourd'hui un défi de part un coût élevé. Il est donc nécessaire de les faire intervenir sur le micro réseau de la manière la plus adéquate possible ainsi que de choisir le meilleur moment pour le rechargement.

C'est pour cela, que nous avons introduit un algorithme au convertisseur de la batterie afin de déterminer le moment où la batterie doit délivrer de l'énergie et celui où il peut se recharger (figure IV.2) en fonction des mesures de puissance des sources, de la charge ainsi que de l'état de charge (SoC) de la batterie.

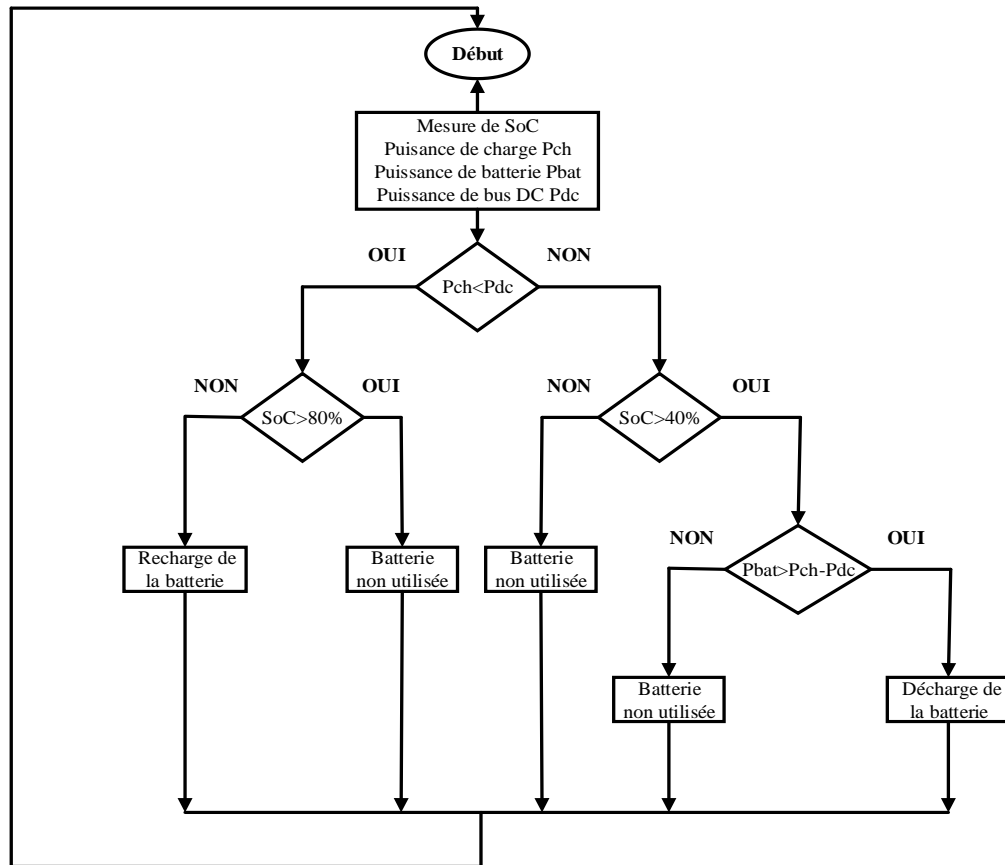


Figure IV.2 : Schéma de l’algorithme pour la charge et la décharge de la batterie dans μ R DC.

IV.4 Contrôle du convertisseur Buck-Boost :

Il existe 2 modes de commande pour contrôler ce convertisseur ; commande complémentaire et commande séparé [17]. Le premier mode de commande consiste à commander les deux interrupteurs S1 et S2 de manière complémentaire, en permanence comme montré dans la figure IV.3.

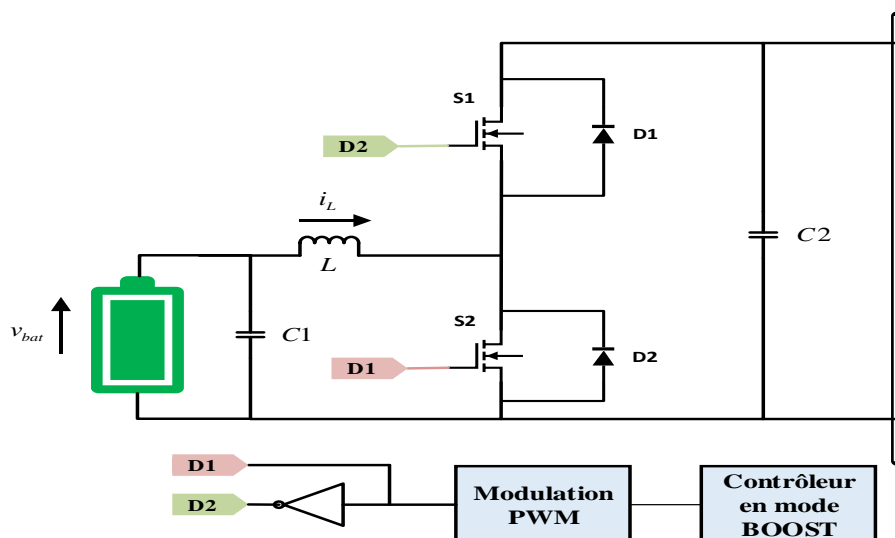


Figure IV.3 : Commande complémentaire d’un convertisseur DC-DC

Le second mode consiste à dissocier les commandes des interrupteurs S1 et S2 pour assurer soit un fonctionnement en dévolteur (Buck) avec S1, soit un fonctionnement en survolteur (Boost) avec S2 comme le montre la figure IV.4.

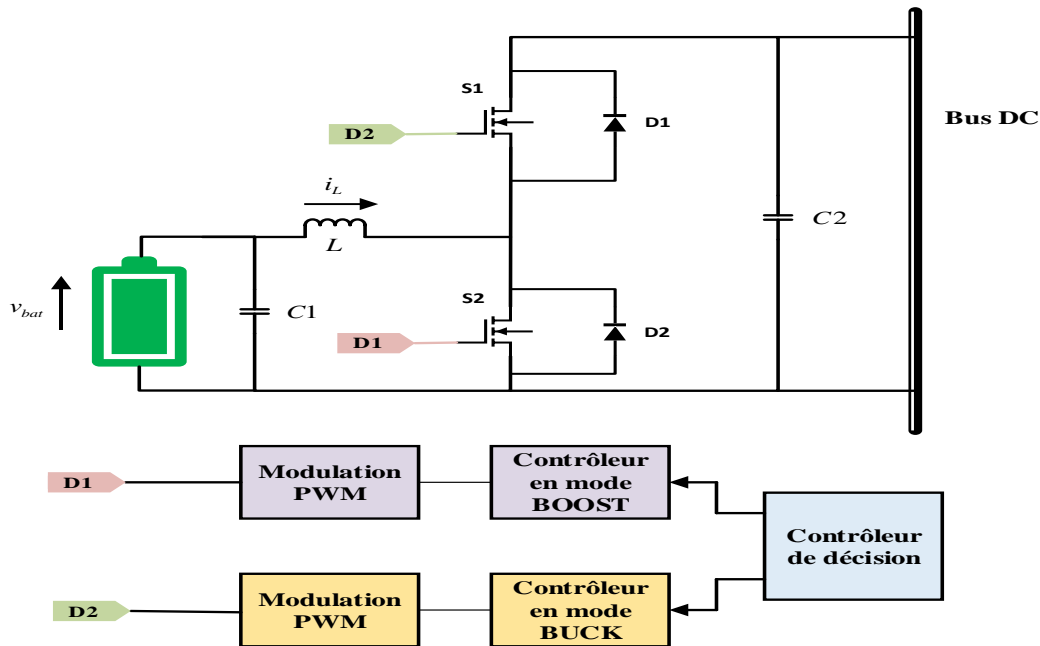


Figure IV.4 : Commande séparée d'un convertisseur DC-DC

Dans notre travail, nous allons utiliser la commande séparée.

IV.4.1 Synthèse du contrôleur pour Convertisseur réversible en courant :

Afin d'éliminer les oscillations de la réponse de notre système, il est nécessaire de synthétiser une commande bien appropriée. La conception de cette commande doit prendre en compte les limitations principales rencontrées. En effet, les caractéristiques du système à temps variant et la réponse peu amortie du système sont les majeurs problèmes à prendre en considération.

La figure ci-dessous (figure IV.5) illustre la boucle de commande globale d'un convertisseur DC-DC.

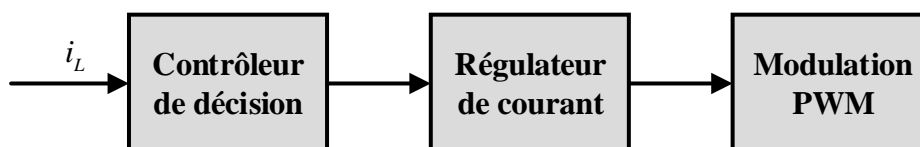


Figure IV.5 : Boucle de commande globale d'un convertisseur DC-DC

La grandeur à asservir est comparée avec une valeur de référence. Le signal d'erreur est ensuite corrigé et comparé à un signal en dents de scie pour générer le signal de commande.

IV.4.1.1 Synthèse d'un contrôleur PI :

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système $G(p)$ pour synthétiser le contrôleur.

Il très utilisé en électronique de puissance bien que de nouvelles techniques de commande sont proposées pour des applications industrielles. Il existe plusieurs méthodes pour la synthèse d'un régulateur PI.

Un régulateur PI est conçu pour augmenter le gain à basses fréquences et de réduire l'erreur en régime permanent tout en maintenant une marge de phase (PM) positive à fréquence choisie.

L'expression de la fonction de transfert du régulateur PI peut avoir la forme [28] :

$$C(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right)$$

Où K_p est le gain de l'action proportionnelle, T_i la constante de temps de l'action intégrale.

avec :

$$T_i = \frac{10}{w_c}$$

$$K_p = \frac{1}{\left| \frac{(1 + jT_i w_c)}{jT_i w_c} G(jw_c) \right|}$$

Il exige de choisir une fréquence de coupure w_c dix fois moins de la fréquence de commutation et la marge de phase PM doit être supérieur à 45° pour obtenir un système stable.

Pour synthétiser le régulateur, nous devons choisir un modèle nominal $G(p)$. Les autres modèles seront considérés comme des modèles perturbés.

IV.4.1.2 Synthèse d'un contrôleur de type 3 :

Ce type de régulateur combine les avantages des correcteurs à avance et retard de phase et est le plus proche des réalisations physiques des PID.

La figure IV.6 montre la trace de Bode de ce régulateur :

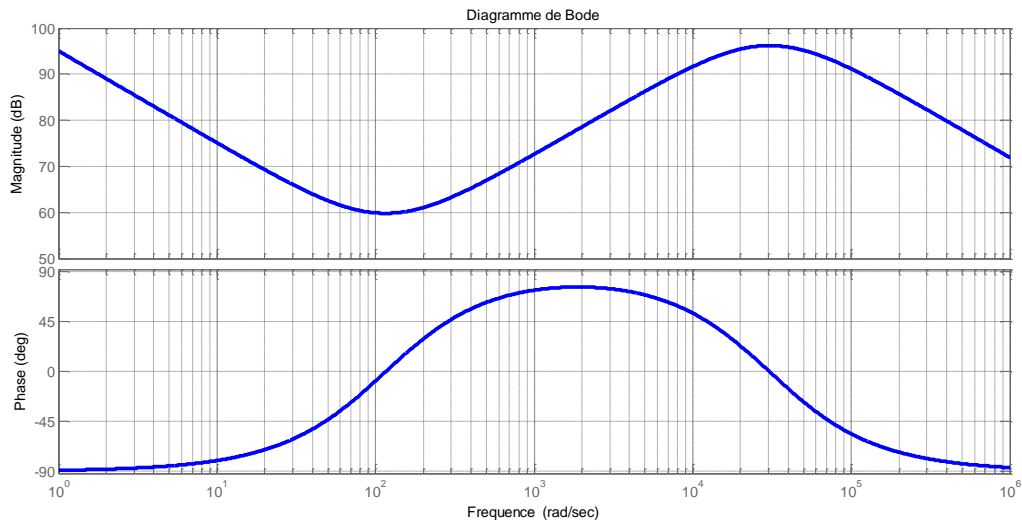


Figure IV.6 : La réponse fréquentielle du connecteur de type 3

L'expression de la fonction de transfert du régulateur de type 3 peut avoir la forme [26] :

$$R(p) = \frac{k_c}{p} \frac{\left(1 + \frac{p}{w_z}\right)^2}{\left(1 + \frac{p}{w_p}\right)^2}$$

avec :

$$\begin{cases} w_z = \frac{2\pi f_c}{K_{boost}} \\ w_p = 2\pi f_c K_{boost} \end{cases}$$

Sachant que : $K_{boost} = \tan\left(45^\circ + \frac{\phi_{boost}}{4}\right)$ et : $\phi_{boost} = \phi_d - |G(jw_c) - 90^\circ|$

Nous devons définir une marge phase désirée à l'environ de 60° ($\phi_d = 60^\circ$).

$$k_c = |G(jw_c)| \frac{w_z}{K_{boost}}$$

Sachant que la fréquence de coupure w_c est inférieure à la fréquence de commutation dix fois ou plus.

IV.4.2 Contrôle du convertisseur DC-DC en mode BOOST :

Pour contrôler le courant dans le convertisseur DC-DC, nous avons besoin de déterminer la fonction de transfert $G1(p)$ pour ce convertisseur en mode BOOST.

On considère les paramètres indiqués dans le tableau suivant :

L'élément	La valeur	L'unité
La capacité C	470	μH
L'inductance L	6000	μF
La résistance R	50	Ω
La tension de batterie V_{bat}	7	V
La tension de sortie V_o	12	V
Le rapport cyclique d	0.4167	

Tableau IV.1 : Cahier de charge convertisseur DC-DC

On commence par analyser le système représenté par sa fonction de transfert $G1(p)$ donnée dans le chapitre précédent (chapitre III.)

$$G1(p) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{bat}}{L(1-D)} \frac{P + \frac{2}{RC}}{p^2 + \frac{1}{RC}P + \frac{(1-D)^2}{LC}}$$

tel que D est le rapport cyclique et les termes représentés en \hat{x} correspondent à des petites variations x.

Par application numérique, on trouve :

$$G1(p) = \frac{2000p + 425600}{p^2 + 106.4p + 120700}$$

La Figure VI.7 présente la réponse indicielle de la fonction de transfert G1 en boucle ouvert

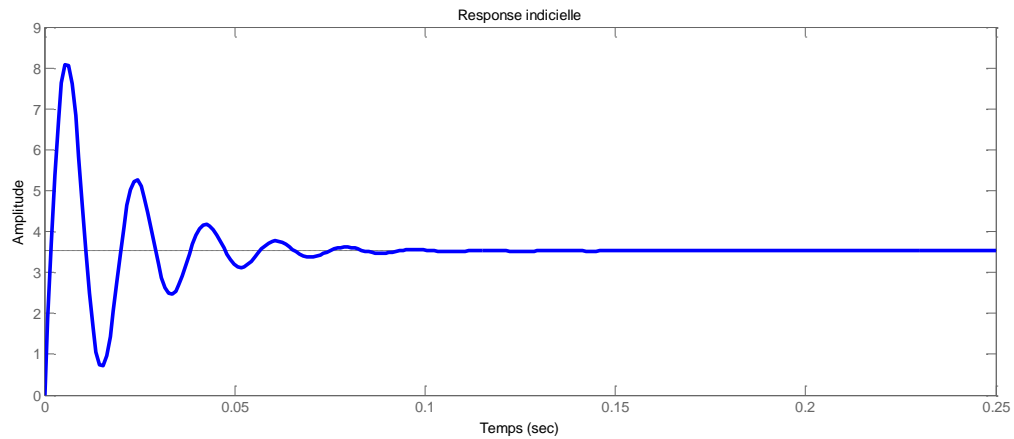


Figure VII.7 : La réponse indicielle de fonction G1 en boucle ouvert.

