

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abbas Laghrour Khenchela

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electric



MEMOIRE Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **Master Académique**

Domaine : Sciences et Technologie **Filière** : Automatique **Spécialité** : Automatique

Thème

**Conception et Simulation d'un Convertisseur Buck Synchrone a
trois voies pour Poste à Souder Portable à Haut Rendement
Alimenté par Batterie 48V**

Réalisé par :

- DAHMANI DIA EL HAK

Encadré par :

- DR.BOUMAARAF ABDELAALI

Année Universitaire : 2025/2026

Remerciement

En premier lieu je tiens à remercier Allah le tout puissant de m'avoir aider et éclairer mon chemin. Ensuite j'adresse mes remerciements à mon encadreur Dr. BOUMAARAF ABDELALI pour sa disponibilité, ses orientations et ses précieuses conseils pour réaliser ce travail. Je souhaite également remercier les membres de jury désignés pour juger ce modeste travail. Enfin j'exprime ma sincère reconnaissance et gratitude à l'ensemble des enseignants qui ont contribué à ma formation le long de mon parcours scientifique de ma classe primaire jusqu'à ce jour de soutenance.

Dédicaces

Je dédie ce travail en signe de respect et reconnaissance

A mes très chers parents, mes frères et sœurs a tous les membres de la famille et
a tous mes amis

ملخص

يندرج العمل المقدم في هذه الأطروحة ضمن إطار دمج تقنيات إلكترونيات الطاقة في تصميم أجهزة تزويد الطاقة المستخدمة في الأدوات المحمولة عالية الطاقة (عدة كيلوواط) مثل ماكينات اللحام. وتكمن مصمم (خافض للجهد DC-DC محول) المساهمة الرئيسية في إثبات إمكانية تنفيذ محول خافض للجهد لنقل الطاقة من البطارية إلى نظام لحام مستقل تمامًا، صغير الحجم، وفعال، باستخدام مكونات السيليكونية القياسية MOSFET.

التصميم المختار هو محول متزامن ثلاثي الاتجاهات. وقد تم التحقق من صحته باستخدام محاكاة Simulink في برنامج Matlab. تُظهر نتائج المحاكاة أن هذا المحول الخافض للجهد قادر على توفير تيار أقصى قدره 140 أمبير عند جهد 25 فولت، وهو مناسب لعمليات اللحام بالقوس المعدني المحمي، وبكفاءة طاقة تتجاوز 95%.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'intégration des technologies de l'électronique de puissance dans la conception des dispositifs d'alimentation appliquée aux outils portables de fortes puissances (plusieurs kilowatts) tels que les postes à souder. L'apport principal réside dans la démonstration qu'un convertisseur DC-DC abaisseur ou Buck destiné à assurer le transfert d'énergie d'une batterie vers un système de soudage entièrement autonome, compact et efficace peut être réalisé avec des composants standards MOSFET silicium.

La conception retenue est un convertisseur synchrone à trois voies. Elle a été validée en utilisant la simulation par Simulink de Matlab. Les résultats de simulation montrent que ce convertisseur Buck est capable de délivrer un courant Max de 140 A sous une tension de 25 V adaptée aux procédés MMA (électrode enrobée) et avec un rendement énergétique dépassant 95 %.

Abstract

The work presented in this thesis falls within the framework of integrating power electronics technologies into the design of power supply devices applied to high-power portable tools (several kilowatts) such as welding machines. The main contribution lies in demonstrating that a buck converter (DC-DC step-down converter) designed to transfer energy from a battery to a fully autonomous, compact, and efficient welding system can be implemented using standard silicon MOSFET components.

The chosen design is a three-way synchronous converter. It was validated using Simulink simulation in Matlab. The simulation results show that this buck converter is capable of delivering a maximum current of 140 A at a voltage of 25 V, suitable for MMA (stick welding) processes, and with an energy efficiency exceeding 95%.

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur le soudage

I.1 Introduction.....	4
I.2 Les procédés de soudage.....	4
I.2.1 Soudage à l'arc électrique.....	5
I.2.1.1 Le procédé de soudage MIG/MAG.....	6
I.2.1.1.1 Principe des procédés MIG/MAG.....	7
I.2.1.2 Le procédé de soudage TIG.....	7
I.2.1.2.1 Principe du procédé TIG.....	8
I.2.1.3 Le procédé de soudage à l'arc à l'électrode enrobée.....	9
I.2.1.3.1 Principe du procédé de soudage à l'arc à l'électrode enrobée.....	9
I.3 Les éléments constituant une installation de soudage	10
à l'arc à l'électrode enrobée.	
I.3.1 Poste à souder.....	11
I.3.1.1 Caractéristiques d'un poste à souder.....	11
I.3.1.1.1 Alimentation électrique.....	11
I.3.1.1.2 Courant de sortie.....	12
I.3.1.1.3 La tension à vide.....	14
I.3.2 L'électrode enrobée.....	14
I.3.3 Porte électrode.....	16
I.3.4 Pince de masse pour poste à souder.....	17
I.3.5 Câbles pour poste à souder.....	17
I.3.6 Conclusion.....	18

Chapitre II : Généralités sur les Convertisseurs DC-DC Abaisseurs

II.1 Introduction.....	19
II.2 Les convertisseurs DC-DC.....	19
II.2.1 Le convertisseur DC-DC abaisseur ou Buck.....	20
II.2.2 Le Convertisseur DC-DC élévateur ou Boost Converter.....	20
II.2.3 Le Convertisseur abaisseur-élévateur (Buck-Boost Converter).....	21
a- Buck-Boost à deux switches.....	21
b- Buck-Boost à quatre switches.....	21
II.2.4 Le Convertisseur Cuk.....	22
II.2.5 Le Convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter)....	22
II.2.6 Le Convertisseur Flyback.....	23
II.3. Etude détaillée du convertisseur Buck.....	23
II.3.1. Principe de fonctionnement.....	24
II.3.1.2 Fonctionnement en conduction continue.....	27
II.3.1.2.1 La tension V_S	29
II.3.1.2.2 Le courant I_s dans la bobine.....	31
II.3.1.2.3 Le courant I_t en entrée du convertisseur.....	35
II.3.1.2.4 Le courant I_d dans la diode D	36
II.3.1.3 Fonctionnement en conduction discontinue.....	37
II.3.1.4 Limite entre conduction continue et discontinue.....	41
II.4 Conclusion.....	41

Chapitre III : Conception et simulation d'un convertisseur Buck synchrone

III.1 Introduction.....	43
III.2 Définition du cahier de charges.....	43
III.3.1 Conception préliminaire.....	43
III.3.2 Amélioration de la conception préliminaire.....	52

III.3.3 Conception finale.....	55
III.4 Conclusion.....	64
Conclusion générale.....	65

Liste des figures

N	Titre	Page
I.1	Composition type d'une installation manuelle de soudage MIG/MAG	6
I.2	Principe des procédés MIG/MAG	7
I.3	Composition type d'une installation manuelle de soudage TIG	8
I.4	Principe du procédé TIG	9
I.5	Principe du soudage à l'arc à l'électrode enrobée	10
I.6	Composition type d'une installation manuelle de soudage à l'électrode enrobée	11
I.7	Electrodes enrobées	14
I.8	Exemples de porte électrodes	16
I.9	Pince de masse pour poste à souder	17
I.10	Câbles pour poste à souder	18
II.1	Convertisseur Buck	20
II.2	Convertisseur Boost	21
II.3	Convertisseur Buck-Boost à deux switches	21
II.4	Convertisseur Buck-Boost à quatre switches	22
II.5	Convertisseur Cuk	22
II.6	Convertisseur SEPIC	23
II.7	Convertisseur Flyback	23
II.8	Principe du convertisseur Buck	24
II.9	Schéma de principe d'un convertisseur Buck	25
II.10	Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S	26
II.11	Hacheur Buck et sa charge	27
II.12	Formes d'ondes des courants et tensions d'un Hacheur Buck	28
II.13	Tension V_s en sortie du hacheur Buck	29
II.14	Ondulation de la tension V_{s0} et du courant I_{s0}	30
II.15	Ondulation du courant I_s	33
II.16	Courant I_t en entrée du convertisseur	35
II.17	Transformateur continu	36
II.18	Formes d'ondes des courants et tensions en conduction discontinue	39
III.1	Convertisseur Buck conventionnel	44
III.2	Convertisseur Buck conventionnel avec IGBT	46
III.3	Paramètres de sortie du convertisseur Buck avec IGBT	47
III.4	Paramètres de charge du convertisseur Buck avec IGBT	48
III.5	Convertisseur Buck conventionnel avec MOSFET	49
III.6	Paramètres de sortie du convertisseur Buck avec MOSFET	50
III.7	Paramètres de charge du convertisseur Buck avec MOSFET	51
III.8	Convertisseur Buck synchrone	53
III.9	Paramètres de sortie du convertisseur Buck synchrone	54
III.10	Paramètres de charge du convertisseur Buck synchrone	55
III.11	Convertisseur Buck synchrone à trois voies proposé	56
III.12	Simulation du convertisseur Buck synchrone à 3 voies	57

III.13	Les signaux de commande V_g pour MOSFET haut et V_{gCompl} pour MOSFET	58
III.14	Le convertisseur Buck synchrone pendant la durée $\alpha.T$	59
III.15	Les tensions de sortie V_{S1} , V_{S2} et V_{S3}	59
III.16	Les courants de sortie I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} et I_L	61
III.17	Le convertisseur Buck synchrone pendant la durée $(1-\alpha).T$	62
III.18	Paramètres de charge du convertisseur Buck synchrone à trois voies	64

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Parmi les procédés d'assemblages mécaniques, l'assemblage par soudage qui est le plus répandu dans la plupart des domaines industriels (transport, industrie pétrolière et gazeuse, construction navale, aéronautique...etc.). C'est une opération qui consiste à réunir deux ou plusieurs parties constitutives d'un assemblage, de manière à assurer la continuité entre les parties à assembler, soit par chauffage, soit par intervention de pression, soit par l'un et l'autre, avec ou sans emploi d'un produit d'apport dont la température de fusion est du même ordre de grandeur que celle du matériau de base. La composition chimique des matériaux à assembler ainsi que leurs caractéristiques mécaniques présentent un des éléments essentiels intervenant dans le choix d'une part du métal d'apport destiné à leurs jonctions et d'autre part du procédé de soudage approprié qui peut être l'un des suivants :

- Soudage à l'arc électrique.
- Soudage par résistance électrique.
- Soudage par faisceau d'électron.
- Soudage par plasma.
- Soudage par laser.

Le soudage à l'arc est un procédé d'assemblage largement utilisé dans l'industrie, la construction et la maintenance. Traditionnellement, les postes à souder sont alimentés par le secteur électrique, limitant ainsi leur autonomie énergétique et leur portabilité. Les applications mobiles (chantiers isolés, interventions d'urgence, travaux en hauteur, secteur agricole) nécessitent des équipements légers, compacts et autonomes. Les solutions actuelles reposent principalement sur des générateurs thermiques, bruyants, polluants et nécessitant une maintenance importante. Cependant, l'émergence des technologies de batteries lithium-ion à haute densité énergétique et les avancées technologiques en électronique de puissance ouvrent de nouvelles perspectives pour le développement de postes à souder portables et autonomes.

Les postes à souder sur batterie représentent une alternative écologique et silencieuse mais leur développement se heurte à plusieurs défis techniques :

- **Gestion de la puissance** : Un poste à souder nécessite des courants élevés (100-200 A) sous tension modérée (20-30 V), soit des puissances de 2-5 kW.
- **Rendement énergétique** : Critique pour maximiser l'autonomie sur batterie.
- **Compacité et masse** : Essentielles pour la portabilité.
- **Qualité de l'arc** : Nécessite une régulation précise du courant et une dynamique rapide.
- **Amorçage fiable** : L'ionisation de l'air nécessite des tensions transitoires élevées.

Plusieurs travaux ont exploré l'alimentation des postes à souder par batteries. Les architectures à deux étages (Boost + Buck) permettent de gérer une large plage de tension batterie mais introduisent des pertes supplémentaires et augmentent la complexité [1], [2]. Les convertisseurs résonnants offrent de bons rendements mais sont complexes à commander [3]. Les topologies à découpage direct (Buck ou Forward) sont plus simples mais nécessitent une tension batterie suffisamment élevée [4].

Le travail que nous présentons dans ce mémoire propose une architecture optimisée basée sur un convertisseur Buck synchrone à trois voies alimenté par une batterie LiFePO4 48V. Cette configuration présente plusieurs avantages :

- ✓ Simplicité de l'architecture (un seul étage de puissance)
- ✓ Rendement élevé (>95%)
- ✓ Compatibilité avec les batteries 48V standards du marché
- ✓ Compacité accrue

Les contributions principales de ce travail sont :

1. Le dimensionnement complet d'un convertisseur Buck synchrone 3,5 kW à 10 kHz
2. Une stratégie d'optimisation thermique par parallélisation de MOSFETs

La suite de ce mémoire est organisée comme suit : dans le premier chapitre nous donnerons des généralités sur le soudage, le deuxième chapitre passera en revue les différents types des convertisseurs DC-DC avec une étude détaillée des convertisseur abaisseur ou Buck, le troisième chapitre sera réservé à la présentation des différentes étapes suivies pour concevoir notre convertisseur Buck (dévolteur ou abaisseur) synchrone avec des simulations permettant de valider le circuit conçu et dimensionné. Enfin ce mémoire sera clôturé par une conclusion et quelques perspectives.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LE SOUDAGE

I.1 Introduction

L'histoire du soudage est liée notamment à l'histoire de la métallurgie, et son origine remonte à l'âge du bronze. Jusqu'au Moyen Âge, l'art des chaudronniers et forgerons s'est développé et plusieurs objets en fer ont été produits en utilisant la technique du martelage / soudage. Jusqu'au milieu du XIXe siècle, les procédés de soudage évoluent peu, c'est vers 1850 qu'on commence à se servir du gaz pour chauffer les métaux à souder.

À la fin XIXe siècle, de nouveaux procédés sont mis en œuvre, tels que le soudage oxyacétylénique, le soudage aluminothermique, le soudage à l'arc électrique, le soudage par résistance. Tous ces procédés connaîtront leur essor industriel vers 1920.

À partir de 1950, de nouveaux procédés sont mis au point, tels que le soudage par faisceau d'électrons, le soudage par faisceau laser, le soudage par impulsion magnétique, et le soudage par friction malaxage [5].

Cette évolution des procédés de soudage est naturellement accompagnée d'un développement croissant de l'appareillages adéquats à l'exécution de ces procédés. Dans la suite de ce chapitre nous donnerons un aperçu sur les différents procédés de soudage avec plus de détails sur le procédé de soudage à l'arc qui fait l'objet de notre travail.

I.2 Les procédés de soudage

Les procédés de soudage sont au cœur des industries de fabrication et de construction, permettant d'assembler durablement divers matériaux. Quel que soit le secteur, ces techniques sont essentielles pour garantir des structures solides et fiables. Chaque procédé de soudage répond à des besoins spécifiques, variant selon les types de matériaux, l'épaisseur des pièces ou encore les conditions d'application.

L'objectif de la soudure est de créer une continuité permanente entre deux éléments métalliques, avec ou sans métal d'apport. Elle se réalise soit par fusion, soit par pression, soit par malaxage, et sans altérer les propriétés des matériaux. Selon les caractéristiques du métal ou de l'alliage, la technique à adopter diffère, avec différents types de soudage possibles :

- **Le soudage autogène ou homogène** : les pièces à assembler et, le cas échéant, le métal d'apport sont de même nature ou de composition très proche ;
- **Le soudage hétérogène de type A** : les éléments à assembler sont de même nature. Le métal utilisé en apport en revanche est d'une nature différente. Il est liquide ou atteint son point de fusion avant les pièces ;

- **Le soudage hétérogène de type B** : tous les éléments qui interviennent dans l'assemblage de la structure, les pièces de base et le métal d'apport sont de nature différente.

Au sein de ces différentes techniques inhérentes à la nature des matériaux employés, il existe plusieurs procédés de soudage, dont certains ont bénéficié de fortes innovations technologiques qui ont permis de perfectionner ces méthodes, rendant le soudage plus précis et adapté aux exigences modernes. De la robotisation aux innovations en matériaux, les procédés n'ont cessé d'évoluer pour répondre aux défis techniques croissants [6].

Dans la norme ISO 4063, les procédés de soudage sont classés suivant le moyen de générer la chaleur nécessaire au soudage. Ainsi la chaleur peut être produite par un arc électrique (soudage à l'arc), par effet Joule (soudage par résistance), par combustion d'un gaz (soudage aux gaz), par échauffement mécanique (soudage par pression/friction), par faisceau d'électrons (soudage par faisceau d'électrons) ou de photons (soudage laser) [7].

Dans les sections qui suivent nous présenterons uniquement le procédé de soudage à l'arc électrique et en particulier à électrode enrobée qui présente le centre de notre intérêt.

I.2.1 Soudage à l'arc électrique.

Le soudage à l'arc électrique produit une énergie intense, générant une chaleur suffisante pour porter les métaux à leur point de fusion grâce à leur résistivité. Cette technique utilise un poste à souder délivrant un courant continu pour les métaux lourds et un courant alternatif pour les métaux légers ou les alliages. Avec ou sans apport de métal, cette technique s'adapte à toutes les épaisseurs et types de métaux. Ce principe générique se décline en plusieurs techniques spécifiques. Il offre ainsi des solutions variées pour répondre à des besoins diversifiés dans la construction métallique. On distingue :

- ✓ L'électrode peut être de type fusible :
 - Le soudage à l'arc MMA (Manual Metal Arc).
 - MIG : Le procédé MIG (Métal inert gas) : emploie un gaz inerte, à savoir de l'argon (Ar), de l'hélium (He) ou un mélange d'argon et d'hélium (Ar-He).
 - MAG : Le procédé MAG (Metal Active Gas) : utilise un gaz actif, il peut s'agir de gaz (CO₂), d'un mélange d'argon et de gaz carbonique (Ar-CO₂) ou d'un mélange d'argon et d'oxygène (ArO₂)
- ✓ L'électrode peut être de type ou non fusible :

- TIG : Le procédé TIG (Tungsten Inert Gas).
- plasma.

I.2.1.1 Le procédé de soudage MIG/MAG.

- ✓ **MIG** : soudage à l'électrode métallique sous gaz inerte (argon, hélium ou mélanges). Ces mélanges sont principalement utilisés pour le soudage des aciers inoxydables sensibles, ainsi que des alliages d'aluminium ou de cuivre.
- ✓ **MAG** : soudage à l'électrode métallique sous gaz actif (le gaz de protection contient des éléments actifs tels que l'oxygène et le dioxyde de carbone).

Extrêmement flexibles et adaptatifs, ces procédés sont utilisés lorsque l'on recherche une productivité élevée et des résultats de haute qualité. Ils sont mis en œuvre en soudage manuel (semi-automatique), comme il est montré sur la figure (I.1), ou dans des installations automatisées /robotisées pour souder les aciers au carbone faiblement alliés, les aciers inoxydables fortement alliés ou les alliages non ferreux comme ceux d'aluminium et de cuivre.[8]

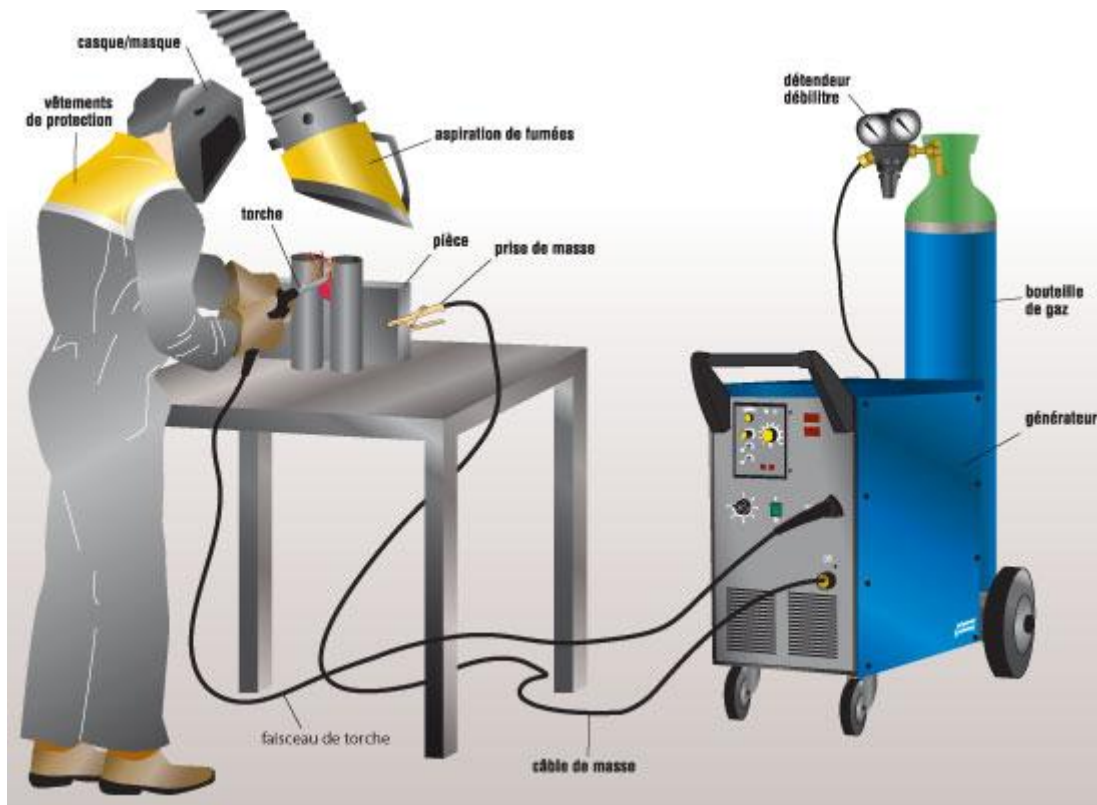


Figure I.1 Composition type d'une installation manuelle de soudage MIG/MAG

I.2.1.1.1 Principe des procédés MIG/MAG

Comme il est illustré sur la figure (1.2), les procédés de soudage MIG/MAG mettent en œuvre un arc sous une protection gazeuse. L'électrode est fusible et sert de métal d'apport. L'électrode, le métal transféré dans l'arc et le bain de fusion sont protégés de l'air ambiant par un flux de gaz qui est inerte dans le cas du soudage MIG et actif dans le cas du soudage MAG.

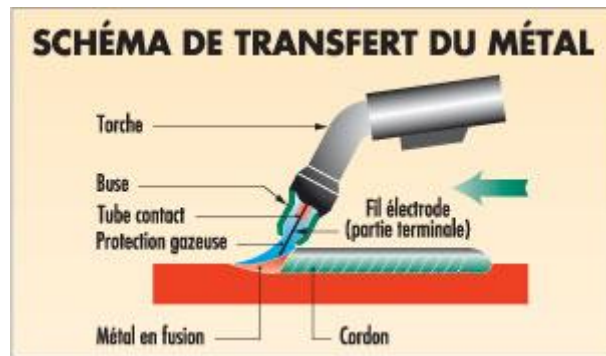


Figure I.2 Principe des procédés MIG/MAG

En soudage manuel, ces produits sont appelés "semi-automatiques" par ce que le fil est dévidé automatiquement dès l'amorçage de l'arc.

I.2.1.2 Le procédé de soudage TIG.

Ce procédé est appelé Tungsten Inert Gas (TIG) ou Gas Tungsten Arc Welding (GTAW) aux USA. Ce procédé est utilisé lorsque l'on doit obtenir une très haute qualité de soudage (appareils à pression, tuyauteries, récipients pour applications alimentaires, etc. ...). Un métal d'apport additionnel peut être mis en œuvre : manuellement (baguette) ou sous forme de fil alimenté par un dévidoir séparé dans le cadre d'un procédé automatique. La figure (I.3) montre une installation d'un poste à souder TIG.



Figure I.3 Composition type d'une installation manuelle de soudage TIG

I.2.1.2.1 Principe du procédé TIG

Le principe du soudage TIG, comme il est montré sur la figure (I.4), utilise l'énergie d'un arc électrique pour fusionner les matériaux. Pour cela, le poste à souder est relié à la torche et aux pièces à assembler. Une électrode en tungstène génère l'arc tandis qu'un gaz protège la zone fondue de l'oxydation.

Lorsque l'opérateur actionne la gâchette, celui-ci actionne d'une part la sortie du gaz, et en même temps, il ferme le circuit électrique qui permet le passage du courant. Si l'électrode tungstène est suffisamment proche d'une pièce en contact avec la masse, il se crée un arc électrique d'une énergie suffisante pour fondre la matière. L'opérateur apporte manuellement (ou automatiquement sur certaines installations) le métal d'apport (d'un diamètre d'environ 0,8 mm à 4 mm) pour le mélanger à la matière et ainsi grossir la partie fondue en créant le cordon de soudure. Le tout s'exécute sous protection gazeuse. La soudure TIG a la particularité d'être

exécutée sous protection de gaz inerte avec une électrode non fusible et réfractaire (en tungstène).

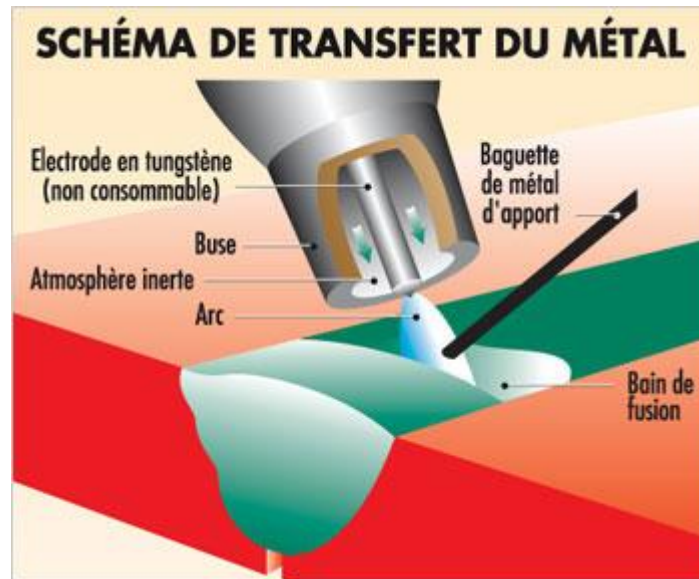


Figure I.4 Principe du procédé TIG

Ce procédé peut être réalisé aussi bien manuellement qu'avec des robots automatisés, ce qui permet une grande flexibilité d'usage. Ainsi, le soudage TIG trouve sa place dans des secteurs variés, allant de la fabrication industrielle à la réparation fine de pièces délicates.

I.2.1.3 Le procédé de soudage à l'arc à l'électrode enrobée.

Le soudage à l'arc à l'électrode enrobée (SAEE), ou MMA (en anglais : Manual Metal Arc), ou SMAW (en anglais : Shielded Metal Arc Welding), soudage manuel ou soudage à la baguette, est l'un des procédés de soudage les plus utilisés à cause de sa simplicité, son faible coût d'équipement et son efficacité pour souder des matériaux différents. C'est un soudage autogène qui consiste à mettre en fusion les pièces à souder par une très haute température fournie par l'arc électrique (au moins 3000°C) et d'apporter [9].