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert G1 est donné sur la figure IV.8 :

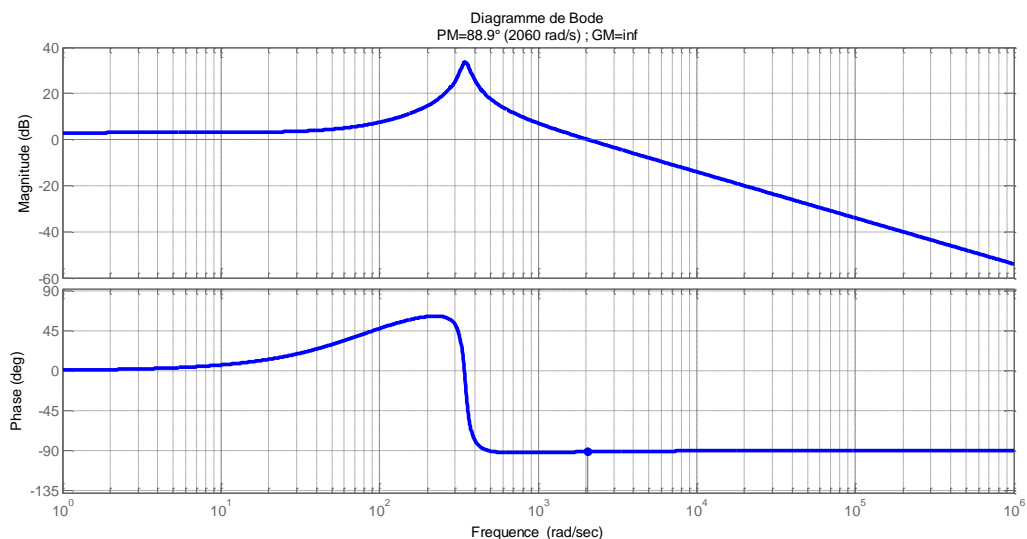


Figure IV.8 : La réponse fréquentielle de fonction G1 en boucle ouvert.

La valeur minimale de phase étant 88.9° , la marge de gain est infinie. Maintenant en va construire un contrôleur pour augmenter la marge de phase (PM) à une fréquence de coupure w_c choisie dix fois moins de la fréquence de commutation. On choisit $w_c = 31416 \text{ rad/s}$

IV.4.2.1 Paramètres du contrôleur PI :

La fonction de transfert du correcteur de tension est comme suit :

$$C1(s) = 1.5412 \left(1 + \frac{1}{0.0032s} \right)$$

La Figure IV.9 présente la réponse indicielle de la fonction de transfert G1 corrigé avec un correcteur PI ($K_p=1.5412$ et $T_i=0.0032$).

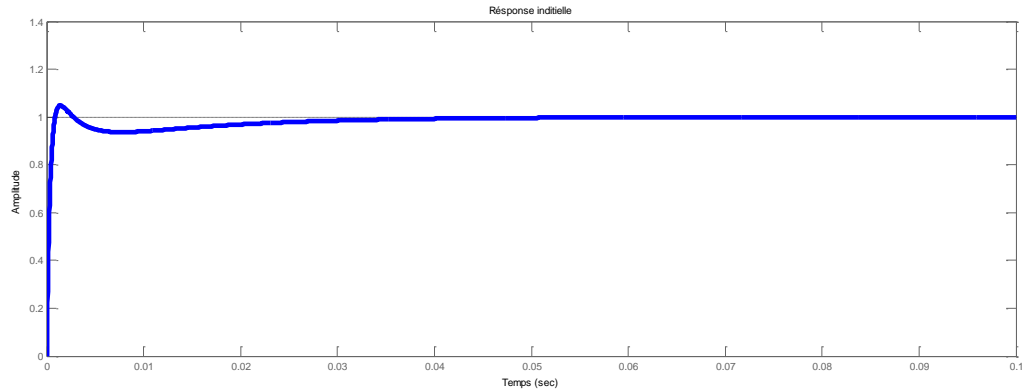


Figure IV.9 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G1 corrigé avec un correcteur PI

La figure IV.10 montre le diagramme de Bode du système corrigé avec un correcteur PI

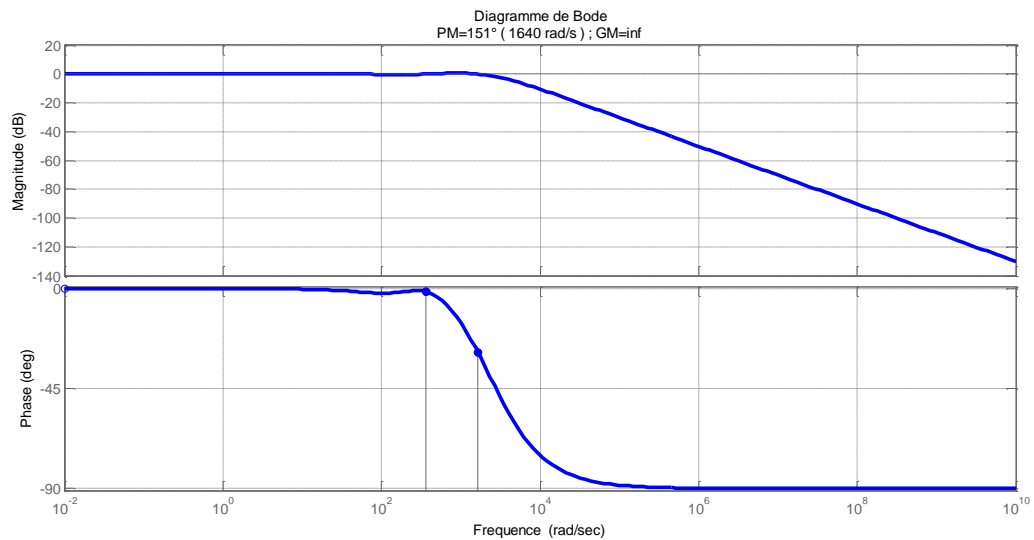


Figure VIII.10 : La réponse fréquentielle de fonction de transfert G1 avec un correcteur PI

IV.4.2.2 Paramètres du Contrôleur type 3 :

On passe à l'analyse du système en utilisant un contrôleur type 3. Par application numérique, on trouve sa fonction de transfert :

$$R1(p) = \frac{1622}{P} \frac{\left(1 + \frac{P}{1813.8}\right)^2}{\left(1 + \frac{P}{5441.4}\right)^2}$$

La Figure IX.11 présente la réponse indicielle de la fonction de transfert G1 corrigé avec un correcteur type 3

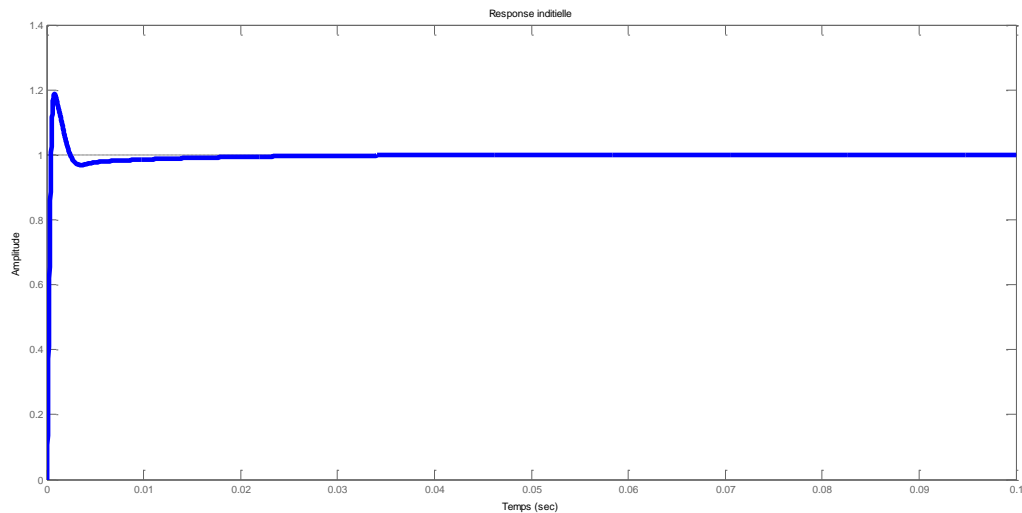


Figure X.11 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G1 corrigé avec un correcteur type 3

La figure XI.12 montre le diagramme de Bode du système corrigé par un correcteur type 3

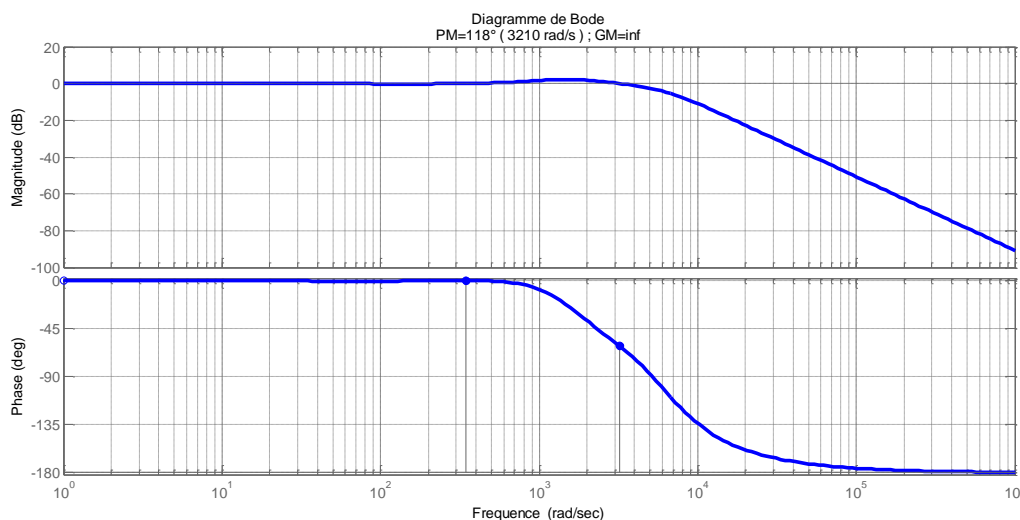


Figure IV.12 : La réponse fréquentielle de fonction de transfert G1 avec un correcteur type 3.

IV.4.3 Contrôle du convertisseur DC-DC en mode Buck :

Les travaux présentés dans le chapitre précédent donnent les fonctions de transfert $G2(p)$ linéarisées autour du point de fonctionnement pour ce convertisseur en mode Buck.

$$G2(p) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{bat}}{L} \frac{P + \frac{1}{RC}}{P^2 + \frac{1}{RC}P + \frac{1}{LC}}$$

Par application numérique, on trouve :

$$G2(p) = \frac{2000p + 85110}{p^2 + 42.55p + 354600}$$

La Figure XII.7 présente la réponse indicielle de la fonction de transfert G2 en boucle ouvert

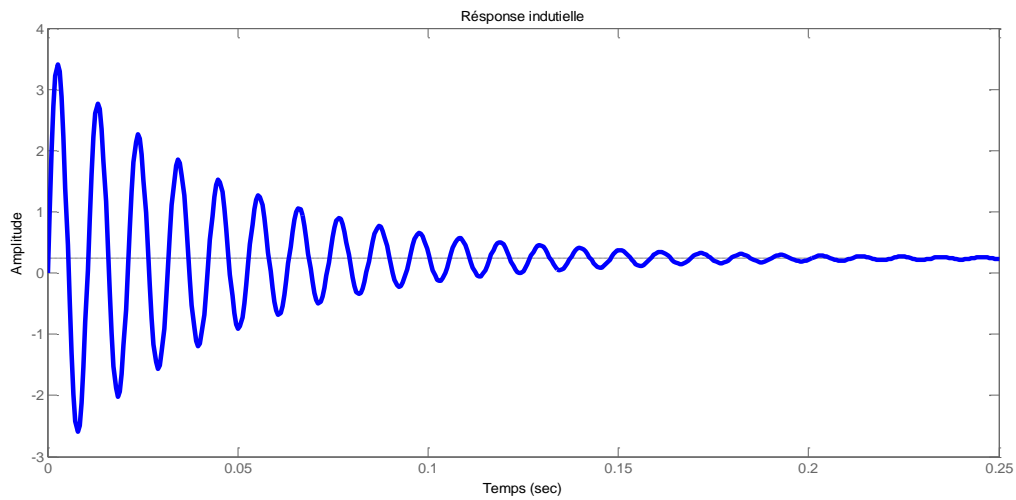


Figure IV.11 : La réponse indicielle de la fonction G1 en boucle ouvert.

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert G2 est donné sur la figure IV.12

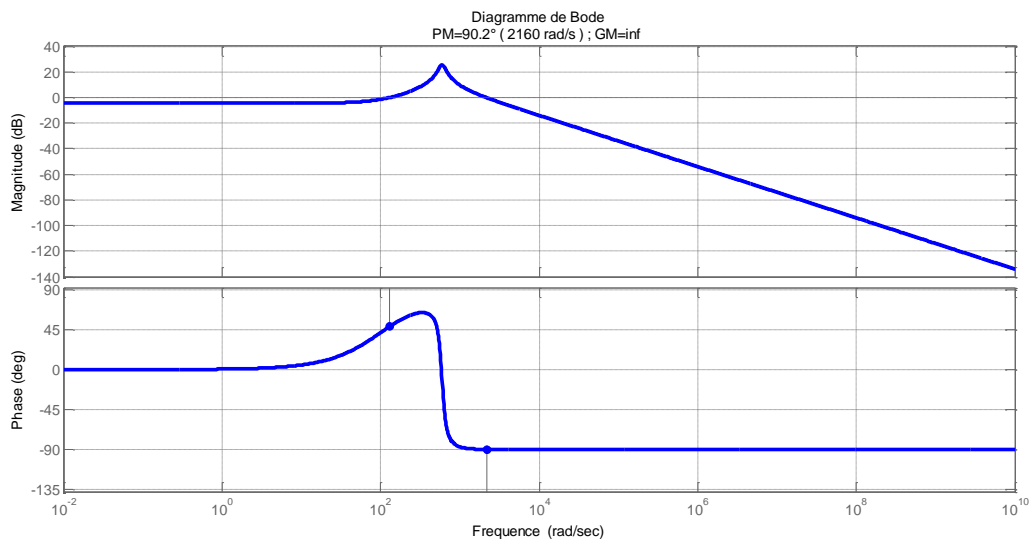


Figure IV.12 : La réponse fréquentielle du système G1 en boucle ouvert.

IV.4.3.1 Paramètres du contrôleur PI :

La fonction de transfert du correcteur de tension est comme suit :

$$C2(s) = 1.5069 \left(1 + \frac{1}{0.0032p} \right)$$

La Figure IV.13 présente la réponse indicielle de la fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle de courant.

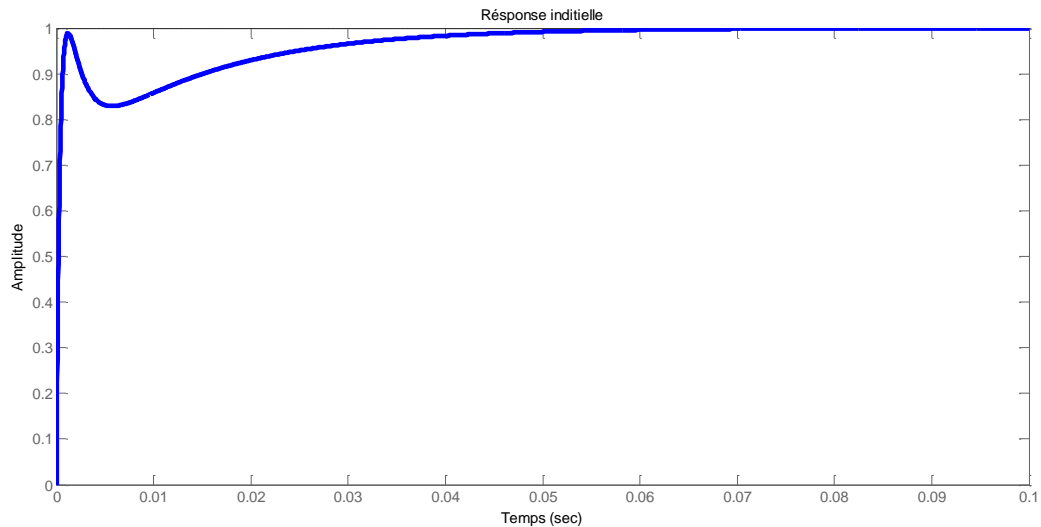


Figure IV.13 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G2 corrigé avec un correcteur PI.

Le diagramme de Bode de la fonction G2 corrigé par un correcteur PI est donné sur la figure IV.14

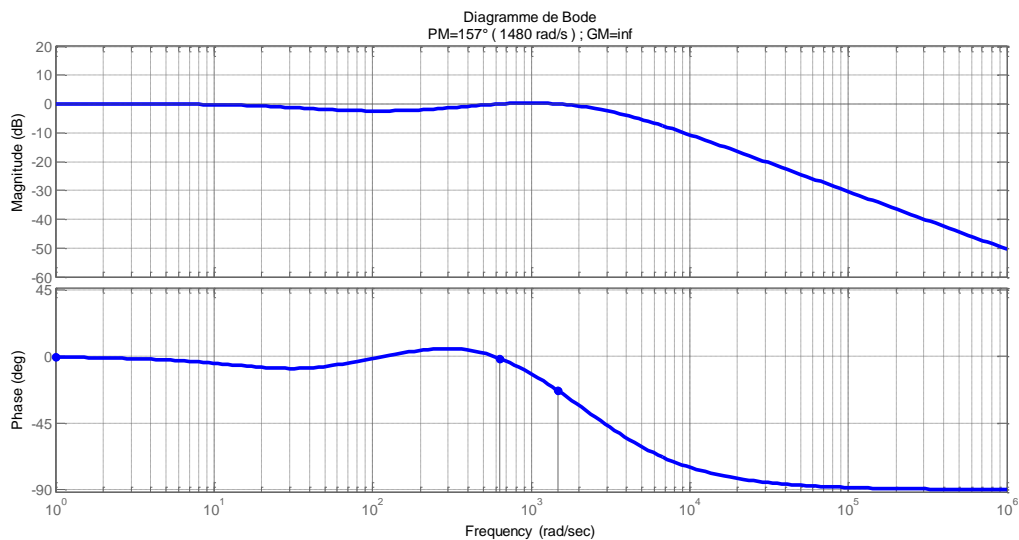


Figure IV.14 : Le digramme de Bode de fonction de transfert G2 avec un correcteur PI.

IV.4.3.2 Paramètres du Contrôleur type 3 :

On passe à l'analyse du système en utilisant un contrôleur type 3. Par application numérique, on trouve sa fonction de transfert :

$$R1(p) = \frac{1895}{p} \frac{\left(1 + \frac{p}{1813.8}\right)^2}{\left(1 + \frac{p}{5441.4}\right)^2}$$

La Figure 31 présente la réponse indicielle de la fonction de transfert G2 avec un correcteur type 3 en boucle fermée.

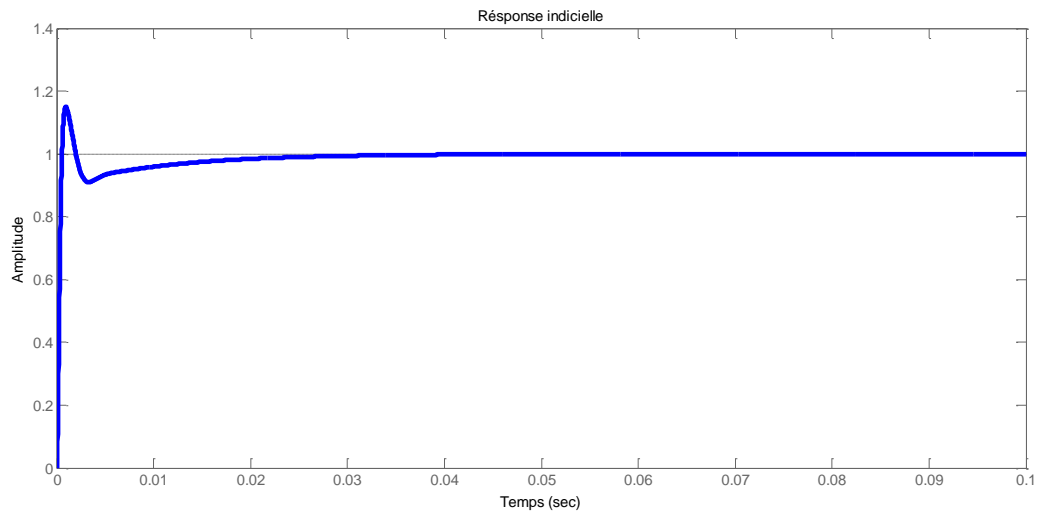


Figure IV.15 : La réponse indicielle de la fonction de transfert G_2 corrigée avec un correcteur type 3.

La figure IV.16 montre le diagramme de Bode du système corrigé par un correcteur type 3

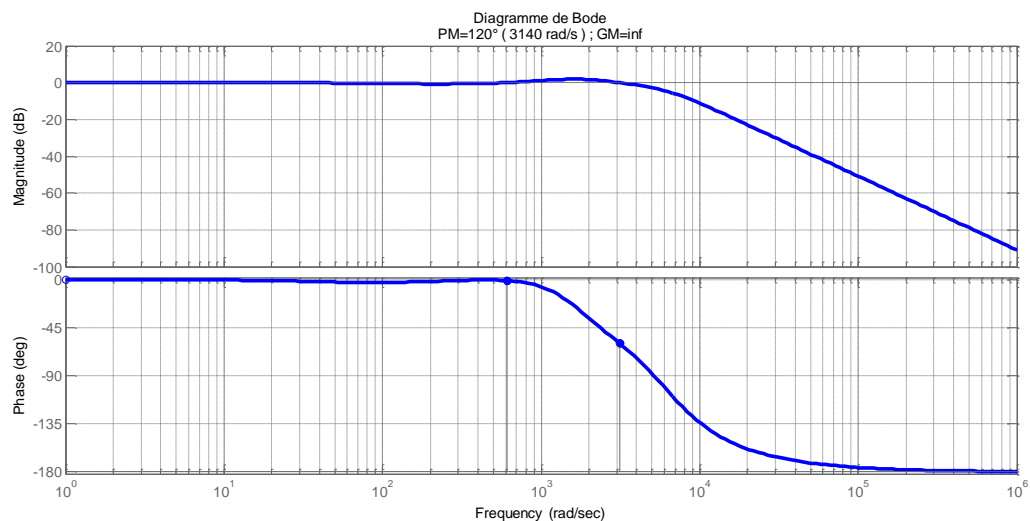


Figure IV.16 : Diagramme de Bode de la fonction G_2 avec un correcteur type 3.

IV.5 Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité de notre chargeur de batterie, le convertisseur DC-DC est simulé lors de la charge et de la décharge de la batterie avec ajout d'une perturbation.

Soient les schémas d'un convertisseur Buck-Boost réversible en courant et son contrôle en S et en Z représenté respectivement dans les figures IV.17 et IV.18.

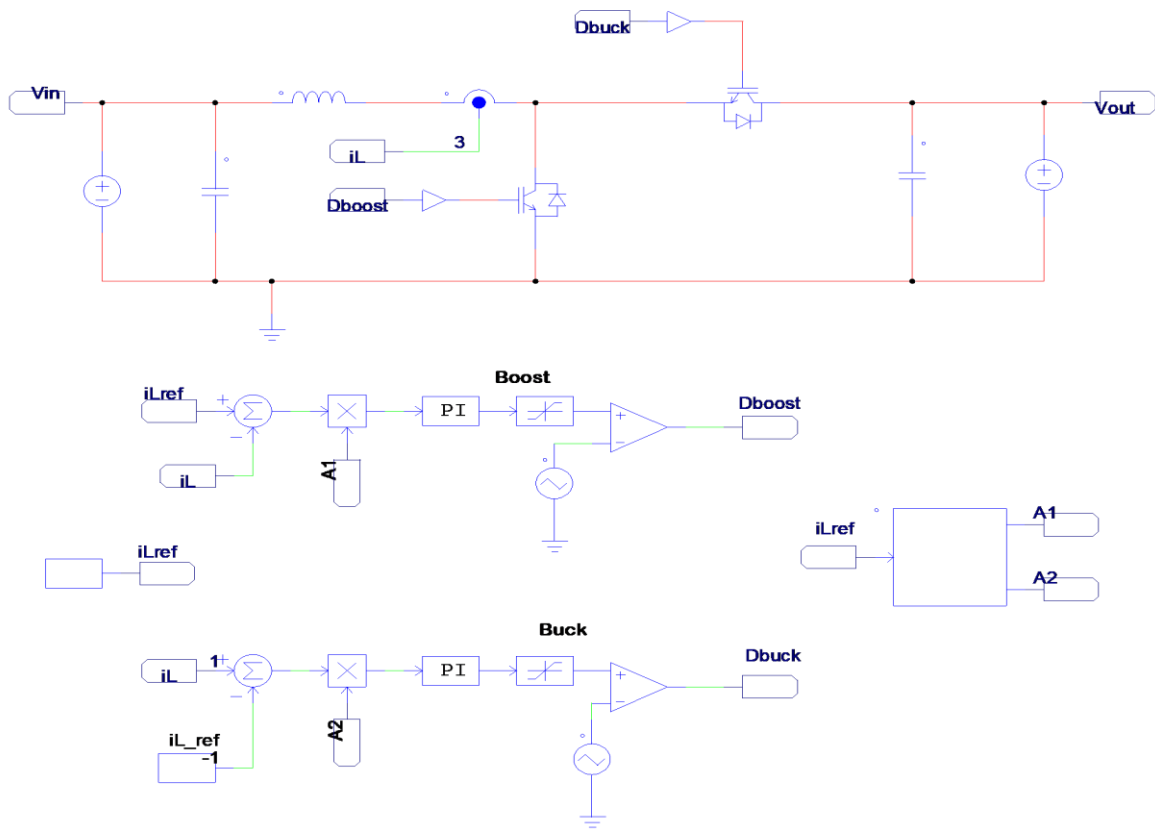


Figure IV.17 : Schéma d'un hacheur réversible en courant avec sa commande (en S).

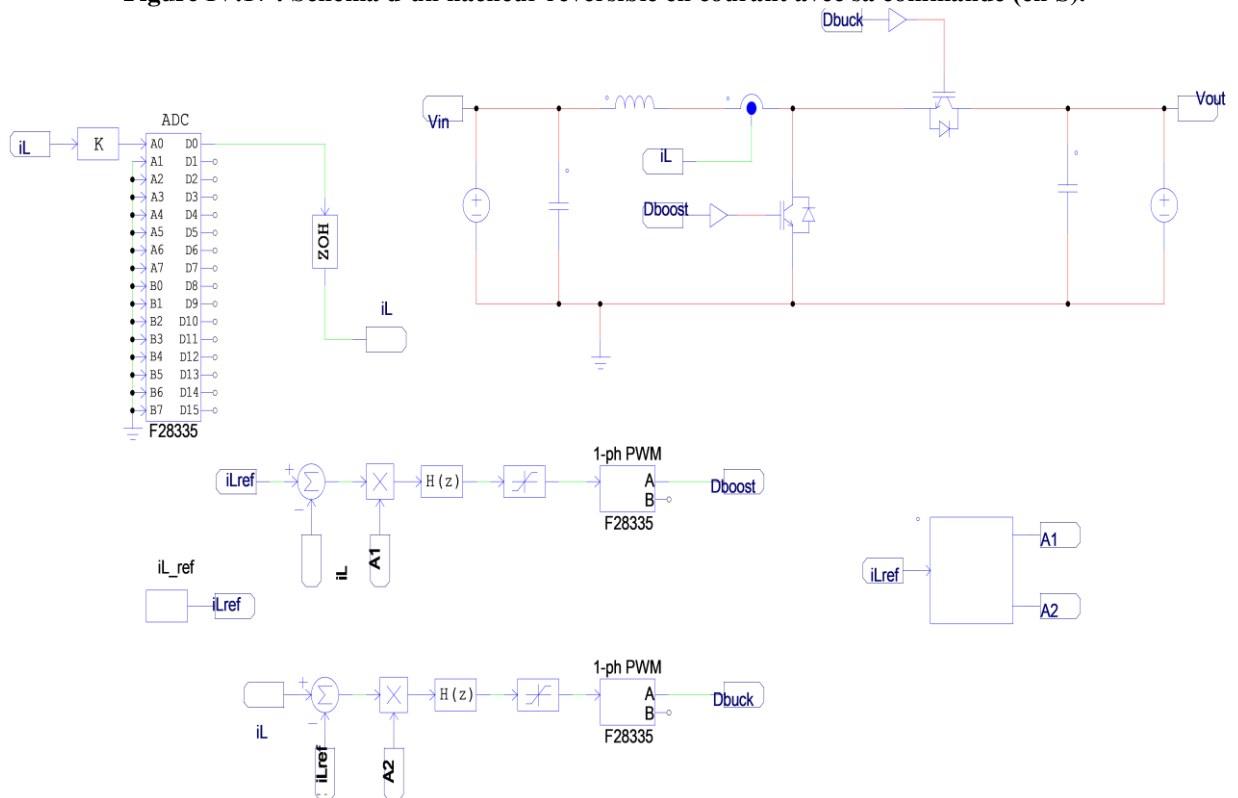


Figure IV.18 : Schéma d'un hacheur réversible en courant avec sa commande (en Z).

Nous avons simulé ce système en utilisant le logiciel PSIM

IV.5.1 Contrôle de décharge de la batterie

Les figures IV.19 et IV.20 représentent respectivement le courant i_L du convertisseur durant la décharge de la batterie (mode Boost) sans et avec perturbations par l'utilisation du contrôleur PI.

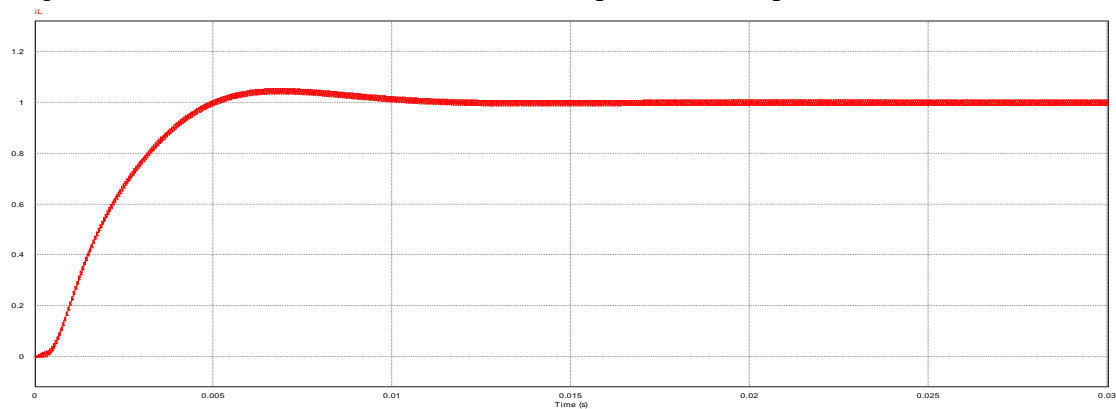


Figure IV.19 : Le courant i_L en mode Boost sans perturbation avec correcteur PI.

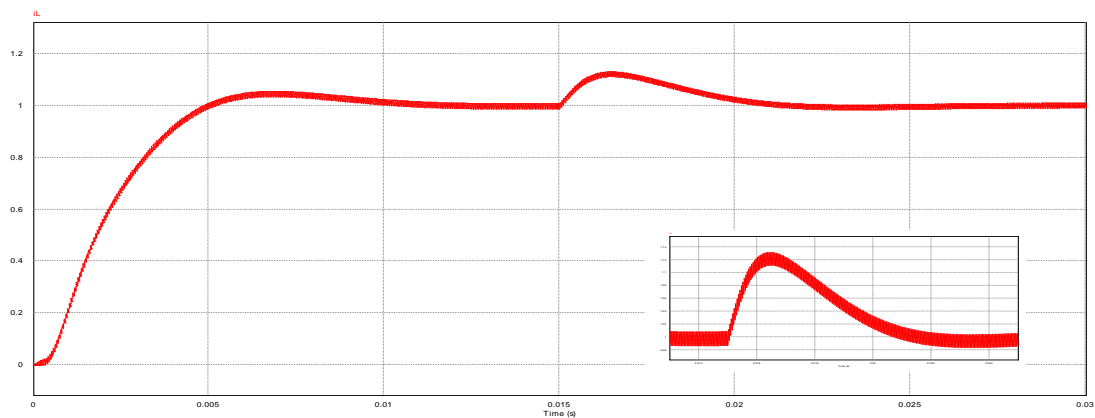


Figure IV.20 : Le courant i_L en mode Boost avec perturbation dans l'instant 10ms (correcteur PI).