I.2.1.3.1 Principe du procédé de soudage à l'arc à l'électrode enrobée

Son principe, schématisé sur la figure (I.5), est le suivant : Le métal d'apport est transféré par un arc électrique jaillissant entre l'âme de l'électrode enrobée et la pièce. La chaleur dégagée par l'arc électrique fait fondre simultanément, le métal de base (la pièce), l'âme métallique et l'enrobage de l'électrode, créant ainsi le bain de fusion qui recueille les gouttes de métal d'apport et de laitier fondus transférées dans le plasma de cet arc.

Une partie des constituants de l'électrode est volatilisée, contribuant à créer l'atmosphère dans laquelle l'arc jaillit. L'enrobage fondu, de faible densité recouvre le bain de fusion formant le laitier qui protège le métal déposé pendant et après la solidification.

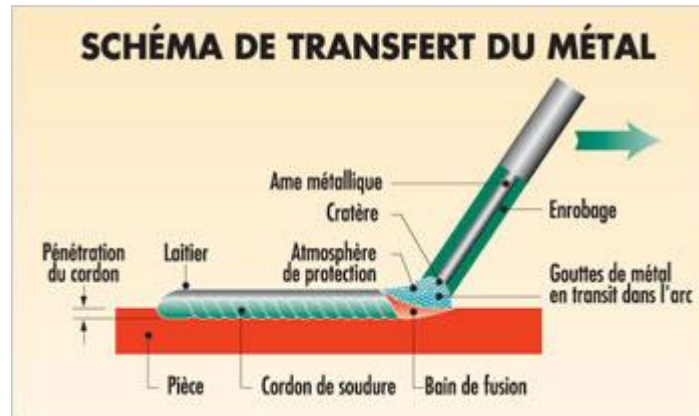


Figure I.5 Principe du soudage à l'arc à l'électrode enrobée

I.3 Les éléments constituant une installation de soudage à l'arc à l'électrode enrobée

Les composants essentiels d'une installation de soudage à l'arc à l'électrode enrobée (Général/MMA), comme il est indiqué sur la figure (I.6), sont :

- Poste à souder.
- Pince de masse (avec câble) : Ferme le circuit électrique en la connectant à la pièce à travailler.
- Porte-électrode (avec câble) : Maintient l'électrode enrobée et conduit le courant.
- Électrodes/Baguettes : Matériau d'apport qui fond pour assembler les métaux.

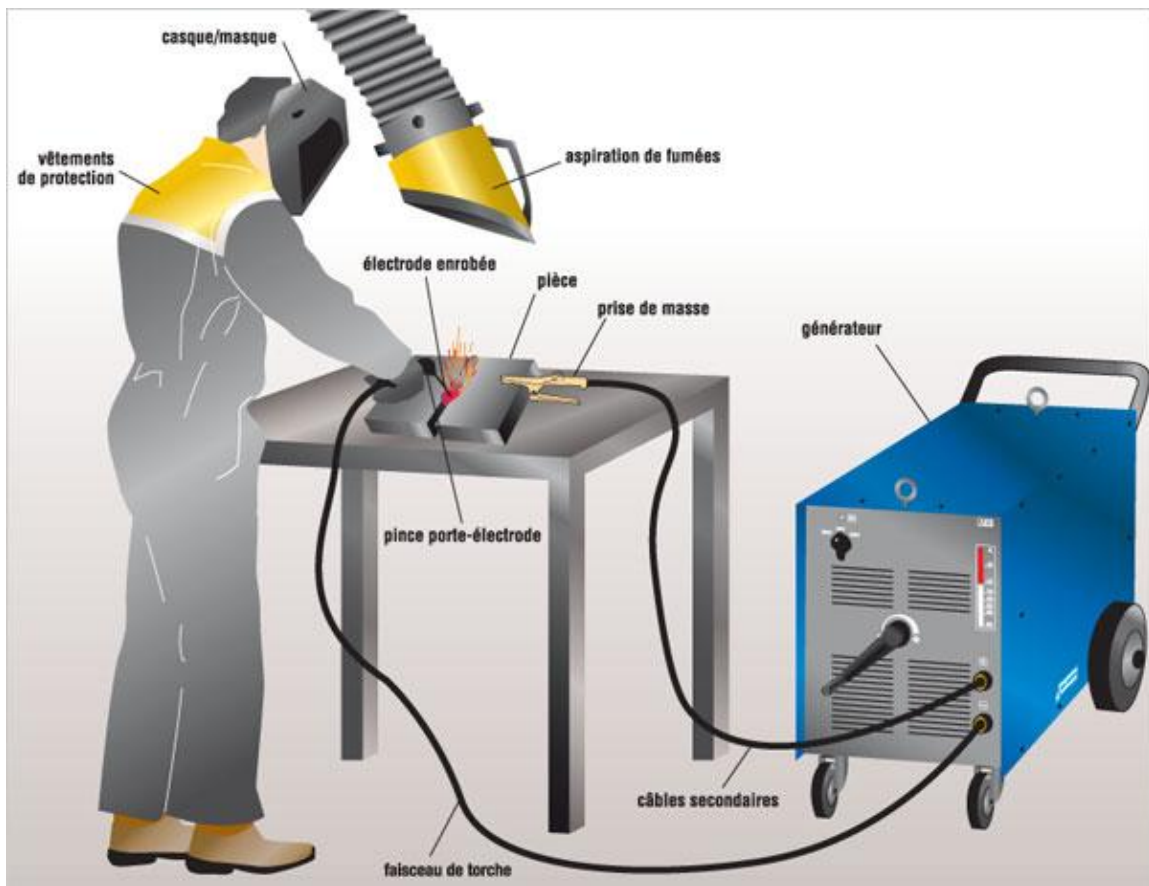


Figure I.6 Composition type d'une installation manuelle de soudage à l'électrode enrobée

I.3.1 Poste à souder

Le poste à souder à l'arc est un transformateur électrique modifiant un courant électrique faible pour obtenir un courant électrique plus fort permettant de générer des arcs électriques entre la masse et l'électrode. Les caractéristiques d'un poste à souder sont données dans la section suivante.

I.3.1.1 Caractéristiques d'un poste à souder [10]

Il existe une variété de postes à souder qui se distinguent par les caractéristiques suivantes :

I.3.1.1.1 Alimentation électrique.

Le poste à souder est en général alimenté en énergie électrique en provenance du secteur sauf pour le groupe autonome de soudure qui est équipé d'un groupe électrogène. Le courant secteur alimentant un poste à souder est soit du courant électrique monophasé en 220 V, soit du courant électrique en triphasé 380 V. Selon la source du courant disponible sur le lieu habituel du travail, il faudra choisir quel type du poste à souder à utiliser sachant que le triphasé en 380 V sera mieux adapté à la soudure à l'arc en raison d'une plus grande puissance disponible. Un

poste à souder monophasé délivre une intensité de soudage généralement inférieure à 200 A alors que les postes à souder triphasés délivrent généralement au-delà de 200 A (400 à 600 A).

Avant de brancher un poste à souder sur un groupe électrogène, il faut s'assurer que la puissance en kVA délivrée par le groupe est de deux fois la puissance de soudage délivrée par le poste : exemple pour 200 A d'intensité de soudage, le groupe électrogène de 4 kVA est requis.

I.3.1.1.2 Courant de sortie.

Le courant de sortie délivré par le poste à souder est caractérisé par la puissance de soudage en (KW), la tension à vide en Volts (V) et le type du courant continu ou alternatif (DC ou AC).

L'intensité du courant du soudage varie en fonction du procédé de soudage et augmente avec la taille de l'électrode. Lorsque l'intensité est faible, il y a collage de l'électrode enrobée sur la pièce à souder, la fusion est molle et la pénétration est faible, l'amorçage est difficile, une instabilité de l'arc et une mauvaise compacité du métal déposé (présence de défaut type soufflure et inclusion de laitier). Lorsque l'intensité est trop forte, vous constatez des projections importantes aux abords du joint, des écoulements de métal lors du soudage en position.

Pour le soudage à l'électrode enrobée (MMA), un diamètre de l'électrode de 4,0 mm nécessite environ 200 A de puissance de soudage pour un poste monophasé, au-delà de 5,0 mm de diamètre d'électrode, il faut plus de 200 A et le poste triphasé est requis, car l'intensité de soudage requise atteint 400 A pour une électrode de 6,3 mm . Le tableau I.1 donne l'intensité moyenne de soudage et le diamètre de l'électrode enrobée pour différentes épaisseurs du matériau à souder.

Le réglage de l'intensité dépend du diamètre de l'électrode, et du type de cordon à réaliser.

- En soudage à plat :

$$I=50x (\text{Diamètre électrode} - 1)$$

- En soudage en angle intérieur (Il faut 20% de plus qu'en soudage à plat):

$$I=60x (\text{Diamètre électrode} - 1)$$

- En soudage en angle extérieur (Il faut 20% de moins qu'en soudage à plat):

$$I=40x (\text{Diamètre électrode} - 1)$$

Ces réglages sont des valeurs approchées qui doivent être ajustées en fonction des soudeurs. [11]

ÉPAISSEUR	ÉLECTRODE ENROBÉE	INTENSITÉ MOYENNE
1,6 mm	Ø 1,6 mm	40 A
2 mm	Ø 2,0 mm	55 A
2 - 3 mm	Ø 2,5 mm	70 A
3 - 5 mm	Ø 3,2 mm	110 A
3 - 10 mm	Ø 4,0 mm	160 A
> 8 mm	Ø 5,0 mm	200 A
> 10 mm	Ø 6,3 mm	290 A

Tableau I.1 Intensité des courant de soudage et diamètre de l'électrode en fonction de l'épaisseur à souder

Le courant électrique délivré peut être alternatif (AC) ou continu (DC) tout dépend du poste à souder :

- Le courant alternatif est le plus fréquent car il est délivré par des postes à souder à transformateurs statiques. Le courant alternatif permet d'utiliser la presque totalité des électrodes, mais n'est pas utilisable avec toutes les électrodes ni tous les procédés de soudure à l'arc.
- Le courant continu est généralement celui débité par les postes de soudure de nouvelle génération intégrant une électronique de régulation de puissance « poste à souder inverser ». Le courant continu permet de fondre tous les types d'électrodes.

Dans le cas du courant continu, la polarité joue un rôle important dans la qualité et l'aspect du cordon de soudure. Le choix de la polarité est dicté par le type d'électrode utilisée.

- Polarité directe (négative) :
 - Électrode enrobée au pôle négatif (-).
 - Pièce à souder au pôle positif (+).

Ce cas de polarité est généralement utilisé pour les électrodes rutiles et permettant d'obtenir une température plus élevée du métal de base et une bonne fusion du bain.

- Polarité indirecte (positive) :

- Électrode au pôle positif (+).
- Pièce au pôle négatif (-).

Ce cas de polarité est généralement utilisé pour l'électrode basique et permettant d'obtenir une température plus élevée du métal d'apport.

I.3.1.1.3 La tension à vide.

C'est la tension électrique en Volts mesurée aux bornes du poste à souder avant qu'il ne débite le courant de soudage.

- La tension à vide détermine la stabilité de l'arc électrique et facilite l'amorçage.
- Elle devra se situer entre 40/45 V pour le soudage MMA à électrode rutile et 70/80 V pour les électrodes spéciales (TIG).

I.3.2 L'électrode enrobée.

L'électrode enrobée ou baguette de soudage (figure I.7) peut être soit fusible (c'est-à-dire que l'électrode fond et devient donc un métal d'apport) soit non fusible (c'est-à-dire que l'électrode ne fond pas).

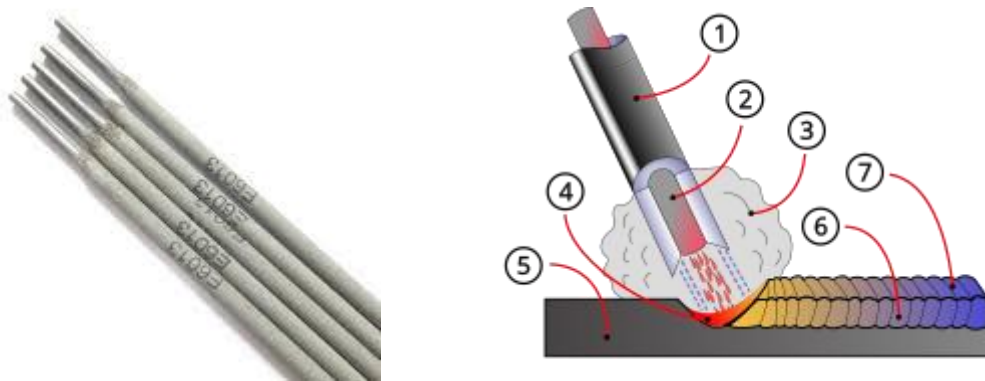


Figure I.7 Electrodes enrobées

- 1) Enrobage
- 2) Électrode
- 3) Gaz protecteur
- 4) Bain de fusion
- 5) Métal de base
- 6) Cordon de soudure
- 7) Laitier.

L'électrode enrobée est constituée principalement d'une âme métallique et d'un enrobage (figure I.7).

- ✓ **Âme métallique** : C'est la partie métallique de l'électrode. C'est le métal d'apport déposé pour assembler les pièces. Elle compose le centre de l'électrode et son diamètre peut prendre l'une des valeurs : 1,25; 1,6; 2; 2,5; 3,15; 4; 5; 6,3; 7 et 8 mm . Leur composition est position : aciers, alliages d'aluminium ou de cuivre, nickel, chrome.
 - ❖ **Le rôle de l'âme** :
 - Conduit le courant ;
 - Dépose le métal ;
 - Crée l'arc électrique.
- ✓ **L'enrobage** : Les électrodes ont différents types d'enrobages, leurs utilisations et leurs diamètres (1.6 à 8mm) sont choisis suivant le travail à réaliser, en voici quelques-unes :
 - **Rutile (R)** ou enrobage rutile épais (RR) : pour les travaux courants ;
 - **Basique (B)** pour les travaux relevant des caractéristiques mécaniques (elles sont étuvées,
 - **Cellulosique (C)** pour les soudures à forte pénétration en position descendante (travail pipeline).

Les plus utilisées sont l'électrode rutile et basique.

❖ **Les différents rôles de l'enrobage** :

- **Rôle électrique** : l'enrobage permet une bonne circulation du courant électrique, il favorise l'amorçage et la stabilisation de l'arc par ionisation de l'air.
- **Rôle physique** : l'électrode est de même nature que le métal de base, la soudure est autogène. L'enrobage confère une protection vis à vis de l'air ambiant, permettant le soudage et l'unification de l'arc électrique. Il concentre l'arc par la formation d'un cratère à son extrémité. Il permet le soudage dans différentes positions et influence la forme et l'aspect du cordon, l'enlèvement des dépôts de laitier.
- **Rôle mécanique** : l'apport de matière confère une solidité à l'assemblage.
- **Rôle métallurgique** : il protège le bain de fusion de l'action de l'air par formation d'une pellicule de laitier liquide et d'une veine gazeuse. Il ralentit le refroidissement et ajoute, dans certains cas, des éléments nécessaires à l'obtention des caractéristiques mécaniques du joint de soudure. Par ailleurs,

l'adhérence du laitier solidifié au cordon de soudure dépend essentiellement du type d'enrobage de l'électrode (acide, basique, cellulosique ou rutile : oxyde de titane TiO_2).

I.3.3 Porte électrode.

Un porte-électrode (ou pince porte-électrode) est un outil de soudage à l'arc manuel (MMA) servant à maintenir l'électrode enrobée, la guider, et transmettre le courant électrique de soudage. Il assure la sécurité de l'utilisateur grâce à une poignée isolée et une pince qui fixe l'électrode. La figure (I.8) ci-dessous illustre quelques exemples de porte électrode.



Figure I.8 Exemples de porte électrodes

Chaque porte électrode possède des caractéristiques qu'on peut énumérer à travers l'exemple suivant :

Porte électrodes à pince 200 A

- Pour un rapport cyclique de 60% peut aller jusqu'à 150 A
- Pour un rapport cyclique de 35% peut aller jusqu'à 200 A
- Pour une électrode de diamètre de 1,6 à 4 mm
- Pour câble de 25 à 35 mm²
- Poids de la pince : 330 g
- Norme CE EN60974.11
- Serrage du câblage par cosse à œil M5
- Modèle : PEC 200

I.3.4 Pince de masse pour poste à souder.

La pince de masse pour poste à souder figure (9), est un accessoire essentiel (type crocodile ou étau) permettant de fermer le circuit électrique entre le poste et la pièce à souder. Elle assure une conductivité optimale (souvent en laiton) pour éviter l'échauffement, avec des capacités allant de 150A à plus de 600A.

- **Types de pinces :**
 - **Pince crocodile (à ressort) :** Modèle standard en laiton ou acier zingué pour le bricolage.
 - **Pince étau ou presse :** Recommandée pour une utilisation intensive.
 - **Pince magnétique :** Pratique pour les surfaces planes.
- **Sélection :** Choisir la pince en fonction de l'intensité maximale de votre poste (ex : 200A, 300A, 500A).
- **Utilisation :** Toujours placer la pince de masse au plus près de la zone de soudage pour garantir un bon contact électrique.



Figure I.9 Pince de masse pour poste à souder

I.3.5 Câbles pour poste à souder.

En règle générale, un câble poste à souder, appelé aussi dans le jargon câble de soudure, est un type de câble électrique utilisé pour le soudage. Il est généralement fabriqué avec des conducteurs en cuivre isolé et revêtus de caoutchouc pour une protection supplémentaire contre la chaleur et les étincelles. Les extrémités du câble de soudure sont souvent équipées de pinces à souder pour faciliter la connexion à l'équipement de soudage et aux pièces à souder. Les câbles de poste à souder sont utilisés pour transporter l'énergie nécessaire au soudage, et parfois selon les procédés de soudage, pour évacuer également les débris de soudure et les étincelles produites pendant le processus de soudage.

Les câbles pour poste à souder peuvent être classés selon plusieurs critères :

- Type de poste à souder : chaque type de poste à souder est conçu pour fonctionner avec un type particulier de câble.
- Dimensions : les câbles pour postes à souder sont disponibles dans une variété de longueurs, allant de 1 mètre à 10 mètres, et de diamètre (16 mm², 25 mm², 35 mm²...)
- Puissance : la puissance des câbles pour postes à souder varie en fonction du type de poste à souder et du type de câble.
- Isolation : une bonne isolation est nécessaire pour prévenir les courts-circuits et permettre un fonctionnement sans problème du poste à souder.



Figure I.10 Câbles pour poste à souder

I.3.6 Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons évoqué en premier lieu les différents types de procédés de soudage à l'arc électrique avec un accent particulier sur le procédé de soudage à électrode enrobée. Ensuite, nous avons donné les éléments constitutifs d'une installation de soudage à savoir le poste à souder, le porte électrode, la pince de masse et le câblage nécessaire avec énumération des différentes caractéristiques techniques de ces éléments. Toutes ces informations techniques sont indispensables pour établir un cahier de charge valable permettant la bonne conduite de la conception que nous proposerons. Elle consiste en une architecture optimisée basée sur un convertisseur Buck synchrone alimenté par une batterie LiFePO₄ 48V.

CHAPITRE II

ETUDE DES CONVERTISSEURS DC-DC ABAISSSEURS

II.1 Introduction

Les convertisseurs de puissance jouent un rôle crucial dans la gestion et la distribution de l'énergie électrique dans une multitude d'applications modernes. Des dispositifs portables aux systèmes industriels, en passant par les véhicules électriques et les énergies renouvelables, ces convertisseurs sont indispensables pour adapter les niveaux de tension et de courant aux besoins spécifiques des divers composants et systèmes électroniques. Parmi les différentes familles de convertisseurs de puissance, les convertisseurs DC-DC occupent une place particulière en raison de leur capacité à transformer efficacement une tension continue (DC) d'un niveau à un autre [12].

Le présent chapitre traite de la conversion DC/DC, qui a pour but d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu. Une présentation détaillée des convertisseurs DC-DC BUCK (abaisseur) sera présentée.

II.2 Les convertisseurs DC-DC.

Les convertisseurs DC-DC sont des dispositifs essentiels en électronique de puissance. Ils permettent la conversion de l'énergie électrique d'un niveau de tension continue (DC) à un autre niveau de tension continue. Cette conversion est indispensable dans de nombreuses applications modernes, allant des appareils électroniques portables aux systèmes de gestion de l'énergie dans les véhicules électriques et les installations de production d'énergie renouvelable.

Pour ce type de convertisseur statique, la gamme de puissance que l'on peut traiter s'étend de quelques watts à une trentaine de kilowatts environ. Cependant, l'apparition de composants de puissance sans cesse plus performants, tout comme la définition de nouvelles structures (multiniveau en particulier), permettent d'envisager le traitement de puissances plus élevées. Nous distinguons deux types de convertisseurs continus–continus :

- Les convertisseurs appelés hacheurs, qu'ils soient abaisseurs, élévateurs ou bien dévolteurs–survolteurs, qui correspondent aux applications moyenne et forte puissance.
- Les alimentations à découpage, qui correspondent aux applications petite puissance de la conversion DC/DC. Elles constituent l'alimentation de tout matériel électronique en général.

Bien que de structure et de principe de fonctionnement extrêmement proches, ces deux familles de convertisseur DC/DC se distinguent par les deux points suivants :

- Les alimentations à découpage comportent, au sein des cellules de commutation, des transformateurs qui permettent :
 - d'assurer un isolement galvanique,
 - d'élever ou d'abaisser des niveaux de tension et de courant.
- Alors que l'ordre de grandeur de la fréquence de découpage d'un hacheur est de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz (et en tout cas supérieur à 20kHz pour obtenir un système silencieux), la fréquence de pulsation d'une alimentation à découpage peut être de plusieurs centaines de kilohertz.

Cela étant, indépendamment de la présence d'un transformateur, le fonctionnement des alimentations à découpage repose sur les mêmes principes que le fonctionnement d'un hacheur, dont elles sont issues. [13]

Il existe plusieurs types de hacheurs convertisseur DC-DC dont les principaux sont [14]:

II.2.1 Le convertisseur DC-DC abaisseur ou Buck.

Un convertisseur Buck ou hacheur série, figure (II.1), est un dispositif qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Il fonctionne en régulant le rapport cyclique (rapport entre le temps où le dispositif est allumé et le temps où il est éteint) d'un interrupteur électronique, généralement un transistor, pour obtenir la tension de sortie souhaitée entre 0 V et la tension d'entrée.

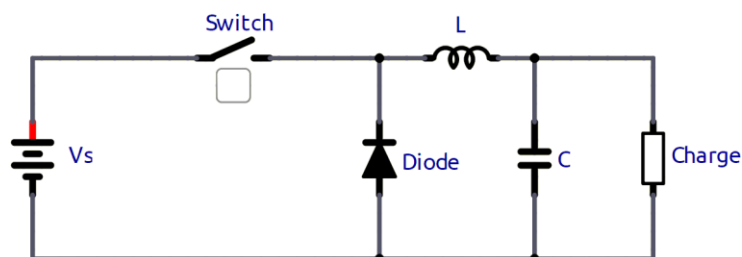


Figure II.1 Convertisseur Buck

II.2.2 Le Convertisseur DC-DC élévateur ou Boost Converter.

Le convertisseur élévateur, également connu sous le nom de Boost Converter, est un composant électronique fondamental dans la gestion de l'énergie électrique. Sa fonction principale est d'augmenter (élever) la tension d'entrée à une valeur supérieure à la sortie. Cet appareil joue un rôle crucial dans diverses applications où la régulation de la tension est nécessaire, comme les systèmes Solaires, les alimentations sans interruption, et les dispositifs

électroniques portables. La figure (II.2) ci-dessous illustre la structure de base d'un tel convertisseur.

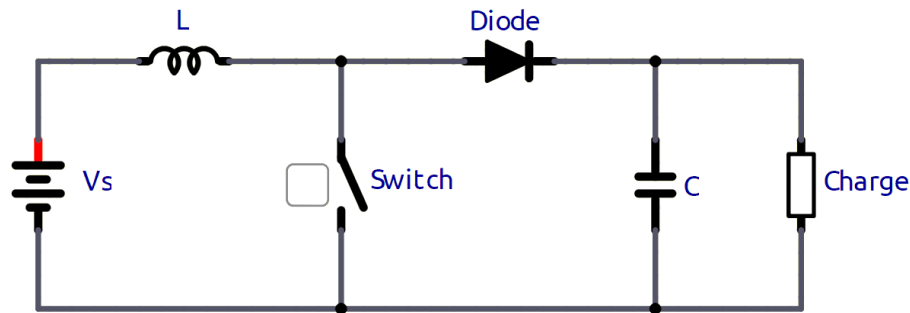


Figure II.2 Convertisseur Boost

II.2.3 Le Convertisseur abaisseur-élevateur (Buck-Boost Converter).

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Cependant il existe deux types de convertisseurs Buck-Boost :

a- Buck-Boost à deux switches

Le Buck-Boost à 2 commutateurs permet de fournir une tension supérieure ou inférieure à la tension d'entrée, mais avec un signe inversé par rapport à celle-ci. L'avantage de ce montage est qu'il utilise uniquement deux commutateurs, ce qui garantit un bon rendement [14]. La figure (II.3) montre le circuit de base de ce convertisseur.

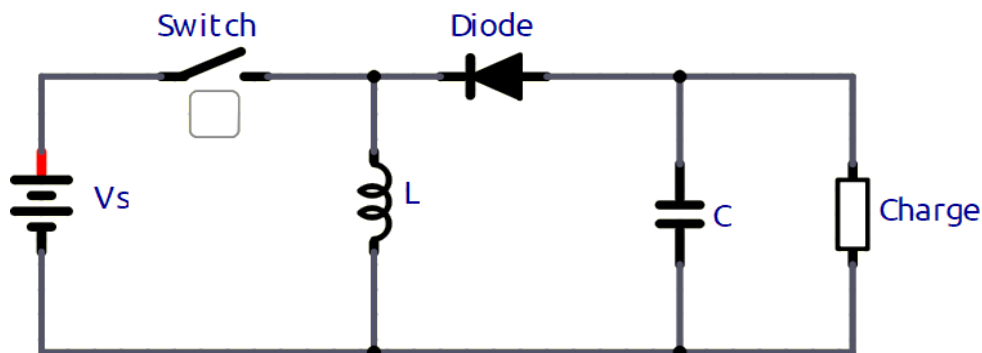


Figure II.3 Convertisseur Buck-Boost à deux switches

b- Buck-Boost à quatre switches

Le convertisseur Buck-boost à 4 commutateurs est un type de convertisseur DC-DC qui peut fonctionner en trois modes différents : Buck, Boost ou Buck-Boost, permettant d'obtenir une tension de sortie soit supérieure, soit inférieure à la tension d'entrée, mais de

même signe que celle-ci [14]. La figure (II.4) suivante montre le circuit de base de ce convertisseur.

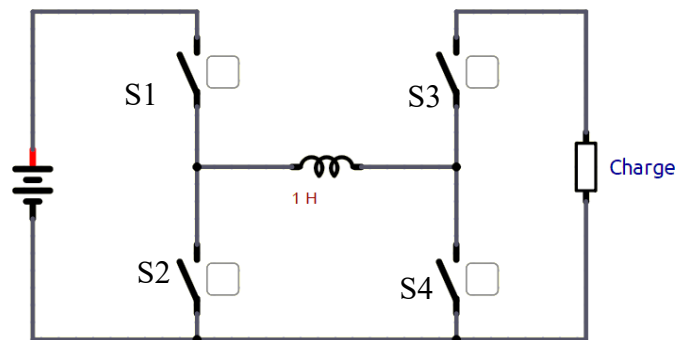


Figure II.4 Convertisseur Buck-Boost à quatre switches

II.2.4 Le Convertisseur Cuk.