Les figures IV.21 et IV.22 représentent respectivement le courant i_L durant la décharge de la batterie (mode Boost) sans et avec perturbations par l'utilisation du contrôleur type 3.

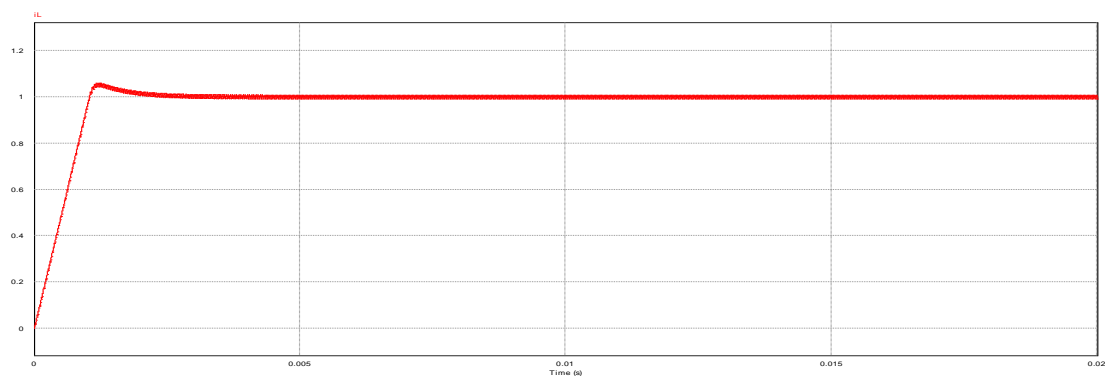


Figure IV.21 : La variation du courant i_L en mode Boost sans perturbation avec correcteur type 3.

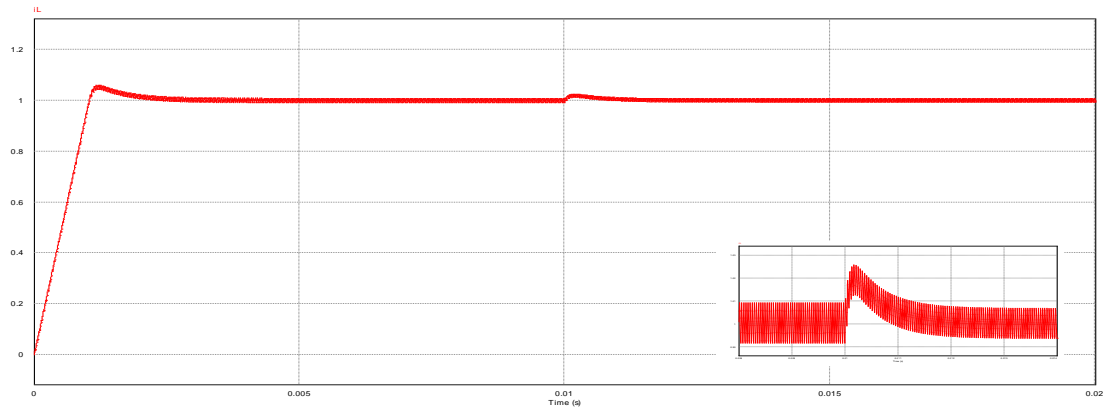


Figure IV.22 : La variation du i_L en mode Boost avec perturbation dans l'instant 15mS (correcteur PI)

IV.5.2 Contrôle de charge de la batterie

Les figures IV.23 et IV.24 représentent respectivement le courant i_L du convertisseur durant la charge de la batterie (mode Buck) sans et avec perturbations par l'utilisation du contrôleur PI.

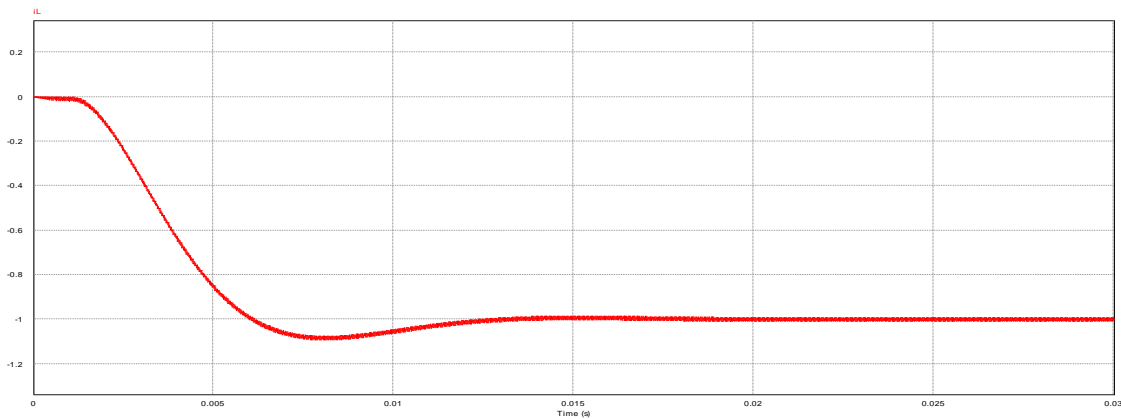


Figure IV.23 : La variation du courant i_L en mode Buck sans perturbation avec correcteur PI

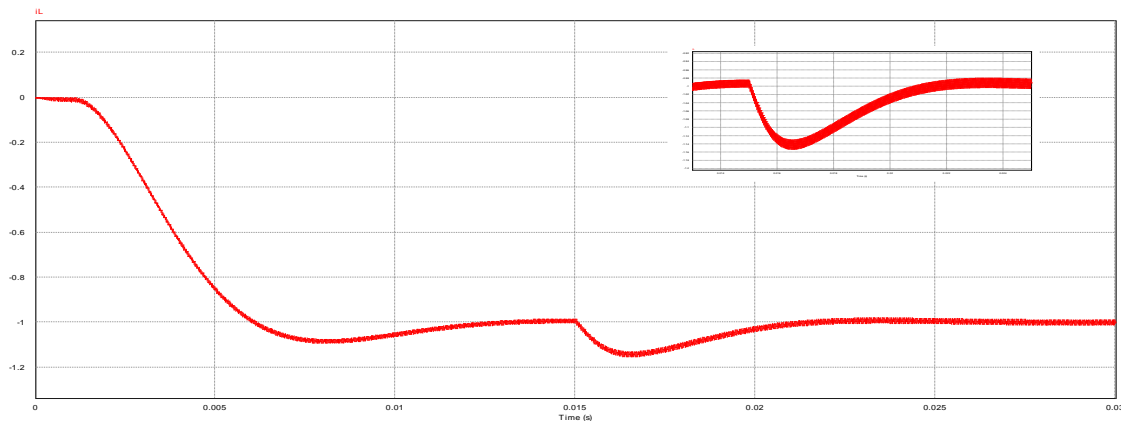


Figure IV.24 : La variation du i_L en mode Boost avec perturbation dans l'instant 10mS (correcteur PI)

Les figures IV.25 et IV.26 représentent respectivement le courant i_L du convertisseur Buck sans et avec perturbations par l'utilisation du contrôleur type 3

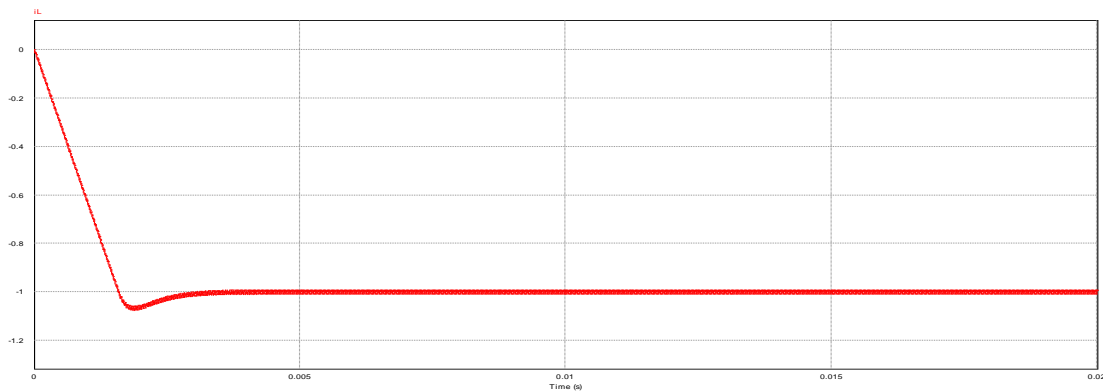


Figure IV.25 : la variation du courant i_L en mode Buck sans perturbation avec correcteur type 3

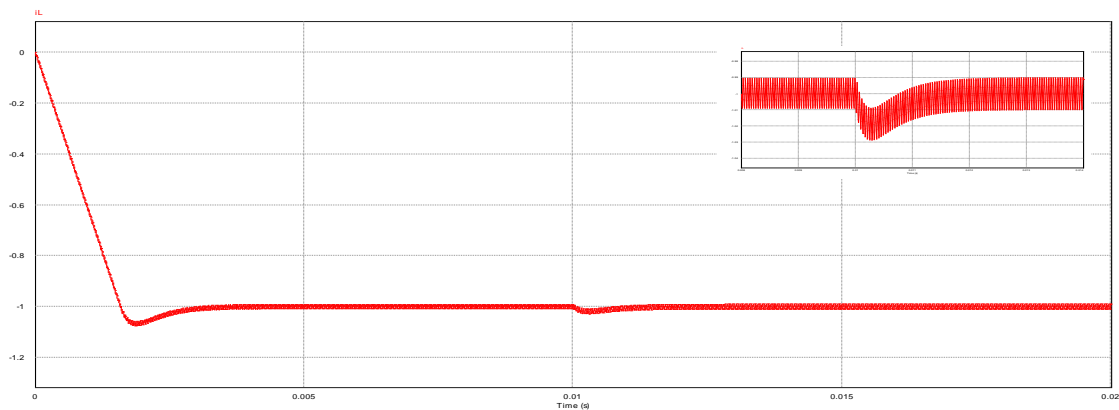


Figure IV.26 : La variation du i_L en mode Buck avec perturbation dans l'instant 15mS (correcteur type 3).

IV.5.3 Contrôle de l'état de charge (SoC) de la batterie :

Les schémas représentés respectivement dans les figures IV.27 et IV.28 montrent le principe de contrôle en S et en Z de l'état de charge de la batterie SoC qui soit maintenu dans un intervalle limité, généralement entre 40% et 80 %, pour éviter la surcharge et la décharge profonde de la batterie.

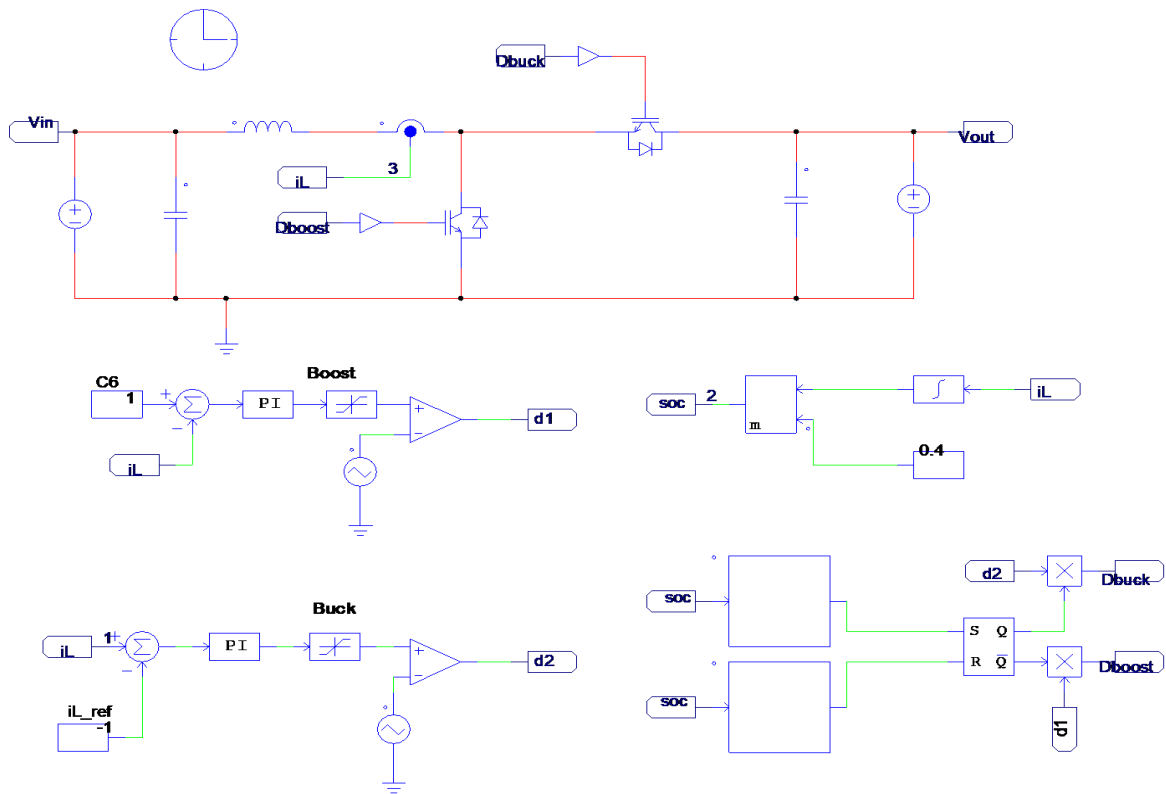


Figure IV.27 : Schéma de contrôle du SoC dans PSIM (en S).

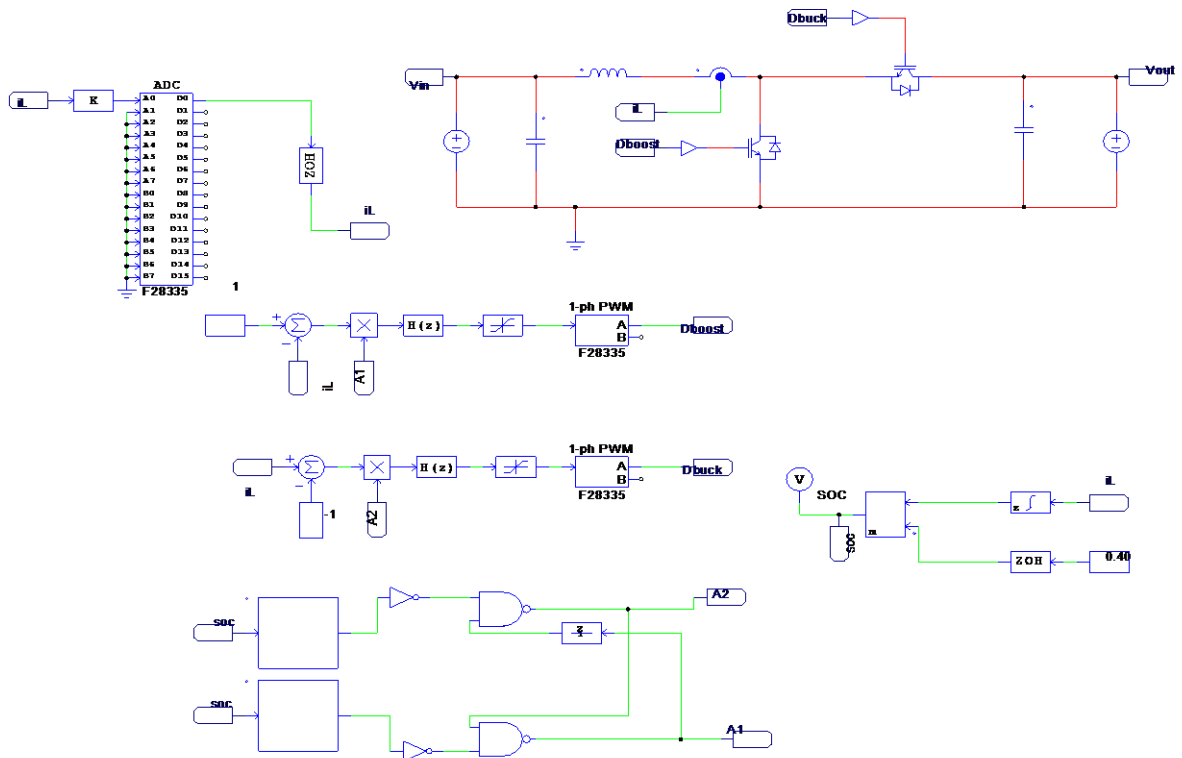


Figure IV.28 : Schéma de contrôle du SoC dans PSIM (en Z).