Un convertisseur Ćuk (prononcé « Tchouk ») est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Au contraire des autres types de convertisseurs, qui utilisent une inductance, un convertisseur Ćuk utilise un condensateur pour stocker de l'énergie. Le convertisseur Ćuk doit son nom à son inventeur, Slobodan Ćuk du California Institute of Technology, qui a été le premier à décrire cette topologie dans un article [15]. La figure (II.5) illustre le circuit de ce type de convertisseur.

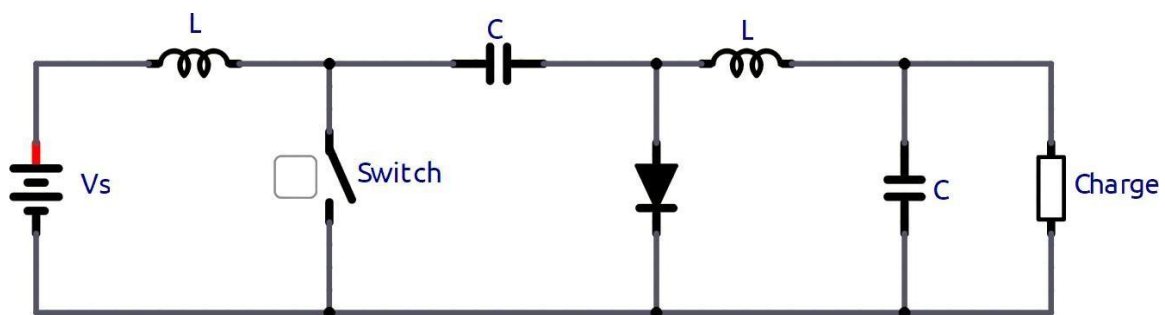


Figure II.5 Convertisseur Cuk

II.2.5 Le Convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter)

Le convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) est un type de convertisseur DC/DC qui permet à la tension électrique à sa sortie d'être supérieure, inférieure ou égale à celle de son entrée. Un SEPIC, figure (II.6), est essentiellement un convertisseur Boost suivi d'un convertisseur Buck-Boost inversé. Cette structure présente l'avantage d'avoir

une sortie non inversée et utilise un condensateur en série pour transférer l'énergie de l'entrée à la sortie, ce qui donne une certaine protection contre les courts-circuits à la sortie.

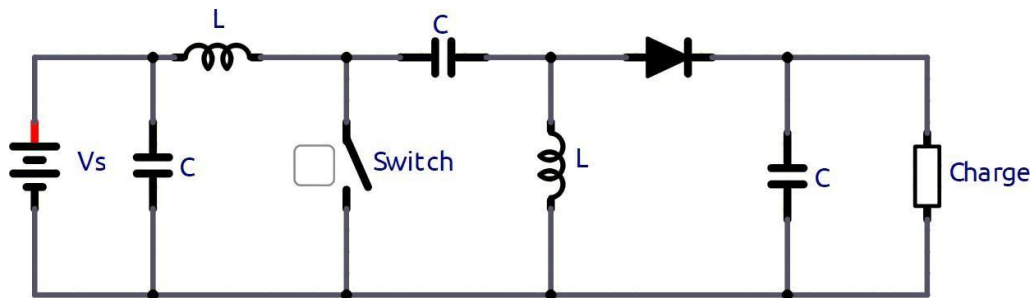


Figure II.6 Convertisseur SEPIC

II.2.6 Le Convertisseur Flyback.

Un convertisseur Flyback est une alimentation à découpage, généralement avec une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Son schéma de base est le même que celui d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel on aurait remplacé l'inductance par un transformateur (en réalité deux inductances couplées). Le convertisseur Flyback est généralement réservé aux applications de puissance réduite plus utilisée en industrie électronique (moniteur LCD, télévision CRT, lecteur de DVD...).

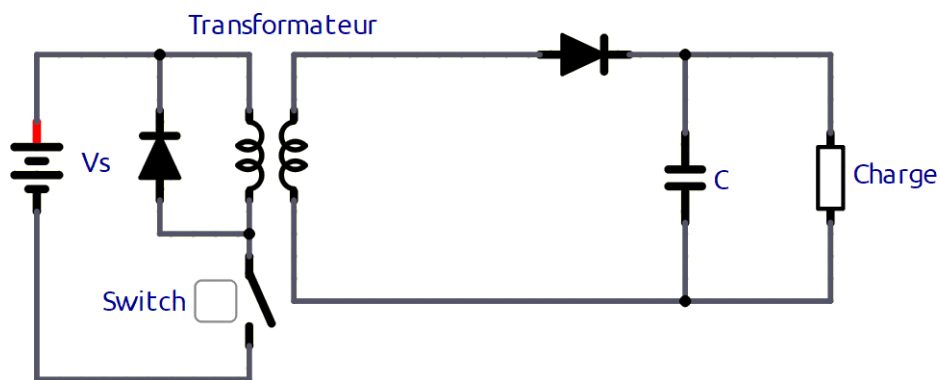


Figure II.7 Convertisseur Flyback

II.3. Etude détaillée du convertisseur Buck.

Le convertisseur Buck, comme on l'a déjà mentionné dans la section II.2.1, permet d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée tout en assurant la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu,

ainsi que présenté sur la figure (II.8). Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne $U_{s \text{ moy}}$ aux bornes de la source I_s , qui réponde aux critères suivants :

- $0 < U_{s \text{ moy}} < U_e$
- $U_{s \text{ moy}}$ réglable à souhait dans la fourchette donnée ci-dessus.

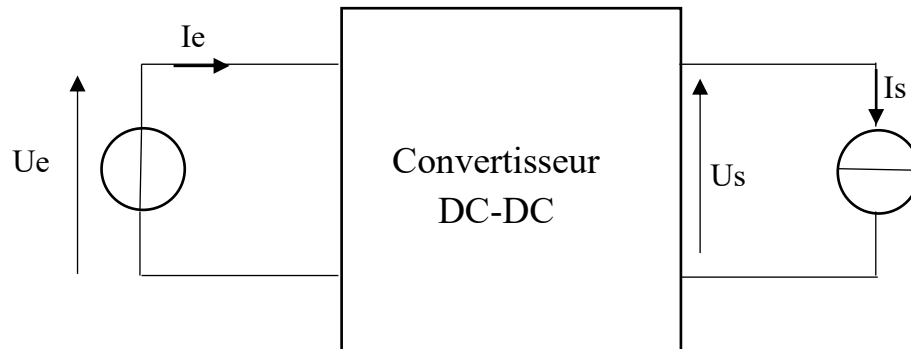


Figure II.8 Principe du convertisseur Buck

II.3.1. Principe de fonctionnement.

Le convertisseur Buck possède :

- Une seule cellule de commutation, composée d'un interrupteur électronique (S) commandables à la fermeture et à l'ouverture et d'une diode. L'interrupteur (S) et la diode fonctionnent alternativement dans des modes opposés (la diode sera bloquante quand l'interrupteur sera passant et inversement) voir figure (II.9) ;
- Une charge inductive, de par sa caractéristique de stockage énergétique, cette charge va alterner entre une consommation de tension pour son fonctionnement (réduisant la tension, fournie par le générateur, disponible pour le circuit en aval) avec un comportement équivalent à une source de tension (fournissant une tension alors que le générateur est mis hors circuit).

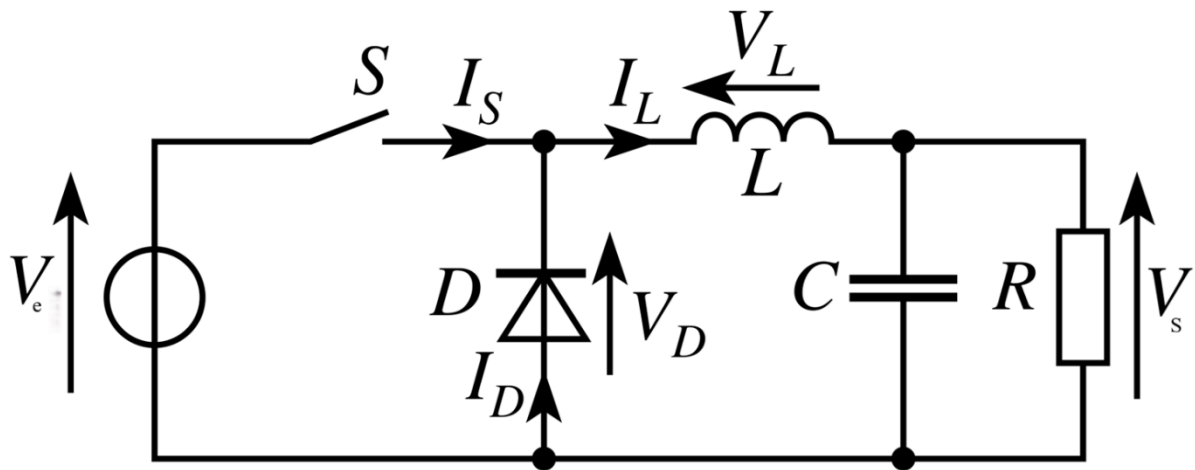


Figure II.9 Schéma de principe d'un convertisseur Buck

Le fonctionnement peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur commandable S (voir figure II.10) :

- Quand on ferme l'interrupteur S (voir figure II.10.a), le courant fourni par le générateur, initialement nul, augmente linéairement et traverse l'inductance. L'inductance s'oppose à cette augmentation du courant, produisant une tension opposée, et elle stocke l'énergie reçue sous forme magnétique. La tension aux bornes de l'inductance vaut :

$$V_L = V_e - V_s = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.1})$$

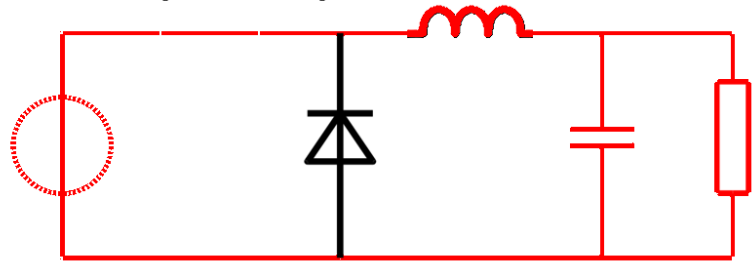
La diode étant polarisée en inverse avec la tension V_i du générateur, aucun courant ne la traverse.

- Quand l'interrupteur est ouvert (voir figure II.10.b), le générateur est mis hors circuit, plus aucun courant ne le traverse. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. Le courant traversant l'inductance décroît. L'inductance s'oppose à cette réduction du courant, produisant une tension qui la met en situation de source pour le circuit amont, en utilisant l'énergie magnétique stockée à la phase précédente. La tension aux bornes de l'inductance vaut :

$$V_L = -V_0 \quad (\text{II.2})$$

Un circuit de commande de l'interrupteur le fait alterner à un rythme adéquat pour obtenir la tension désirée. Le rôle du condensateur C, en sortie aux bornes du dispositif, est le lissage de la tension de sortie.

a- Interrupteur S fermé



b- Interrupteur S ouvert

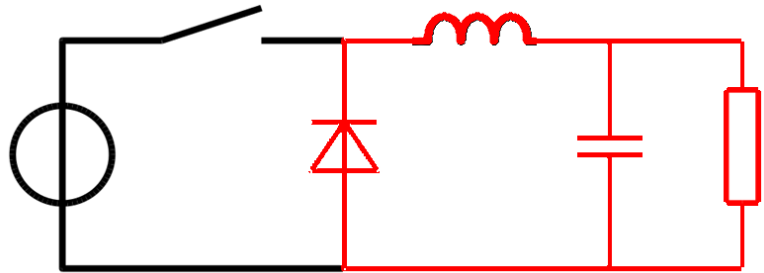


Figure II.10 Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S

Synthèse : Outre la définition de la structure de base d'un hacheur Buck nous venons de mettre en évidence deux points importants.

- Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par (S) et (D) : l'amorçage et le blocage de (S) entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de (D). Nous venons ainsi de définir une structure apte à fonctionner en commutation naturelle.
- Le second est relatif à la nature de l'interrupteurs (S) : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage et son blocage. Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

Nous sommes ainsi en mesure de définir plus précisément la structure d'un hacheur abaisseur, que nous donnons sur la figure (II.11).

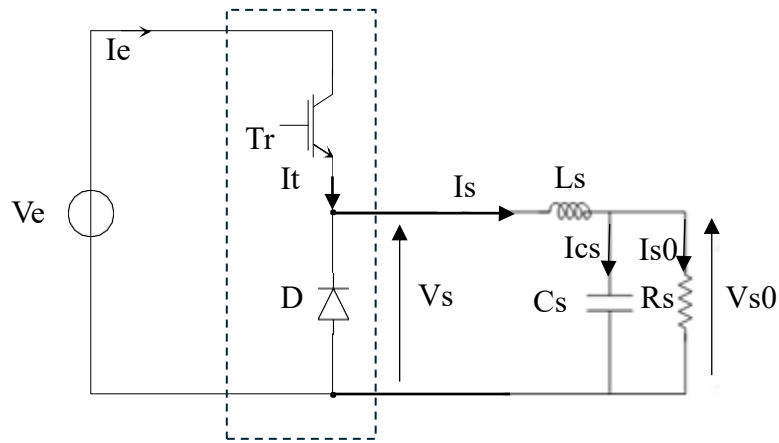


Figure II.11 Hacheur Buck et sa charge

Sur cette représentation, l'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage est un transistor IGBT (note Tr). Ses commutations commandées entraîneront les commutations spontanées de la diode D. Ainsi, nous considérons un circuit composé d'un condensateur (C_s) en parallèle avec une résistance (R_s), en série duquel on place une inductance (L_s) pour conférer à l'ensemble le caractère source de courant requis. Ce type de source de courant est en effet la charge type d'un hacheur abaisseur.