Les figures IV.29 et IV.30 représentent respectivement la variation du courant i_L et la variation son état de charge SoC pendant la charge et la décharge de la batterie.

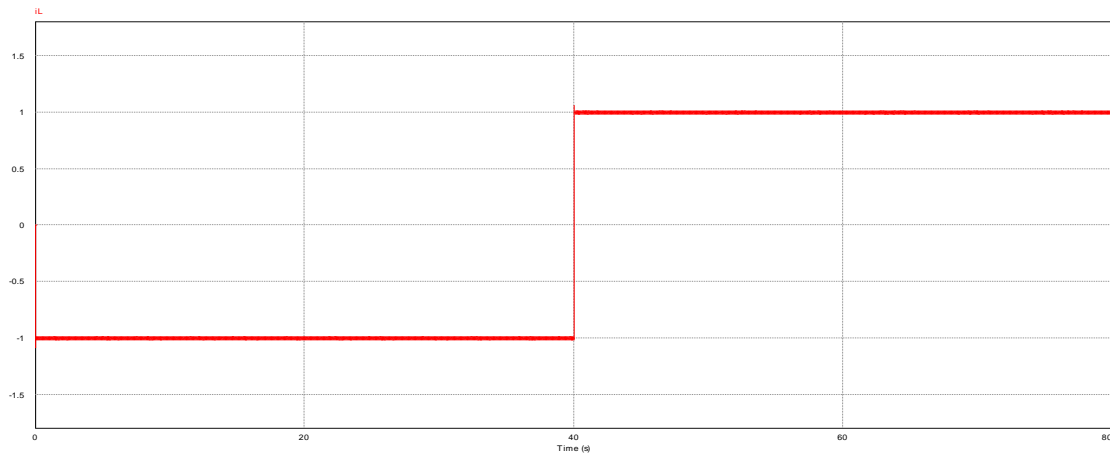


Figure IV.29 : La variation du courant i_L durant la charge et décharge de la batterie.

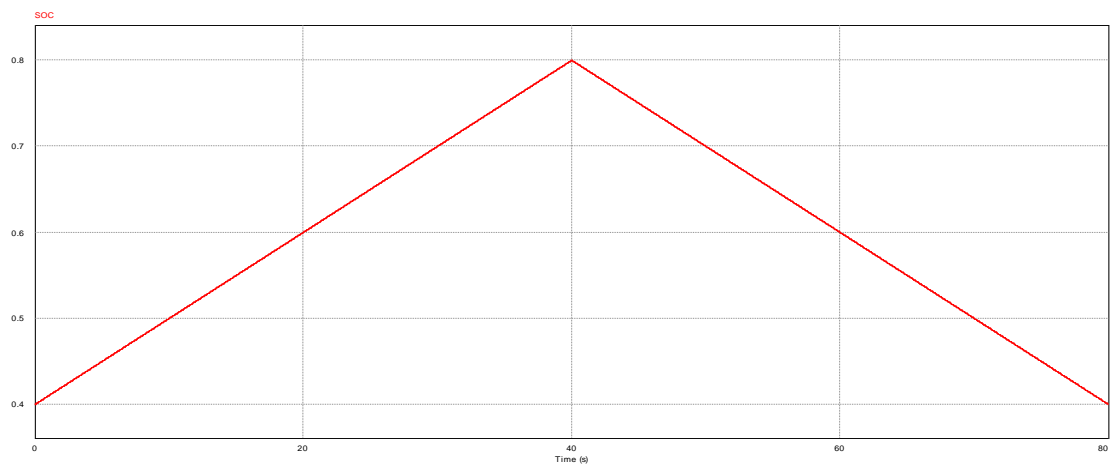


Figure IV.30 : La variation du SoC durant la charge et décharge de la batterie.

IV.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons penché sur les lois de commande linéaires appliquées sur les convertisseurs Buck-Boost. Ces dernières sont déterminées selon des exigences pour atteindre certains niveaux de performances (précision, rapidité, insensibilité aux bruits) et de robustesse.

Après avoir déterminé les paramètres des contrôleurs PI et type 3, nous avons simulé ces derniers dans l'environnement de PSIM et contrôlé la charge et la décharge autonome d'une batterie selon l'état de charge SoC.

Dans le dernier chapitre qui va suivre, nous allons montrer les différentes étapes entreprises pour réaliser notre hacheur bidirectionnel qui sera utilisé pour la charge et la décharge des batteries.

CHAPITE V :

Réalisation pratique et résultats expérimentaux

V.1 Introduction

Après la simulation des différents contrôleurs et la comparaison entre ces dernières, ainsi que la simulation d'une charge et décharge de batterie. On a pensé à donner une dimension pratique à notre travail en effectuant les tâches suivantes :

- Conception et Réalisation d'un Hacheur Buck-Boost réversible en courant.
- Tests et Essais pratiques.

Dans ce chapitre, il s'agit de concevoir et de réaliser un chargeur de batterie avec l'implémentation pratique des contrôleurs (PI et TYPE3) dans la carte DSP F28335.

V.2 Description du système

Nous allons décrire le schéma global du chargeur de batterie utilisé dans un micro-réseau. Ce chargeur aura pour mission de gérer l'énergie dans un bus DC et la transmettre vers la batterie selon un algorithme implémenté dans la carte de commande DSP F28335. La figure V.1 représente les parties principales dans la réalisation d'un tel dispositif.

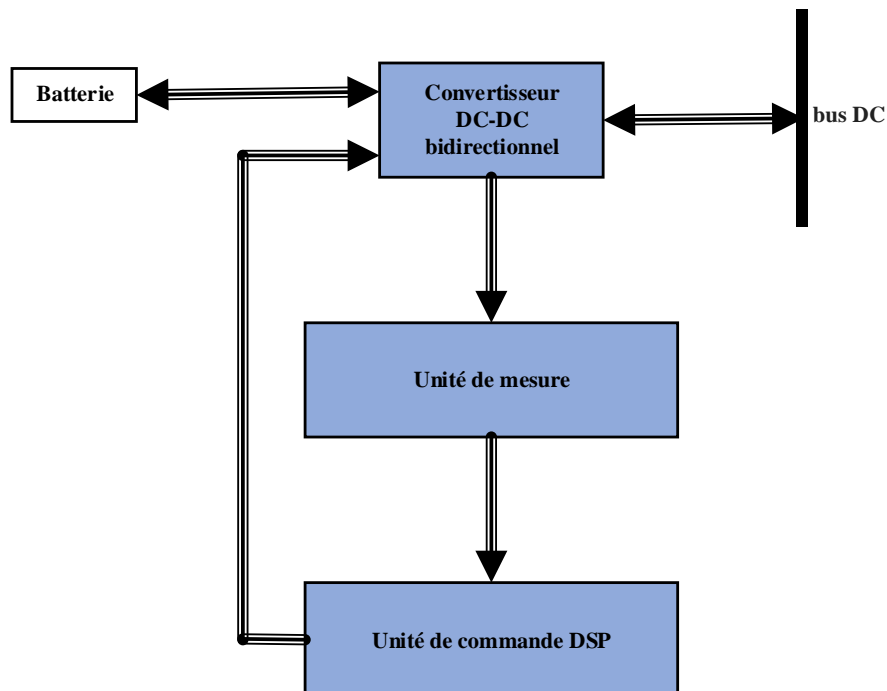


Figure V.1 : Schéma fonctionnel du chargeur de batterie

V.3 Description de la carte TI-F28335

Dans le présent travail, nous avons utilisé une carte de commande DSP de type F28335 pour contrôler notre chargeur de batterie.

Dans l'électronique de puissance les DSPs sont utilisés pour l'implémentation de la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion) numérique et la digitalisation du contrôle des convertisseurs de puissances DC-DC.

Un DSP processeur de traitement numérique du signal (Digital Signal Processor) est un composant électronique programmable de type processeur, il présente une puissance importante de calcul et d'implémentation des techniques numériques de traitement du signal. Cette puissance est assurée par sa grande vitesse d'exécution, ses fonctions spéciales et son jeu d'instructions optimisé pour le traitement numérique du signal et de l'automatisme. En effet, tout système fondé autour d'un DSP bénéficie des avantages dérivant de ses particularités architecturales et de programmation. On peut citer : le temps réel, la flexibilité, la fiabilité et la réduction des coûts.

Comme tout autre calculateur numérique, la F28335 nécessite un logiciel pour la conception de l'algorithme de commande et la génération de code. Il s'agit du logiciel de simulation et compilation PSIM. La capacité de génération automatique de code de ce logiciel permet, aux utilisateurs ayant peu d'expérience dans le domaine numérique, de générer du code et de l'exécuter très rapidement sur DSP [32].

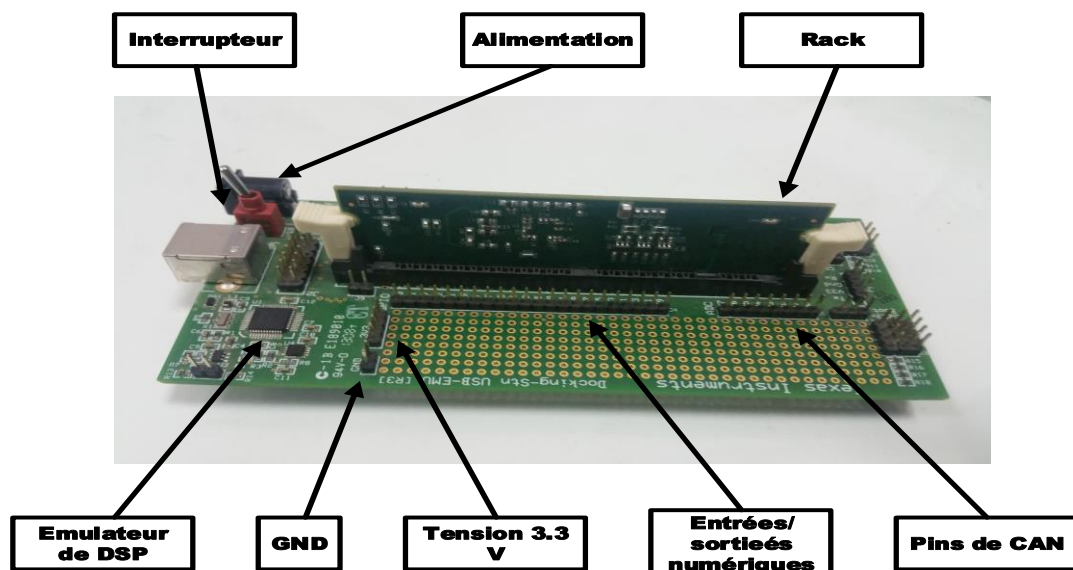


Figure V.2 : Photo réel du DSP F28335.

Le DSP F28335 décrit par la figure V.3 comprend 40 pins pouvant être configurées comme entrées ou sorties numériques.

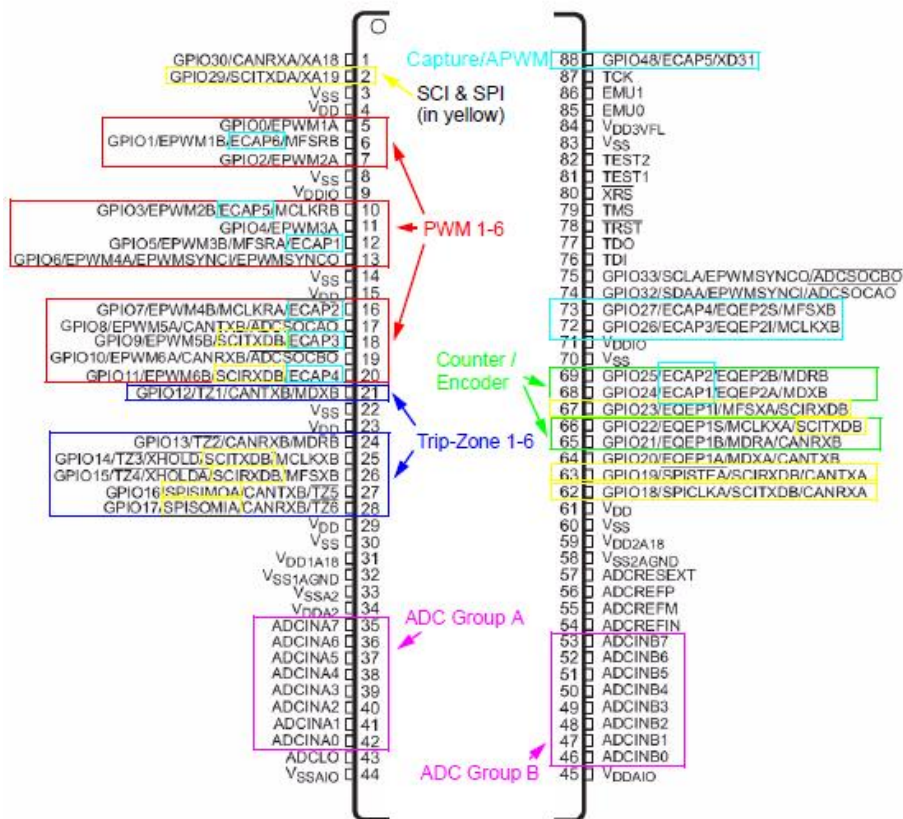


Figure V.3 : Affection de ports DSP F28335

Le DSP offre une excellente solution pour :

- Contrôle en temps réel du convertisseur de puissance (hacheur).
- Implémentation des techniques de commande (PWM).
- Implémentation des régulateurs (PI).

Il existe plusieurs applications des DSP, on peut les citer :

Communications : Modem, téléphonie, Télévision & radio numérique.

Audio : Mixage et édition, Effets, Suppression de bruit, Annulation d'écho.

Image / Vidéo : Compression/Codage, Traitement.

Militaire : Imagerie (radar), Cryptographie, Guidage de missiles, Navigation.

Médical : Equipements de monitoring (EEG, ECG), Imagerie (IRM...).

Instrumentation : Analyseurs de spectre, Générations de Fonctions.

Automatisation : Commande de machines, Contrôle de moteurs, Robots.

Automobile : Contrôle du moteur, Assistance au freinage, Aide à la navigation, Commandes vocales.

V.4 Passage de la commande analogique à la commande numérique

Comme tout autre calculateur numérique, la F28335 nécessite un logiciel pour la conception de l'algorithme de commande et la génération de code. Il s'agit du logiciel de simulation et compilation PSIM. La capacité de génération automatique de code de ce logiciel permet, aux utilisateurs ayant peu d'expérience dans le domaine numérique, de générer du code et de l'exécuter très rapidement sur DSP.

Les blocs périphériques du DSP sont le convertisseur A/N, le générateur MLI et les blocs d'entrée/sortie numériques.