On distingue trois modes de fonctionnement du convertisseur Buck :

- Fonctionnement en conduction continue : le courant I_s dans la source de courant ne s'annule jamais.
- Fonctionnement en conduction discontinue : au contraire, le courant I_s s'annule avant la fin de la phase de roue libre et ne redeviendra différent de zéro que lorsque le transistor sera amorcé à nouveau.
- Fonctionnement en conduction critique : fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement nommés.

II.3.1.2 Fonctionnement en conduction continue.

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant I_s traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure (II.12) montre les formes d'ondes des courants et tensions dans un convertisseur Buck ainsi que dans sa charge.

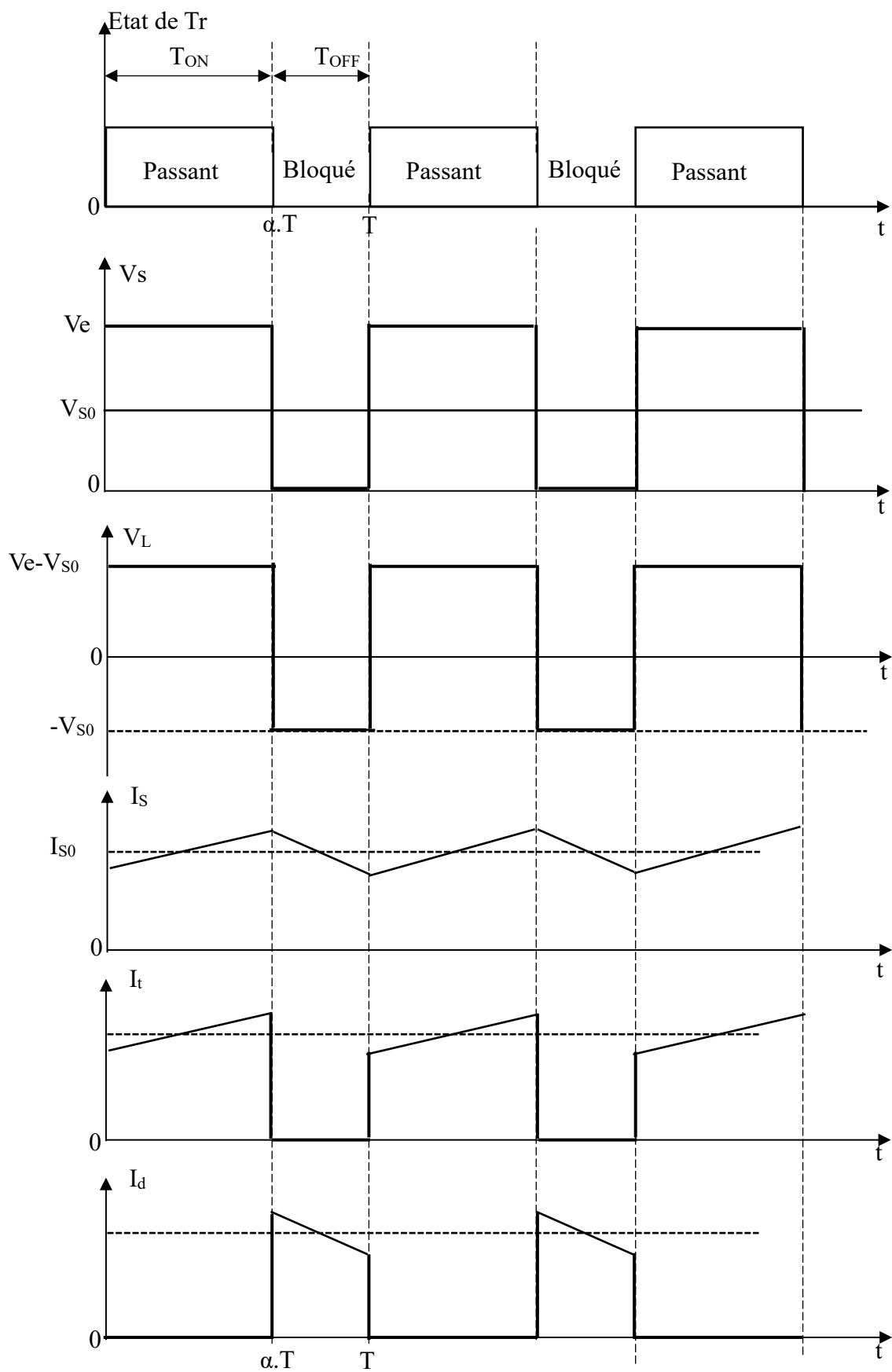


Figure II.12 Formes d'ondes des courants et tensions d'un Hacheur Buck

Suivant les états respectifs des interrupteurs Tr et D :

II.3.1.2.1 La tension V_s

Elle vaut V_e ou bien 0V et elle est par conséquent constituée de créneaux. On peut difficilement la considérer comme continue. Ses composantes sont les suivantes :

- Une valeur moyenne,
- Une onde fondamentale, de fréquence identique à celle de commutation des interrupteurs,
- Des harmoniques de fréquences multiples de celle de l'onde fondamentale.

Le couple de composants L_s et C_s forment un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure est nettement inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs. Au résultat, l'onde fondamentale et les harmoniques constituant V_s sont assez atténuées pour devenir d'amplitudes négligeable devant la valeur moyenne de cette tension. De fait, la tension V_{s0} aux bornes de la charge R_s est parfaitement continue, de valeur identique à celle de la valeur moyenne de V_s . C'est le but recherché.

❖ **Valeur moyenne de V_s :** Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur Buck, nous considérons la courbe de la figure (II.13) ci-dessous.

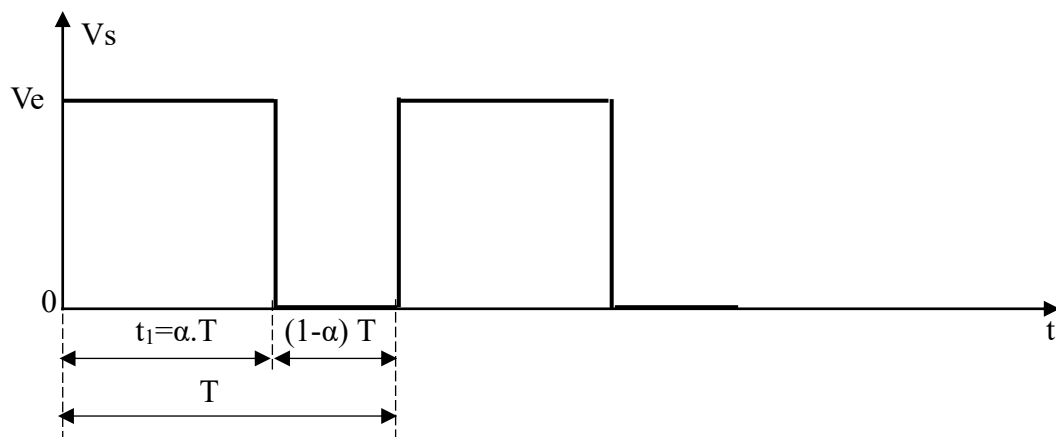


Figure II.13 Tension V_s en sortie du hacheur Buck

La tension V_s est égale à V_e lorsque le transistor est passant, puis 0V lors de la phase de roue libre. On définit les paramètres suivants :

- T : La période de commutation des interrupteurs du hacheur Buck.

- α : Le rapport cyclique qui est défini comme étant le rapport entre la durée t_1 de conduction du transistor et la période de commutation T , donc

$$\alpha = \frac{t_1}{T} \rightarrow 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (\text{II.3})$$

La valeur moyenne $V_{S\text{moy}}$ est donnée par le calcul suivant :

$$V_{S\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_S(t) \cdot d(t) = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} V_e \cdot d(t) + \int_{\alpha T}^T 0 \cdot d(t) \right]$$

$$V_{S\text{moy}} = \frac{1}{T} (V_e \cdot \alpha T - 0)$$

$$V_{S\text{moy}} = \alpha \cdot V_e \quad (\text{II.4})$$

Du moment que le rapport cyclique α étant compris entre 0 et 1, on peut faire varier $V_{S\text{moy}}$ entre 0V et V_e . Par action sur la durée de conduction du transistor T_r , on est en mesure de contrôler de manière continue la valeur de $V_{S\text{moy}}$ dans une large plage de valeurs.

- ❖ **Ondulation de la tension en sortie V_{S0}** : Nous devons d' définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux valeurs de L_s et C_s , afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail. Cette hypothèse correspond en effet dans une grande partie de cas à une donnée du cahier des charges définissant le convertisseur. Pour définir l'ondulation $\tilde{v}_{S0}$ de la tension en sortie V_{S0} , nous nous référons à la courbe de la figure (II.14)

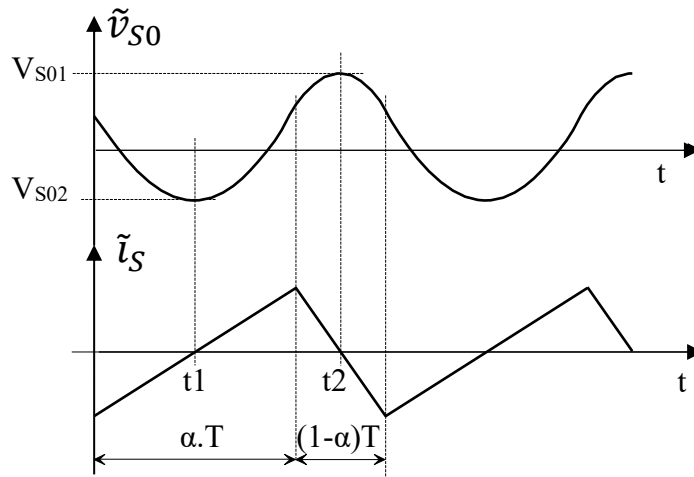


Figure II.14 Ondulation de la tension V_{S0} et du courant I_{S0}

Comme nous le verrons dans la section qui suit l'ondulation du courant $\tilde{I}_S$ correspond au courant I_{CS} qui traverse le condensateur par conséquent on peut écrire :

$$I_{CS} = \tilde{I}_S = C_S \cdot \frac{d\tilde{v}_{S0}}{dt}$$

$$\tilde{v}_{S0} = \frac{1}{C_S} \int \tilde{I}_S \cdot dt \quad (\text{II.5})$$

Les variations de la tension $\tilde{v}_{S0}$ sont l'intégrale des ondulations du courant dans l'inductance L_S . Ce sont des arcs de paraboles comme nous les avons représentées sur la figure (II.14). Nous définissons ΔV_{S0} l'amplitude des ondulations $\tilde{v}_{S0}$ et d'après les notations adoptées dans la figure (II.14) il vient :

$$\Delta V_{S0} = V_{S02} - V_{S01} = \tilde{v}_{S0}(t2) - \tilde{v}_{S0}(t1)$$

$$\Delta V_{S0} = \int_{t1}^{t2} \frac{d\tilde{v}_{S0}}{dt}$$

$$\Delta V_{S0} = \frac{1}{C_S} \cdot \int_{t1}^{t2} \frac{d\tilde{I}_S}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Compte tenu de l'évolution linéaire du courant dans l'inductance L_S (Figure II.14), le calcul de cette intégrale est aisé :

$$\Delta V_{S0} = \frac{1}{C_S} \left[\frac{\alpha T}{8} \Delta I_S + \frac{(1 - \alpha)T}{8} \Delta I_S \right]$$

$$\Delta V_{S0} = \frac{1}{8C_S} T \cdot \Delta I_S \quad (\text{II.7})$$

II.3.1.2.2 Le courant I_S dans la bobine

Il n'est pas parfaitement continu parce qu'il comporte deux composantes majeures :

- Une valeur moyenne I_{Smoy} ,
- Une ondulation triangulaire $\tilde{I}_S$, à la fréquence de commutation des interrupteurs de l'hacheur.

En outre, ce courant est régi par la relation :

$$I_S = I_{Smoy} + \tilde{I}_S = I_{S0} + I_{CS} \quad (II.8)$$

L'analyse des formes d'ondes permet de déduire que :

$$\begin{cases} I_{Smoy} = I_{S0} \\ \tilde{I}_S = I_{CS} \end{cases} \quad (II.9)$$

La valeur moyenne du courant I_S est fixée par le courant I_{S0} dans la charge résistive R_S , alors que l'ondulation $\tilde{I}_S$ est absorbée par le condensateur.

Donc nous pouvons écrire :

$$I_{Smoy} = I_{S0} = \frac{V_{Smoy}}{R_S} \quad (II.10)$$

Compte tenu de la relation (II.4), et compte tenu du fait que $V_{Smoy} = V_{S0}$ on trouve que :

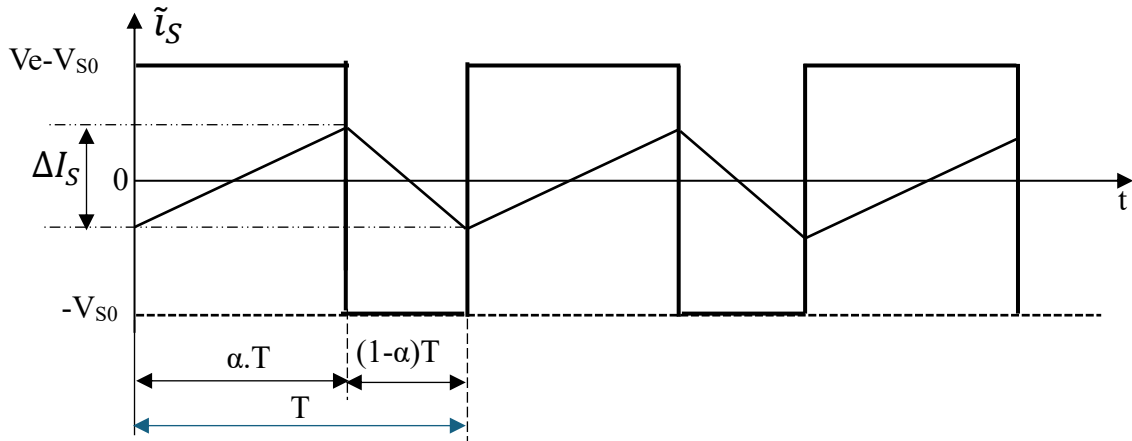
$$I_{Smoy} = \frac{\alpha \cdot V_e}{R_S} \quad (II.11)$$

Comme on peut le constater de l'équation (II.11), le courant moyen dans l'inductance L_S est fixé par les éléments suivants :

- La valeur de la tension continue d'entrée V_e .
- Le rapport cyclique α .
- La valeur de la résistance de charge R_S .

En ce qui concerne l'ondulation $\tilde{I}_S$ du courant I_S , voir figure (II.15) ci-dessous, elle est donnée par l'expression (II.12) suivante :

$$V_S - V_{S0} = L_S \frac{dI_S}{dt} = L_S \frac{d\tilde{I}_S}{dt} \quad (II.12)$$

Figure II.15 Ondulation du courant I_s

Avec la supposition d'une constante de temps du circuit élevée, l'évolution du courant dans l'inductance L_S est linéaire. On distingue deux phases :

- Lorsque le transistor IGBT est amorcé il devient passant et en se référant à l'équation (II.1), l'amplitude des ondulations de I_s est donnée par l'expression (II.13) suivante :

$$\begin{aligned}
 V_e - V_{S0} &= L_S \frac{\Delta \tilde{i}_S}{\Delta t} \\
 V_e - \alpha V_e &= L_S \frac{\Delta \tilde{i}_S}{\Delta t} \\
 V_e (1 - \alpha) &= L_S \frac{\Delta \tilde{i}_S}{\Delta t} \quad (II.13)
 \end{aligned}$$

Du moment que $\alpha \leq 1$ donc la tension aux bornes de L_S est positive et par conséquent le courant augmente dans l'inductance.

- Lorsque le transistor IGBT est bloqué la diode devient passante donc la tension V_S est nulle (c'est la phase de roue libre) et en se référant à l'équation (II.2) l'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation donnée par (II.14) :

$$-V_{S0} = L_S \frac{\Delta \tilde{i}_S}{\Delta t} \quad (II.14)$$

On constate que la tension aux bornes de L_S est négative ce qu'explique la décroissance du courant dans l'inductance L_S .

Pour déterminer l'amplitude des ondulations de $\tilde{I}_S$ on peut considérer on peut considérer l'une des deux phases précédentes. Considérant la phase où Tr est passant, donc pour $\Delta t = T = \frac{1}{f}$ l'amplitude ΔI_S des ondulations du courant $\tilde{I}_S$ est donnée par l'expression (II.15) suivante :

$$V_e(1 - \alpha) = L_S \frac{\Delta I_S}{\alpha T}$$

$$\Delta I_S = \frac{\alpha(1-\alpha) V_e}{L_S f} \quad (\text{II.15})$$

D'où on peut déduire les variations ΔV_{S0} des ondulations $\tilde{V}_{S0}$ de la tension de sortie en utilisant l'équation (II.7).

$$\Delta V_{S0} = \frac{\alpha(1-\alpha) V_e}{8L_S C_S f^2} \quad (\text{II.16})$$

On peut conclure que :

- ❖ L'amplitude de la variation $\tilde{V}_{S0}$ autour de sa valeur est :
 - ✓ Proportionnelle à la tension d'entrée continue.
 - ✓ Proportionnelle à une fonction carrée du rapport cyclique α
 - ✓ Inversement proportionnelle :
 - A la valeur de l'inductance L_S ,
 - A la valeur du condensateur C_S ,
 - Au carré de la fréquence de commutation du convertisseur.
- ❖ L'amplitude de la variation des ondulations $\tilde{I}_S$ autour de sa valeur est :
 - ✓ Proportionnelle à la tension d'entrée continue.
 - ✓ Proportionnelle à une fonction carrée du rapport cyclique α
 - ✓ Inversement proportionnelle :
 - A la valeur de l'inductance L_S ,
 - A la fréquence de commutation du convertisseur.

Les valeurs de V_e , L_s , C_s et f sont fixes tandis que le rapport cyclique est variable. Il est ajusté en fonction des valeurs moyennes $V_{S\text{moy}} = V_{S0}$ et $I_{S\text{moy}} = I_{S0}$ souhaitées. D'ailleurs on peut constater que son effet est le même sur ΔV_{S0} que sur ΔI_{S0}

II.3.1.2.3 Le courant I_t en entrée du convertisseur

Ce courant vaut $I_e = I_t = I_s$ lorsque le transistor Tr est passant. Dans cette phase du fonctionnement, l'inductance est soumise à une tension de valeur $V_L = V_e - V_{s0}$ positive, ce qui entraîne la croissance du courant I_s voire figure (II.16). Au cours de la phase de roue libre c.-à-d. pendant $(1-\alpha)T$ le courant est nul $I_t = 0$. Donc le calcul de la valeur moyenne du courant d'entrée du convertisseur se de la manière suivante :

$$I_{e\text{ moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) \cdot dt \quad (\text{II.17})$$

Et d'après la figure (II.16)

$$I_{e\text{ moy}} = \frac{1}{T} \left[\left(I_{s\text{ moy}} - \frac{\Delta I_s}{2} \right) \alpha \cdot T + \frac{\Delta I_s}{2} \alpha \cdot T \right] \quad (\text{II.18})$$

$$I_{e\text{ moy}} = \alpha \cdot I_{s\text{ moy}} \quad (\text{II.19})$$

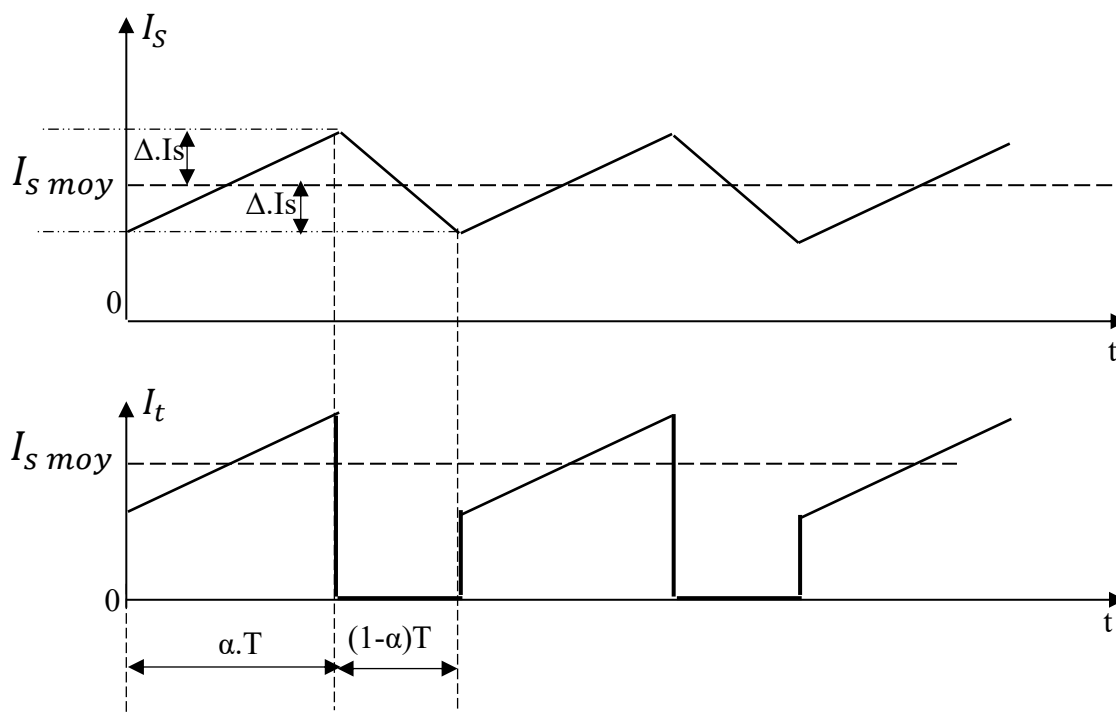


Figure II.16 Courant I_t en entrée du convertisseur

II.3.1.2.4 Le courant I_d dans la diode D

Ce courant vaut également I_s lorsque la diode est passante. Dans cette phase du fonctionnement, la source de courant est court-circuitée ($V_s = 0V$), ce qui entraîne la décroissance de I_s . La phase de conduction de la diode est appelée phase de roue libre, dans le sens où la source de courant est déconnectée de l'alimentation V_e , et est livrée à elle-même. Lorsque le transistor IGBT est passant la diode D se trouve polariser avec une tension négative et par conséquent le courant qui la traverse $I_d = 0$.

Les deux expressions des équations (II.4) et (II.19), que nous réécrivons ci-dessous, nous poussent à penser au transformateur avec un rapport de transfert

$$V_{Smoy} = \alpha \cdot V_e$$

$$I_{e moy} = \alpha \cdot I_{s moy}$$

$$\frac{V_{Smoy}}{V_e} = \frac{I_{emoy}}{I_{Smoy}} = \alpha \quad (II.20)$$

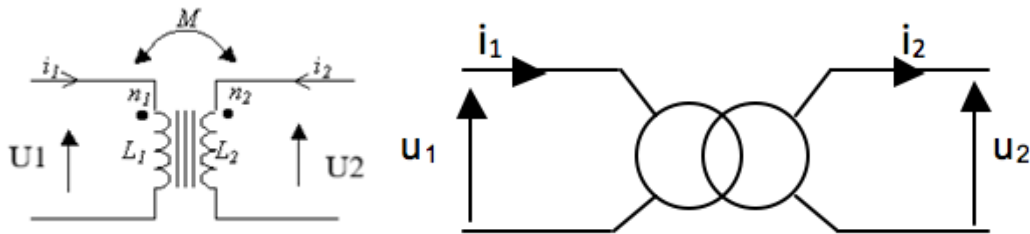


Figure II.17 Transformateur continu

Le rapport de transfert du transformateur est donné par l'expression (II.21) :

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (II.21)$$

En comparant (II.20) et (II.21), on peut considérer un convertisseur Buck comme un transformateur continu avec un rapport de transformation variable entre 0 et 1.

Si on essaye de faire un bilan de puissance pour ce convertisseur Buck on trouve que la puissance moyenne en entrée du convertisseur P_e est donnée par l'expression (II.22) :

$$P_e = V_e \cdot I_{emoy} \quad (\text{II.22})$$

En tenant compte de la relation (II.20) on trouve :

$$P_e = \frac{V_{Smoy}}{\alpha} \cdot \alpha \cdot I_{Smoy} \quad (\text{II.22})$$

$$P_e = V_{Smoy} \cdot I_{Smoy} = P_s \quad (\text{II.23})$$

Où P_s est la puissance moyenne en sortie du convertisseur. On démontre ainsi que dans la mesure où l'on néglige les pertes dans les éléments semi-conducteurs du convertisseur, ce dernier est caractérisé par un rendement unitaire.

II.3.1.3 Fonctionnement en conduction discontinue.

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inductance s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (voir les formes d'ondes sur la figure (II.18)).

- ✓ Lorsque le transistor Tr est passant (pendant la durée αT) la diode D est bloquée et par conséquent on a :

$$V_S = V_e \quad (\text{II.24})$$

$$V_e - V_{S0} = L_S \frac{dI_S}{dt} = V_L \quad (\text{II.25})$$

Comme $V_e > V_{S0}$ le courant I_S est croissant et compte tenu de la constante du temps qui est importante cette croissance est linéaire.