La conception en mode continu a été transformée en mode discret, la fonction de transfert est donnée par la relation suivante.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}}$$

En utilisant « s2z Converter » de l'option « Utilites » du logiciel PSIM comme indiqué dans la figure V.4, on obtient les nouveaux paramètres de notre système en mode discret

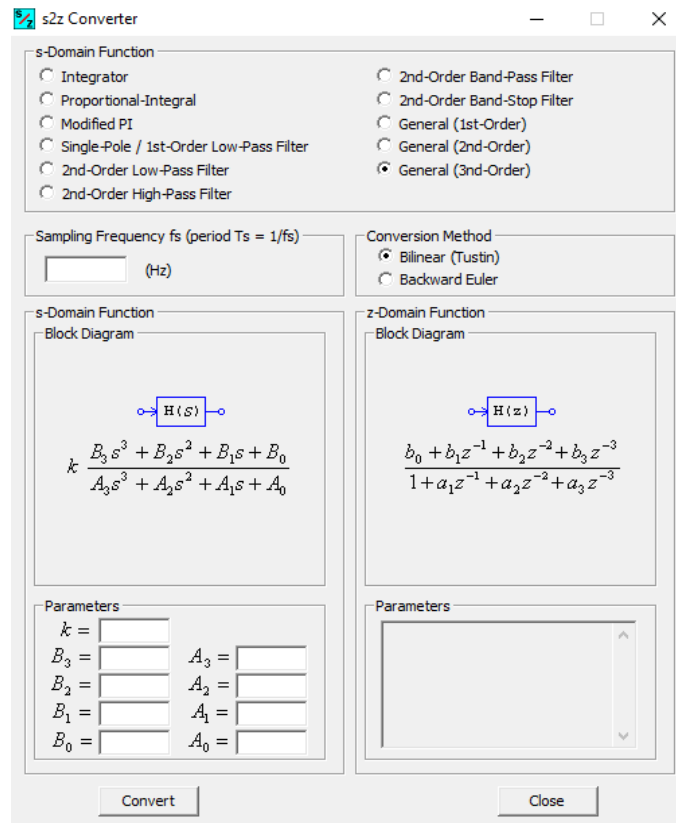


Figure V.4 : bloc s2z Converter du PSIM

V.4.1 Convertisseur analogique/numérique

Le DSP F28335 contient 16 canaux A / D, divisés en groupes A et B. Le convertisseur A/N peut fonctionner en mode Continu ou Start-Stop. La plage de tension de l'entrée A / N DSP est comprise entre 0 et 3.3V. La grandeur mesurée peut être une quantité continue ou une tension alternative [32].

Le circuit de normalisation est souvent nécessaire pour que le signal à l'entrée A / N soit compris entre 0 et 3.3 V. Le bloc convertisseur A/N dans PSIM comprend un circuit de décalage et peut être défini pour fonctionner en mode DC (avec entrée DC) ou AC (avec entrée AC).

Dans le circuit illustré dans la figure V.5, un signal DC est lu dans le canal A0 en mode continu.

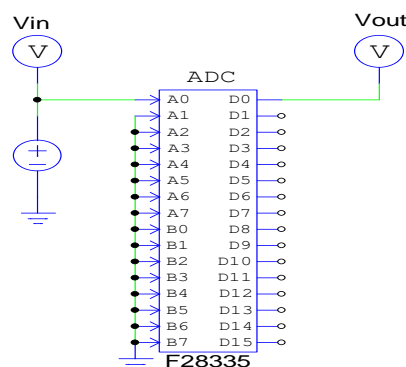


Figure V.5 : Convertisseur analogique/numérique

V.4.2 Générateur PWM

Le F28335 fournit 6 ensembles de sorties PWM (avec 2 sorties dans chaque ensemble, au total 12 sorties). La fonction PWM est réalisée par des simples générateurs PWM monophasés et triphasés dans PSIM. Une forme d'onde porteuse similaire à celle d'une simulation régulière est définie pour faciliter le réglage du générateur PWM.

La Figure V.6 montre un exemple de circuit pour un générateur PWM monophasé.

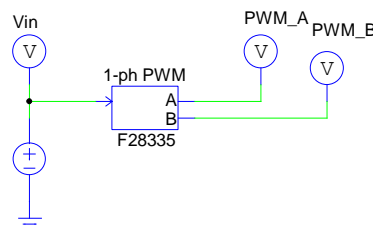


Figure V.6 : Générateur MLI monophasé.

V.5 Conception de la carte

Afin de pouvoir commander notre système, il est nécessaire de l'implémenter dans une carte de commande, réalisée à base de différents circuits électroniques qui sont :

V.5.1 Bloc d'alimentation

Les différents blocs de la carte commandent nécessite différentes tensions :

- 5 V pour la partie électronique
- 5V et 15V pour la partie de puissance

Dans la partie de puissance, on génère une tension de 5V pour une entrée de 15V. Il est à base de régulateur de tension le 78L05 comme la montre dans la figure v.7.

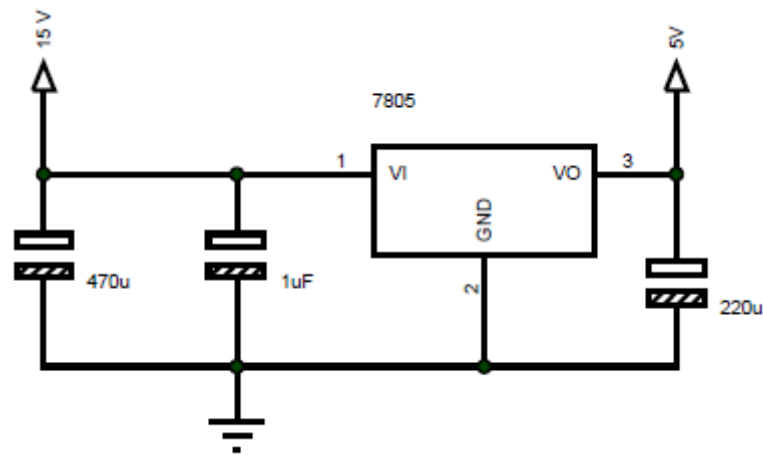


Figure V.7 : Réalisation d'une alimentation de 5V

V.5.2 Bloc de mesure

La carte DSP n'est pas capable de mesurer un courant. Une méthode indirecte doit être utilisée pour accomplir cette tâche. Il existe plusieurs méthodes permettant de mesurer un courant, tel qu'un capteur à effet Hall.

L'acquisition du courant a été faite par le modèle ACS756, c'est un capteur de courant à effet Hall à boucle fermée qui permet de mesurer avec précision des courants AC et DC et produit une tension continue proportionnelle au courant [33].

Le schéma du circuit contenant le capteur de courant à effet hall est donné par la figure v.8 :

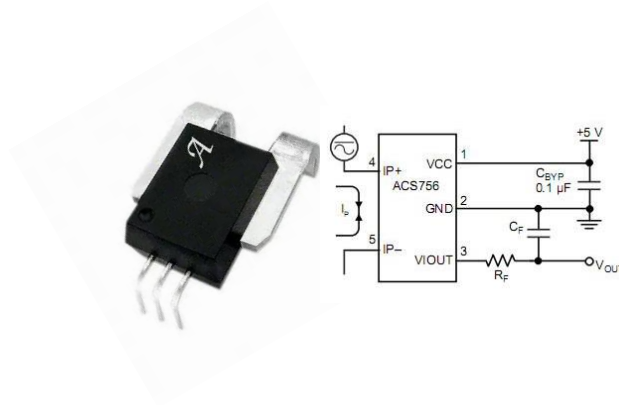


Figure V.8 : Capteur de courant ACS756

V.5.3 Bloc de puissance

V.5.3.1 Choix de l'optocoupleur

La carte DSP est sensible à tout type de perturbations extérieures, il est nécessaire de prévoir un circuit assurant la fonction d'isolation entre la carte de commande et le circuit extérieur. Nous avons dû utiliser un optocoupleur de type TLP250, donné par la figure ci-dessous.

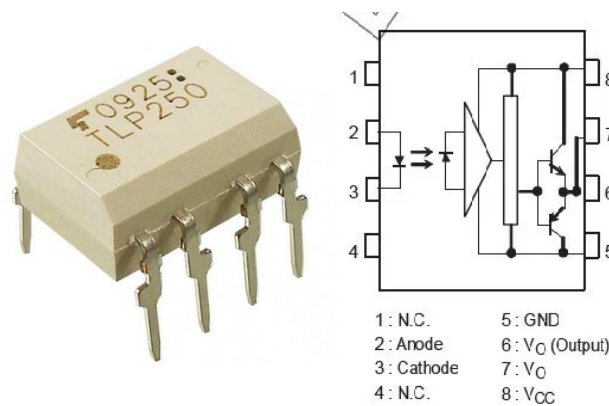


Figure V.9 : Optocoupleur TLP250

Son schéma, implémenté sur ISIS, est comme suit

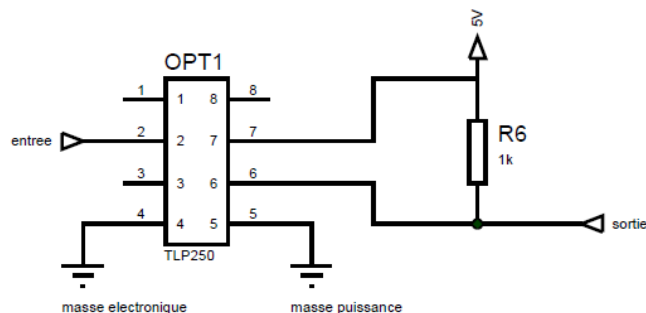


Figure V.10 : Simulation d'un optocoupleur sous ISIS.

Nous avons donc deux masses bien distinctes dans notre carte. La première est la masse électronique. Ainsi que la masse de puissance.

V.5.3.2 Driver à transistor

Le rôle du driver est d'améliorer le signal de sortie d'optocoupleur. Son signal de sortie est connecté à l'étage de puissance constituée d'un transistor IGBT.

Dans notre travail, nous avons besoin d'un driver à double sortie pour commander les deux transistors. Pour cela, nous avons réalisé ce driver (figure V.11) en utilisant des transistors NPN et PNP.

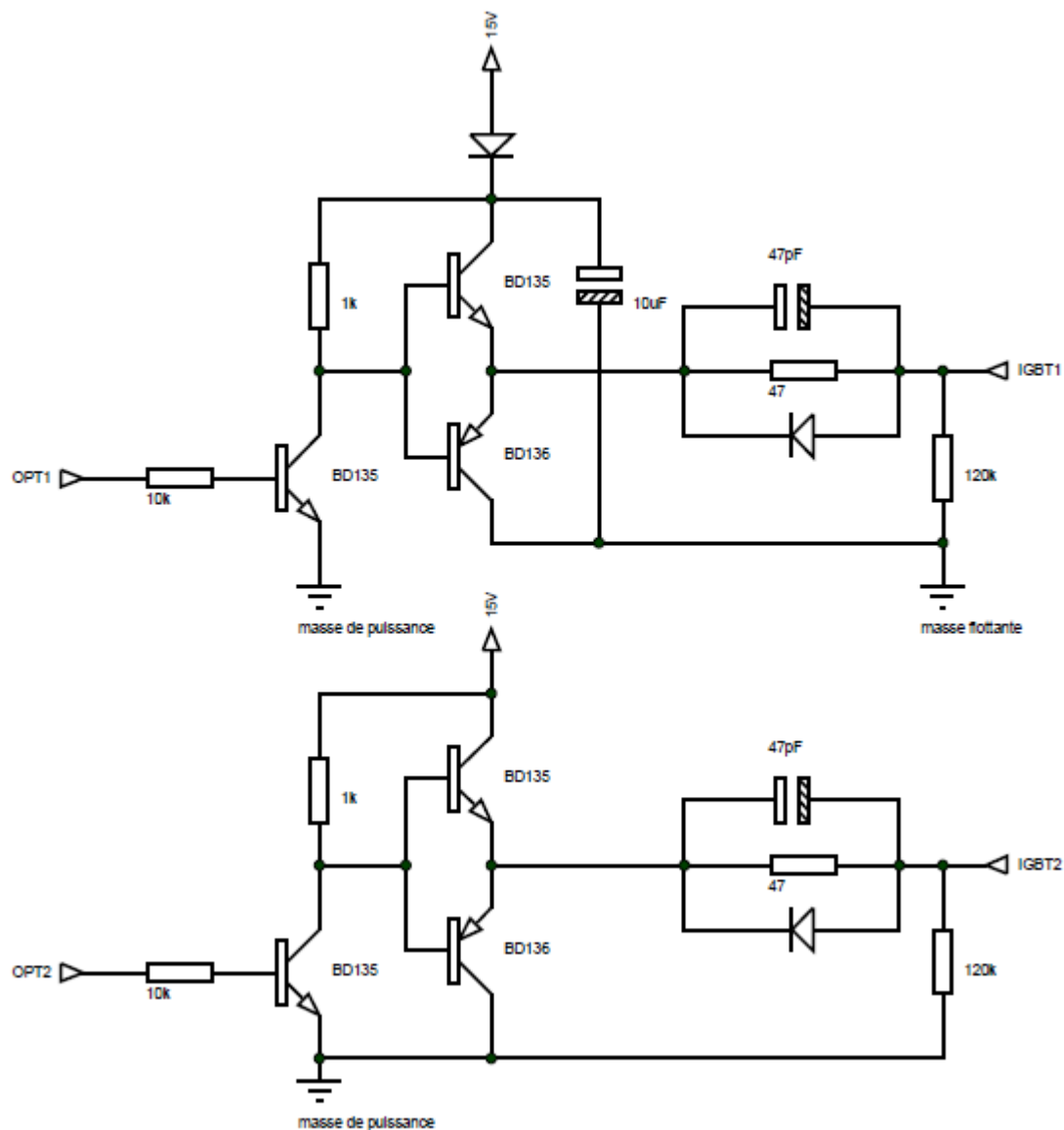


Figure V.11 : Schéma sur Isis d'un DRIVER

V.5.3.3 Choix du transistor IGBT

Nous avons choisi le transistor SK 60 GAL 125 pour sa disponibilité et ses caractéristiques principales :

Résistance à l'état on : $R_{DS(on)} = 36 \text{ m}\Omega$

- Tension drain-source maximale : $V_{DS(max)} = 1200\text{V}$.
- Courant Drain continu maximal à 25°C : $I_D = 35\text{A}$.
- Temps de montée : $t_r = 8.36 \text{ ns}$.
- Temps de chute : $t_f = 3.32\text{ns}$.

Le transistor SK 60 GAL 125 est donné par la figure

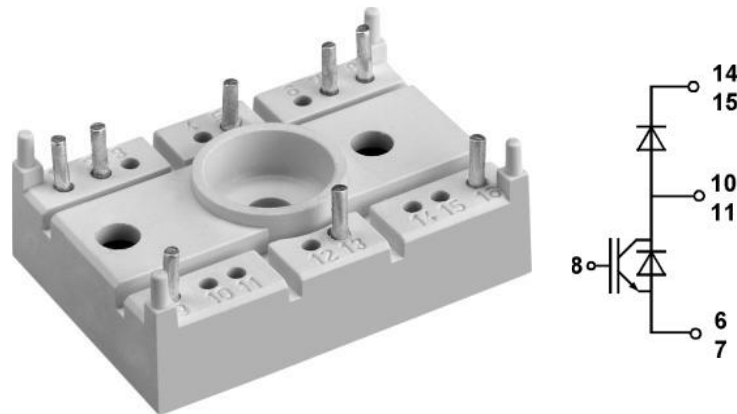


Figure V.12 : Transistor SK 60 GAL 125.

V.5.4 Choix de diode

La diode est choisie d'une façon qu'elle peut supporter le courant qui la traverse. La diode utilisée est une diode rapide de référence PYT30P.

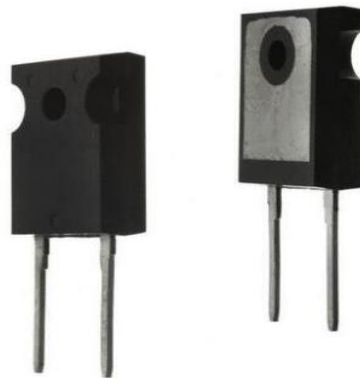


Figure V.13 : Diode rapide.

V.6 Présentation du prototype

Le schéma ci-dessous (figure V.14) représente notre prototype à réaliser, simulé sur ISIS ; elle représente une 1ère étape. Cela va nous faciliter la tâche pour pouvoir obtenir notre typon sur ARES pour fabriquer notre circuit imprimé.

Notre prototype comporte deux parties distinctes :

- 1 : partie électronique comportant un optocoupleur pour l'isolement.
- 2 : partie de puissance qui englobe un driver pour faciliter la commutation de nos transistors en fréquence et les composants de notre hacheur.

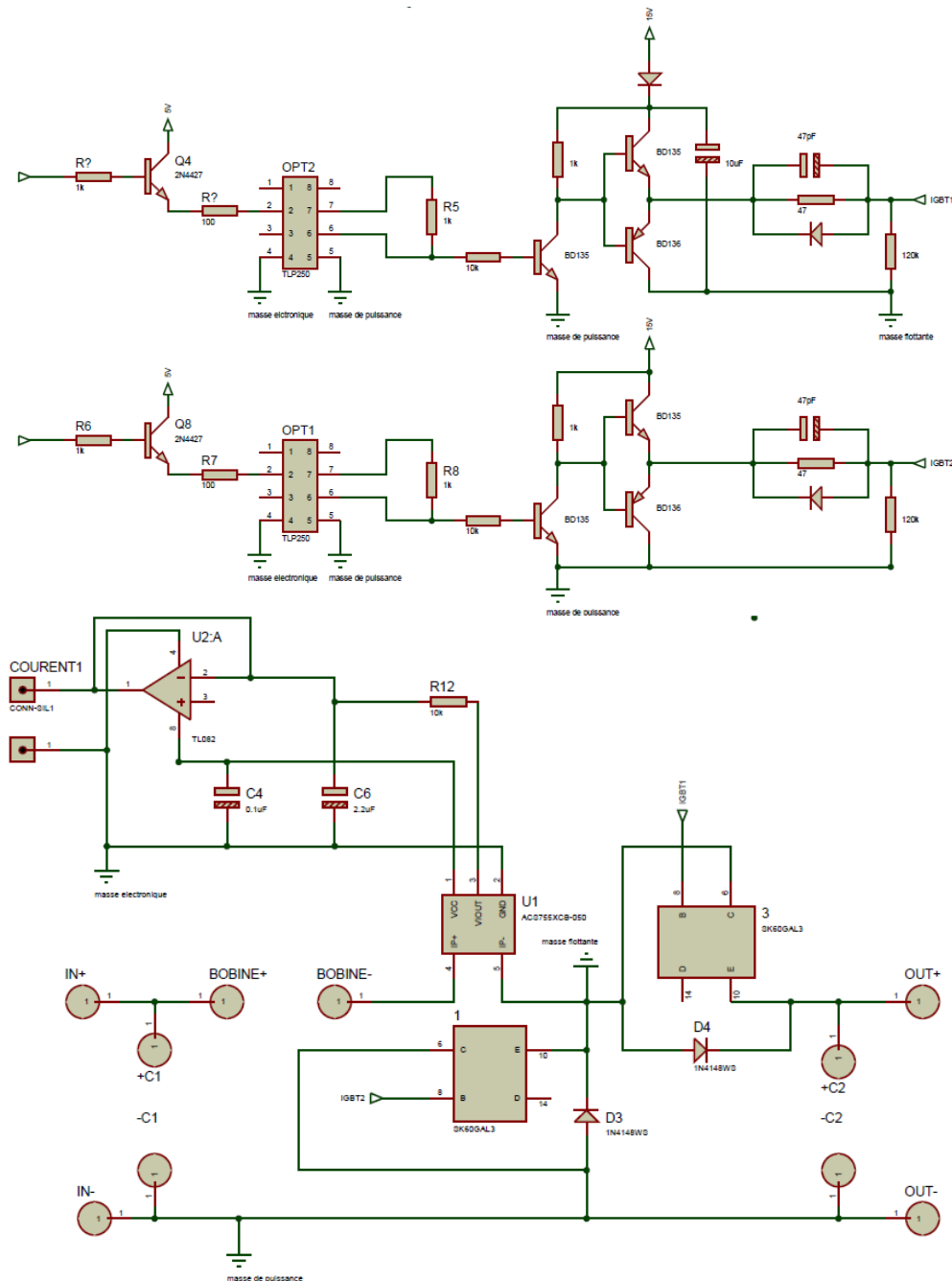


Figure V.14 : Schéma global de notre prototype dans ISIS.

Nous avons dû passer par l'intermédiaire du ARES pour réaliser notre circuit électronique et obtenir notre typon (figure V.15).

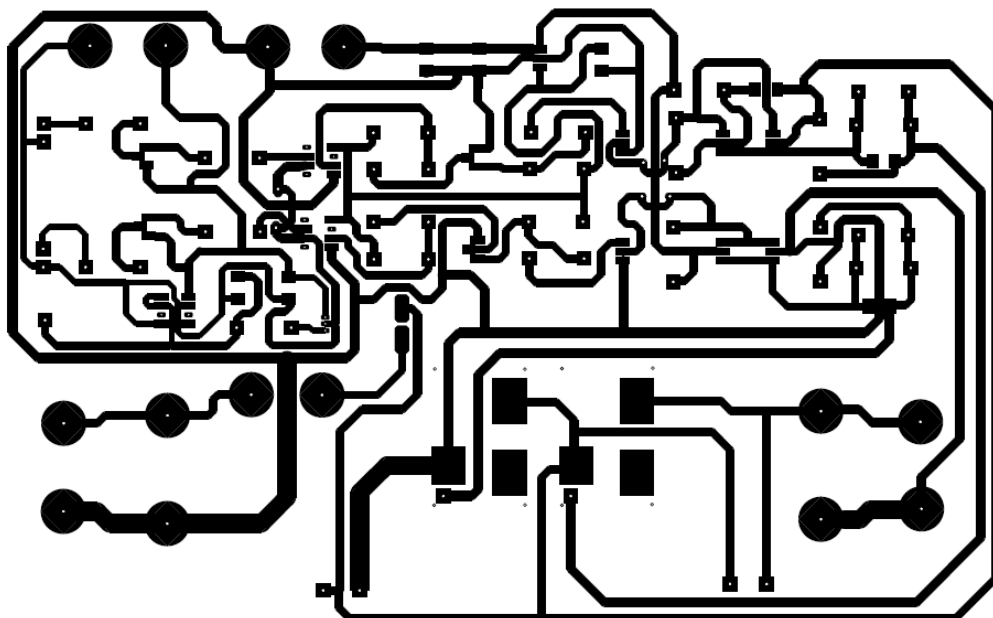


Figure V.15 : Schéma typon de Représentation globale de notre prototype.

La photo réelle de la maquette didactique réalisée est représentée sur la figure V.16.

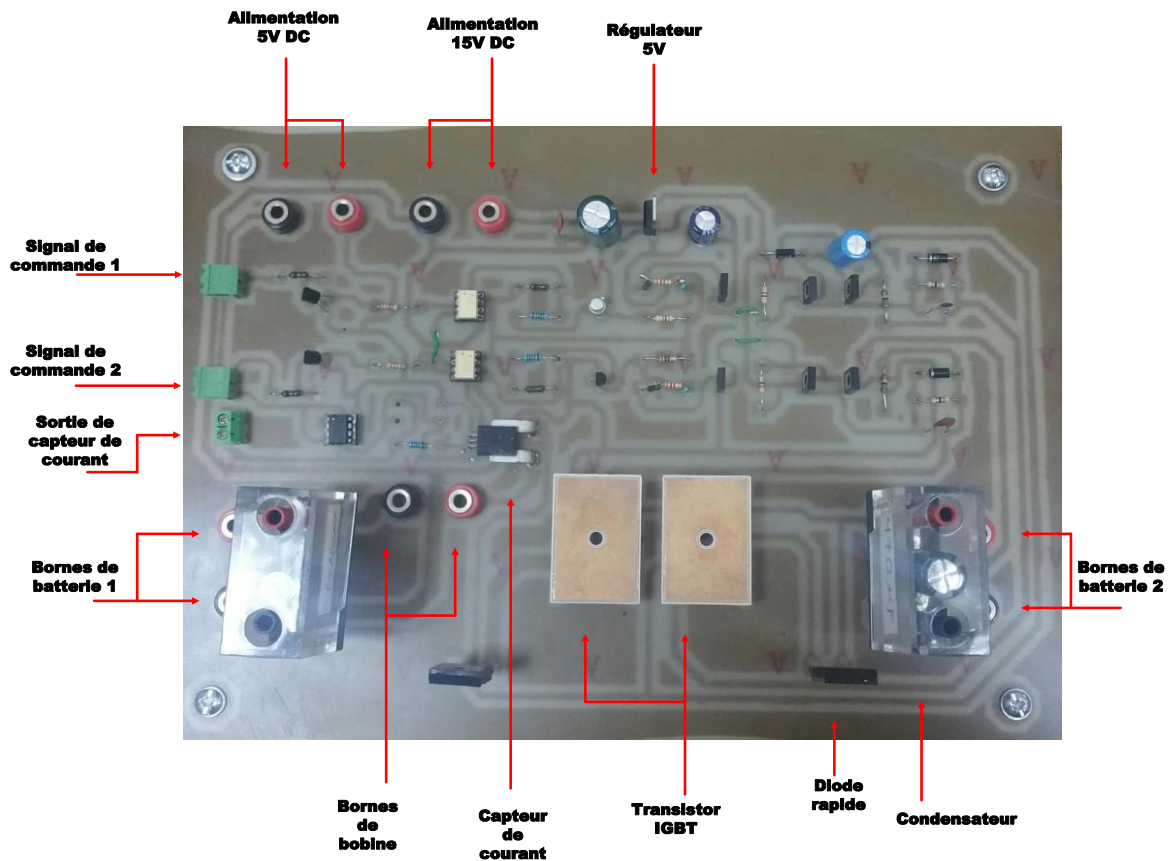


Figure V.16 : Photo réelle de la carte de le hacheur bidirectionnel.

V.7 Description du banc d'essai

Le banc d'essai expérimental sur lequel a été testée notre chargeur de batterie se compose des éléments suivants :

- La carte du convertisseur réalisée
- Une carte DSP de type F28335.
- Un ordinateur équipé de PSIM.
- Une alimentation stabilisée
- Batterie de 12 V.
- Alimentation de 7V.
- Résistance.

Le montage réalisé au laboratoire est illustré par la figure V.17

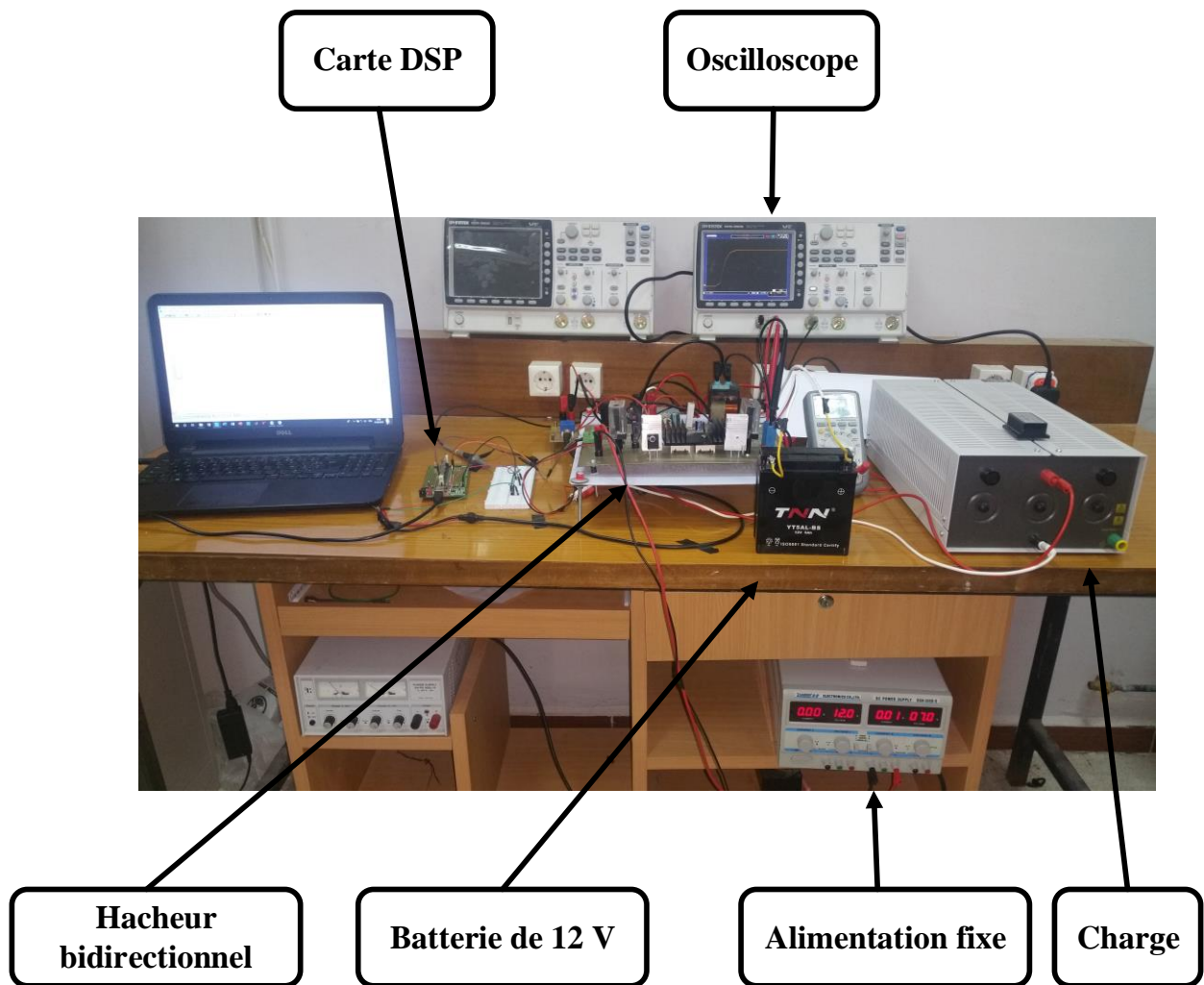


Figure V.17 : Photo réelle du banc d'essai.

V.8 Tests et essais pratiques

Cette partie est consacrée à la visualisation des différents signaux afin de vérifier le bon fonctionnement du système.

Nous avons utilisé l'oscilloscope numérique pour la visualisation du signal de commande PWM (sortie du processeur de traitement numérique de signal (DSP)).

V.8.1 Décharge de batterie

Dans cette expérience on a branché l'entrée de le hacheur réversible en courant (mode Boost) par une tension de 7V et sa sortie par une batterie de 12 V., ensuite on a régulé le courant dans l'inductance i_L à 1 A avec contrôleur PI (figure V.18) et contrôleur type 3 (figure V.19).

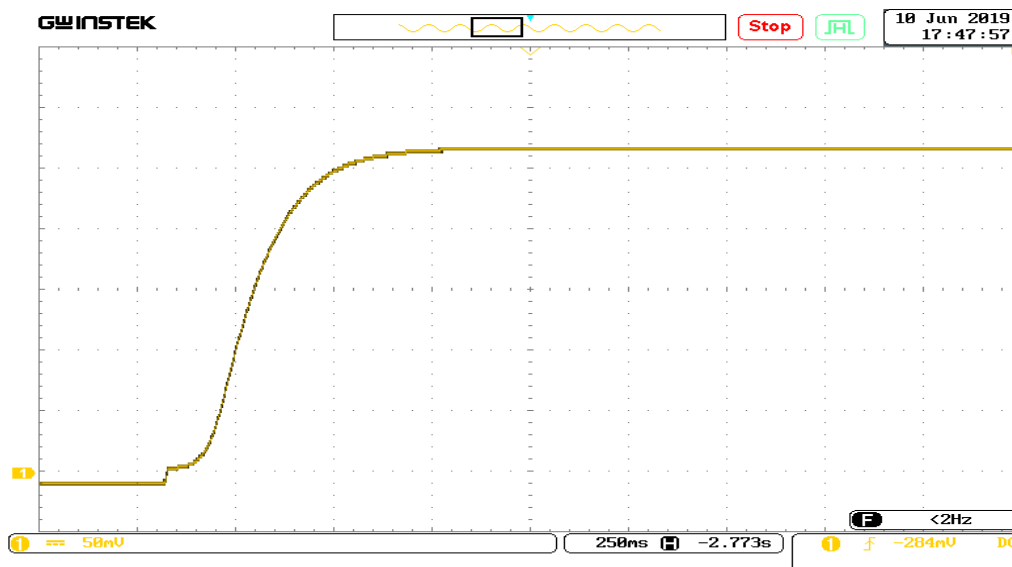


Figure V.18 : Signal de courant i_L en cas de décharge avec correcteur PI généré par le DSP.

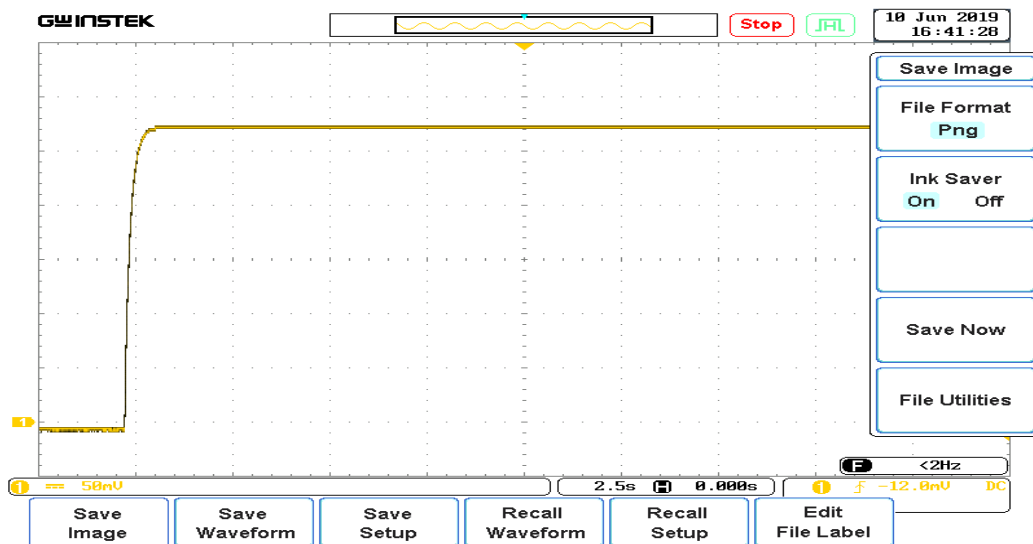


Figure V.19 : Signal de courant i_L en cas de décharge avec correcteur type 3 généré par le DSP.

V.8.2 Charge de batterie

Dans cette expérience on a branché l'entrée de le hacheur réversible en courant (mode Buck) par une batterie de 12V et sa sortie par une résistance de 7 Ω , en suite on a réglé le courant dans l'inductance i_L à -1 A avec contrôleur PI (figure V.20) et contrôleur type 3 (figure V.21).

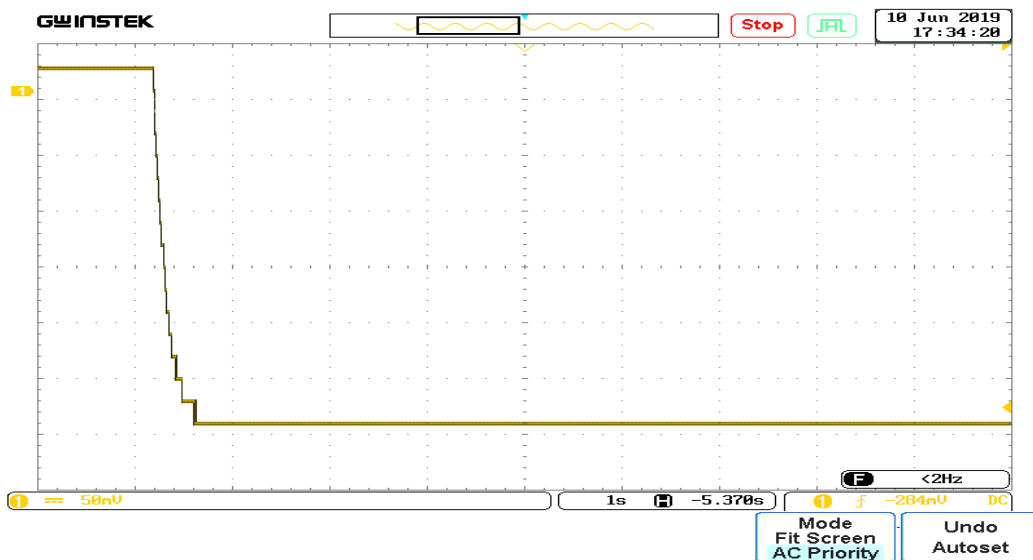


Figure V.20 : Signal de courant i_L en cas de charge avec correcteur PI généré par le DSP.

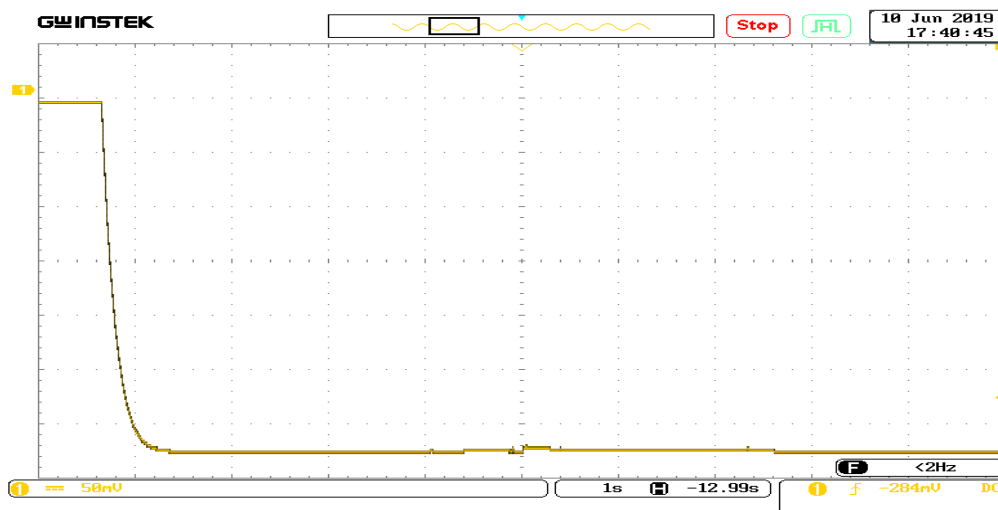


Figure V.21 : Signal de courant i_L en cas de charge avec correcteur PI généré par le DSP.

V.9 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les différentes étapes et la méthodologie suivie pour la conception et la réalisation de l'hacheur. Nous avons ensuite fait le choix des différents composants.

A partir de cette réalisation, nous avons également obtenu différents résultats pratiques qui nous a permis de vérifier le bon fonctionnement du chargeur de batterie en les comparant avec ceux obtenus par simulation.

CONCLUSION GENERALE

Au cours de notre travail nous nous sommes intéressés à l'intégration des batteries dans un micro-réseau. Au début, nous avons donné des généralités sur les micro-réseaux et les batteries.

Nous avons ensuite fait l'étude d'un convertisseur DC-DC réversible en courant qui est utilisé comme un chargeur des batteries. Cette étude étant d'une importance primordiale et nous permis de déterminer le modèle mathématique de ce convertisseur par la modélisation aux faibles signaux. On a également déterminé celle des régulateurs PI et type 3.

Puis, nous avons effectué une simulation détaillée de l'ensemble convertisseur, régulateurs PI et type 3 à l'aide du logiciel PSIM. Ensuite nous avons numérisé ces régulateurs. Ces derniers ont été aussi simulé avec le hacheur bidirectionnel pour confirmer ses validités.

Enfin, on a réalisé le chargeur des batteries après le dimensionnement des composants qui le constitue, à savoir l'inductance et les condensateurs. Un choix judicieux a été fait pour le transistor de puissance et la diode pour un bon fonctionnement de le hacheur, et on a donné une description de notre banc d'essai qui comprend le hacheur bidirectionnel, la cartes DSP de type 28F335 ainsi que le matériels utilisé (batterie, alimentation, oscilloscope...).

Grace à la réalisation de ce projet, certes que nous avons rencontré beaucoup difficulté sur la partie réalisation :

- Grands problèmes d'incertitude au niveau des composants utilisés.
- Le dimensionnement des valeurs des composants de l'hacheur Buck-Boost.
- Problème de confection de l'inductance et de la bobine identique à celle calculée.
- La durée insuffisante concrétisation totale du projet.

Mais ça valait la peine puisque c'était un domaine utile pour nous. Cette réalisation nous a permis de connaître plein de truc et comment gérer le problème. Cela nous a permis aussi de faire une recherche plus approfondie en comparant avec celle entreprise durant la phase de simulation.

LISTE DES REFERENCES

- [1] Guillaume Guérard, « Optimisation de la diffusion de l'énergie dans les Smart Grids », Thèse de doctorat, Université de Versailles, 2014.
- [2] Thanh Hung Pham, « Constrained optimization-based control for DC microgrids », Thèse de doctorat, université de Grenoble, 2017.
- [3] Jean Dobrowolski, « Modélisation, contrôle/commande et certification d'un micro-réseau électrique décentralisé avec entrées exogènes aléatoires et informations contraintes », Thèse de doctorat, université de Grenoble, 2018.
- [4] Allal El Moubarek BOUZID, « Elaboration d'une méthode de contrôle pour améliorer la robustesse d'un micro réseau électrique », Thèse de doctorat, école de technologie supérieure du Québec, 2017.
- [5] Abdel-Malek IMOKRANE, « intégration des commandes de statisme aux sources d'énergies renouvelables décentralisées », Thèse de doctorat, école de technologie supérieure du Québec, 2015.
- [6] Ngoc An Luu, « Control and management strategies for a microgrid », Thèse de doctorat, université de Grenoble, 2015.
- [7] <http://www.smartgrids-cre.fr/>
- [8] Q. Fu, A. Hamidi, A. Nasiri, V. Bhavaraju, S. B. Krstic, and P. Theisen, « The Role of Energy Storage in a Microgrid Concept : Examining the opportunities and promise of microgrids » IEEE Electrification Magazine, vol. 1, pp. 21-29, 2013.
- [9] B. Shoeiby, « Current regulator based control strategy for islanded and gridconnected Microgrids », Thèse de doctorat, Institut royal de technologie de Melbourne, Australie, 2015.
- [10] RAIS Younes, « Modélisation du rendement du convertisseur DC/AC dans un système photovoltaïque », Mémoire de Magister, école nationale polytechnique, Alger, 2012.

- [11] NOUALI Said, « Dimensionnement d'un système hybride photovoltaïque/éolien avec stockage d'énergie pour diverses applications », Mémoire de Magister, école nationale polytechnique, Alger, 2012.
- [12] DEKKICHE Abdelillah, « Modèle de batterie générique et estimation de l'état de charge », Thèse de doctorat, école de technologie supérieure du Québec, 2008.
- [13] Houssein Sweif, « Système de gestion et de surveillance des batteries utilisées dans les systèmes d'alimentation sans interruption », Mémoire d'ingénieur cnam, Centre Cnam Liban, Paris, 2013.
- [14] MAKHEBI Charaf-eddine, TOUMERT Mhand, « Etude et réalisation d'un régulateur analogique et numérique de la charge/décharge d'une batterie associée à un système photovoltaïque », Mémoire d'ingénieur d'état, école nationale polytechnique, Alger, 2007.
- [15] Ayoub ABID, Yassine BECHLAGHEM, « Etude et dimensionnement d'un convertisseur SEPIC pour une application photovoltaïque », Mémoire de Master, université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, 2012.
- [16] Ayoub ABID, Yassine BECHLAGHEM, « Etude d'une batterie de stockage dans un système photovoltaïque », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, 2011.
- [17] FERAHTIA Seydali, « Contrôle de la mise en parallèle des batteries dans un micro réseau DC », Mémoire de Master, université Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2017.
- [18] Daniel W.Hart, « Power Electronics », illustrée, Mc Graw-Hill, 2011.
- [19] KHORCHEF Nassima, « Etude du convertisseur superboost appliqué aux systèmes photovoltaïques », Mémoire de master, université Mohamed Boudiaf, Oran, 2010.
- [20] R. D. Middlebrook, Slobodan Cuk, « A general unified approach to modelling switching converter power stages », INT. J. ELECTRONICS, VOL. 42, NO. 6, 521-550, 2007.
- [21] J. Banu, J.B. and Moses, « A State Space Modeling of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converter with Active Switch », Circuits and Systems, 7, 187-197, 2016.
- [22] Antip Ghosh Mayank Kandpal, « State-space average Modeling of DC-DC Converters with parasitic in Discontinuous Conduction Mode (DCM) », Thèse de Master, NATIONAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY, Inde, 2010.

- [23] H. R. Karshenas, H. Daneshpajoo, A. Safaee, « Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems » Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids, ISBN 978-953-307-269-2, 2011
- [24] Premananda Pany1, R.K. Singh, R.K. Tripathi, « Bidirectional DC-DC converter fed drive for electric vehicle system », International journal of engineering, illustrée, Vol. 3, No. 3, 2011, pp.101-110, 2011.
- [25] Viswanatha V.a, Venkata Siva Reddy R, « Microcontroller based bidirectional buck–boost converter for photo-voltaic power plant », J. Electr. Syst. Inform. Technol. 2017
- [26] Ned Mohan, « Power Electronics », John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [27] RAIS Younes, « Modélisation du rendement du convertisseur DC/AC dans un système photovoltaïque », Mémoire de Magister, école nationale polytechnique, Alger, 2012.
- [28] BOUKELI Hacene Omar, « conception et réalisation d'une générateur Photovoltaïque Muni d'un convertisseur MPPT pour une meilleur Gestion énergétique », Mémoire de Magister, université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, 2011.
- [29] Aniruddha Datta, Guillermo J. Silva, « PID Controllers for Time-Delay Systems », 2005.
- [30] K. ASTROM AND T. HAGGLUND, « *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning* », 1995.
- [31] Katsuhiko Ogata, « *Modern Control Engineering* », 2009.
- [32] Ben Ahmed Bouzid, Chelbi Farid, « Implémentation sur DSP F28335 des Stratégies de Commande d'un Convertisseur DC/AC », Mémoire de Master, université A. Mira, BEJAIA, 2018.
- [33] MAMOUNI Rania, ZEMMITE Seddik, « Etude et réalisation d'un chargeur solaire par Arduino », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah, OUARGLA, 2018.

ملخص:

الطاقة المستخدمة في الشبكات الصغيرة هي طاقة متجددة بشكل طبيعي وليس لها أي تأثير سلبي على البيئة إلا أن كفاءتها منخفضة بسبب تقلب كمية الطاقة المنتجة المرتبطة بالظروف الجوية (درجة الحرارة، مستوى الإضاءة ...)، وبالتالي لا بد من توصيل الشبكة الصغيرة بنظام التخزين (البطارية)، وضمان توافر الطاقة في حالة العجز أو نقص الطاقة في الأحمال. هذا العمل يهدف الى دراسة وإنجاز شاحن ثنائي الاتجاه للبطارية المرتبطة بالشبكة صغيرة. قامت برامج PSIM والتجارب الميدانية بتأكيد حسن أداء هذا الشاحن. **كلمات مفتاحية:** البطارية، محول الطاقة، الشبكة الصغيرة، برنامج PSIM، حالة الشحن.

Résumé :

L'énergie utilisé dans les micro-réseaux est une énergie naturellement renouvelable et ne présente aucun impact négatif sur l'environnement sauf que son rendement est faible à cause de la fluctuation de la quantité d'énergie produite, liée aux conditions météorologiques (température, niveau d'éclairage ...), d'où l'impératif de relier le micro-réseau à un système de stockage (batterie), assurant une disponibilité de l'énergie en cas déficit ou de manque d'énergie dans les charges.

Ce travail s'intéresse à l'étude et la réalisation d'un chargeur bidirectionnel d'une batterie associée à un micro-réseau DC.

Des simulations effectuées sous PSIM et des mesures expérimentales confirment la bonne performance du notre chargeur de batterie.

Mots clés : batterie, convertisseur de puissance, micro-réseau, PSIM, Soc.

Abstract :

The energy used in micro grid is a naturally renewable energy and has no negative impact on the environment except that its efficiency is low because of the fluctuation of the amount of energy produced, related to the meteorological conditions (temperature, level of illumination ...), hence the need to connect the micro grid to a storage system (battery) ensuring availability of energy in case of deficit of energy in the loads.

This work is interested to study and realization of a bidirectional charger of a battery associated with a micro grid DC.

The simulation made out under PSIM and the experimental measures confirm the best performance of our battery charger.

Keywords : battery, power converter, micro-grid, PSIM, SoC.