- ✓ Lorsque le transistor Tr est bloqué la diode D devient passante et assure la continuité du courant I_S . La source de courant est ainsi courte-circuitée et par conséquent :

$$V_S = 0 \quad (\text{II.26})$$

$$-V_{S0} = L_S \frac{dI_S}{dt} = V_L \quad (\text{II.27})$$

Comme $V_{S0} > 0$, cette phase, de roue libre et de durée $\delta.T$, correspond à la décroissance du courant I_S dans L_S . Cependant, l'amplitude des ondulations de I_S autour de sa valeur moyenne est telle que le courant dans L_S s'annule avant que le transistor ne soit réamorcé. Comme cette phase est liée à la conduction de la diode D , le courant I_S ne peut s'inverser. Lorsque cette phase s'achève la diode se bloque par annulation du courant I_S qui reste nul et la tension aux bornes de L_S devient également nulle :

$$I_S = 0 \quad (\text{II.28})$$

$$V_L = 0 \quad (\text{II.29})$$

$$V_S = V_{S0} \quad (\text{II.30})$$

Pour ce fonctionnement en conduction discontinue la tension de sortie V_S est constitué de créneaux et par conséquent sa valeur moyenne sera différente de celle en conduction continue. Elle peut être calculée de la façon suivante :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance L_S est nulle. Ceci se traduit sur la figure (II.18) courbe de V_L , par une égalité de :

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (V_e - V_{S0}) dt + \int_{\alpha T}^{\alpha T + \delta T} -V_{S0} dt + \int_{\alpha T + \delta T}^T 0. dt \right] \quad (\text{II.31})$$

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} [(V_e - V_{S0}). \alpha T - (\alpha T + \delta T)V_{S0} + \alpha T V_{S0}] \quad (\text{II.32})$$

$$V_{Lmoy} = (V_e - V_{S0}). \alpha - V_{S0}. \delta \quad (\text{II.33})$$

Ce résultat peut être retrouver en calculant l'aire des zones en gris sur la courbe de V_L figure (II.18) et du moment que V_{Lmoy} est nulle on peut déduire δ

$$(V_e - V_{S0}). \alpha = V_{S0}. \delta \quad (\text{II.34})$$

$$\delta = \frac{(V_e - V_{S0})}{V_{S0}}. \alpha \quad (\text{II.35})$$

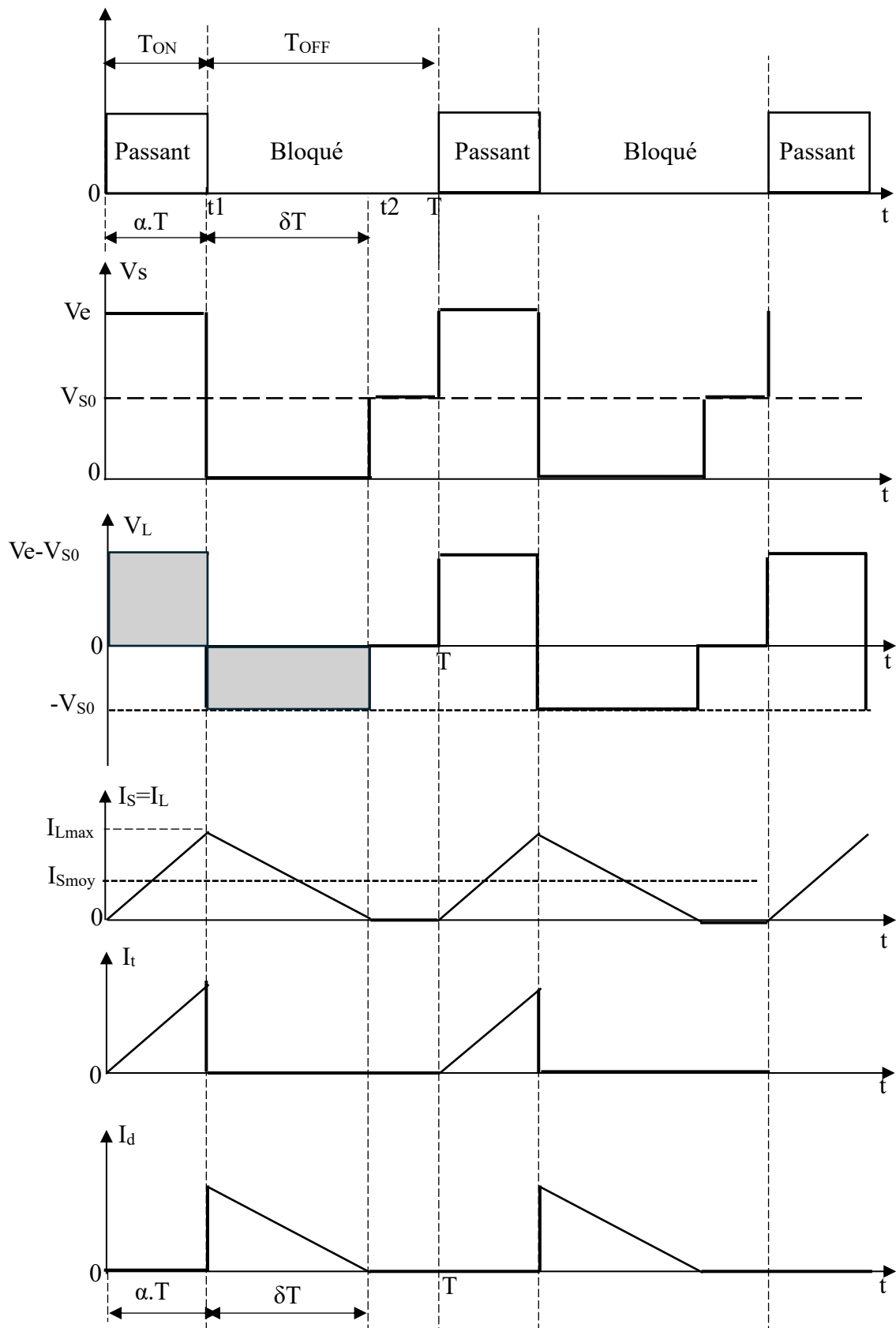


Figure II.18 Formes d'ondes des courants et tensions en conduction discontinue

En supposant que le condensateur C_S de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (I_{S0}) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons :

$$I_{Lmoy} = I_{Smoy} = I_{S0} \quad (II.36)$$

Comme on peut le voir sur la figure (II.18), le courant I_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de I_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$I_{Lmoy} = \left(\frac{1}{2} I_{Lmax} \cdot \alpha \cdot T + \frac{1}{2} I_{Lmax} \cdot \delta \cdot T \right) \cdot \frac{1}{T} = \frac{I_{Lmax} \cdot (\alpha + \delta)}{2} = I_{S0} \quad (II.37)$$

En début de cycle le courant dans l'inductance est nul puis augmente pendant la durée αT jusqu'à atteindre I_{Lmax} . Cela veut dire que I_{Lmax} vaut :

$$I_{Lmax} = \frac{(V_e - V_{S0})}{L_S} \cdot \alpha \cdot T \quad (II.38)$$

En remplaçant (II.38) dans (II.37) on obtient :

$$I_{S0} = \frac{(V_e - V_{S0}) \cdot (\alpha + \delta) \cdot \alpha T}{2L_S} \quad (II.39)$$

Remplaçant δ par son expression donnée par (II.35) on obtient :

$$I_{S0} = \frac{(V_e - V_{S0}) \cdot \left(\alpha + \frac{(V_e - V_{S0})}{V_{S0}} \cdot \alpha \right) \cdot \alpha T}{2L_S} \quad (II.39)$$

D'où on peut déduire l'expression de la tension moyenne V_{S0} :

$$V_{S0} = V_e \frac{1}{\frac{2 \cdot L_S \cdot I_{S0} f}{\alpha^2 \cdot V_e} + 1} \quad (II.40)$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continue. En effet, elle dépend de :

- Du rapport cyclique α .
- De la valeur de l'inductance L_S .
- De la fréquence de commutation f ($f=1/T$).

- De la valeur moyenne du courant I_{S0} .
- De la tension continue de la source d'entrée.

II.3.1.4 Limite entre conduction continue et discontinue

Le convertisseur fonctionne en conduction continue pour les courants plus importants et il fonctionne en conduction discontinue quand le courant demandé par la charge est faible. La limite entre conduction continue et conduction discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule juste au moment de la commutation. Cela correspond à :

$$\alpha.T + \delta.T = T \quad (\text{II.41})$$

$$\alpha + \delta = 1 \quad (\text{II.42})$$

Dans ce cas, le courant de sortie I_{Slim} (courant de sortie à la limite de la conduction continue et discontinue) est égal au courant moyen traversant l'inductance :

$$I_{Slim} = \frac{I_{Lmax}(\alpha+\delta)}{2} = \frac{I_{Lmax}}{2} \quad (\text{II.43})$$

En remplaçant (II.38) dans (II.43) nous obtenons :

$$I_{Slim} = \frac{V_e - V_{S0}}{2L_S} \alpha.T \quad (\text{II.44})$$

À la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue ($V_{S0} = \alpha V_e$ (II.4)) et l'expression de I_{Slim} peut être réécrite sous la forme suivant :

$$I_{Slim} = \frac{V_e(1-\alpha)}{2L_S f} \alpha \quad (\text{II.45})$$

II.4 Conclusion.

Dans ce chapitre et en premier lieu nous avons parlé des hacheurs ou bien des convertisseurs DC-DC. Ensuite nous avons présenté le principe de fonctionnement de quelques hacheurs tels que l'hacheur Buck, Boost, Buck-Boost, ...etc. Le grand intérêt a été donné au convertisseur Buck. En effet, une étude détaillée de ce type de convertisseur a été présentée : le principe de fonctionnement, les modes de fonctionnement, les effets des différents éléments de ce convertisseur (inductance, condensateur, fréquence de commutation, rapport cyclique, tension d'entrée) sur la tension et le courant de sortie. Tous ces points ont été abordés vue leur

importance primordiale dans la conception de notre convertisseur Buck destiné à assurer le transfert de l'énergie d'une batterie LiFePO₄ 48V à un poste à souder portable et qui sera présenté dans le chapitre qui suit.

CHAPITRE III

CONCEPTION ET SIMULATION DU
CONVERTISSEUR BUCK SYNCHRONE

III.1 Introduction

La réalisation de n'importe quel projet doit certainement commencer par la définition d'un cahier de charges reflétant exactement les exigences de l'application visée. Ensuite, une conception est conduite tout en essayant de satisfaire aux exigences du cahier de charges. La mise au point de cette conception par simulation ou réalisation pratique n'est possible sans passer par la modélisation.

Le travail présenté dans ce chapitre met en exergue les différentes étapes suivies pour achever notre proposition à savoir la détermination du cahier des charges, la conception du circuit convertisseur Buck, la modélisation et la simulation.

III.2 Définition du cahier de charges

Le convertisseur DC-DC abaisseur (Buck) à concevoir est destiné à une application de soudage à l'arc. Il est appelé donc à assurer le transfert de l'énergie entre une source de tension continue qui est une batterie et le dispositif de soudage à l'arc. La conception de ce convertisseur Buck doit être faite en respectant les caractéristiques définies par le cahier des charges suivant :

- Tension d'entrée : $V_e = 40-58 \text{ V}$ (48V nominal).
- Tension de sortie : $20-25 \text{ V}$ (arc).
- Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_s = 5 \%$ de V_s .
- Courant de sortie : $I_s = 140 \text{ A}$ nominal, 160 A max
- Ondulation relative du courant de sortie : $\Delta I_s = 10 \%$ de I_s
- Un rapport cyclique α assurant un fonctionnement en mode conduction continu du convertisseur.
- Fréquence de découpage : 10 kHz .
- Rendement cible $\geq 92\%$.

III.3.1 Conception préliminaire.

Cette phase était notre premier pas dans ce parcours de conception. En effet, nous étions dans l'embarras de choix du type de convertisseur, du type de la cellule de commutation...etc. Alors pour commencer nous avons opter à choisir le convertisseur DC-DC Buck pour les raisons suivantes :

- Minimisation du nombre d'étages de puissance et par conséquent le nombre de composants nécessaires donc le cout sera réduit.
- Augmentation du rendement, en effet l'absence d'un étage de Boost diminue les pertes.

Le circuit d'un convertisseur Buck conventionnel qu'on a déjà présenté dans le chapitre (II) est donné sur la figure (III.1) ci-dessous.

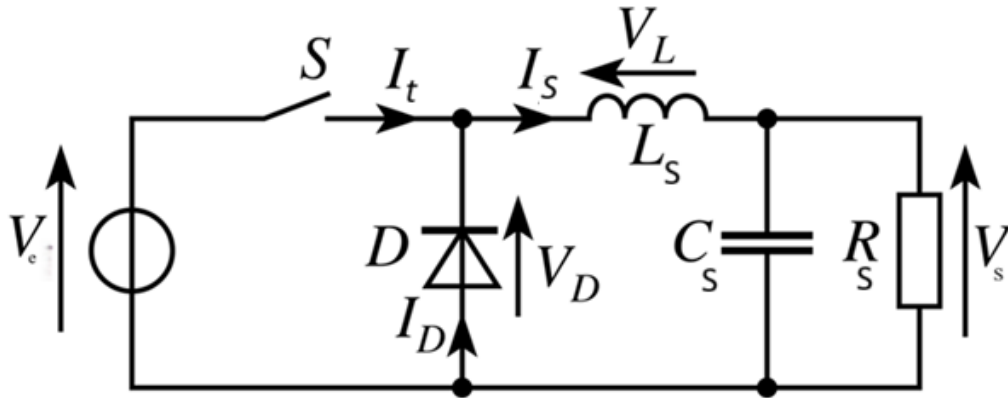


Figure III.1 Convertisseur Buck conventionnel

Le calcul des éléments de ce circuit (L_s , C_s et R_s) dépend des données du cahier de charges précédant nous avons :

- Le rapport cyclique est donné par (voir chapitre II) :

$$\alpha = \frac{V_{Smoy}}{V_e} = \frac{25}{48} = 0.52$$

- La résistance de charge R_s est donnée par l'équation (II.10) suivante :

$$I_{Smoy} = I_{S0} = \frac{V_{Smoy}}{R_s}$$

$$R_s = \frac{V_{Smoy}}{I_{S0}} = \frac{25}{140} = 0.178 \, \Omega$$

- L'inductance L_s peut être calculer à partir de l'équation (II.15)

$$\Delta I_s = \frac{\alpha(1 - \alpha) V_e}{L_s f}$$

$$L_s = \frac{\alpha(1 - \alpha) V_e}{\Delta I_s f}$$

Mais on a besoin de calculer ΔI_s et d'après le cahier de charges avec $I_{S0} = 140 \, A$ on a :

$$\Delta I_S = 0.1. I_{S0} = 14 \text{ A}$$

Donc
$$L_S = \frac{0.52(1-0.52)48}{14 \times 10 \times 10^3} \cong 85,4 \times 10^{-6} \text{ H}$$

- Le condensateur C_S se calcul en se référant a l'équation (II.16)

$$\Delta V_{S0} = \frac{\alpha(1-\alpha) V_e}{8 L_S C_S f^2}$$

$$C_S = \frac{\alpha(1-\alpha) V_e}{8 L_S \Delta V_{S0} f^2}$$

Et d'après le cahier de charges et avec $V_{S0} = 25 \text{ V}$

$$\Delta V_{S0} = 0,05. V_{S0} = 1,25 \text{ V}$$

$$C_S = \frac{0.52(1-0.52)48}{8 \times 85,4 \times 10^{-6} \times 1.25 \times (10. \times 10^3)^2} \cong 140. \times 10^{-6} \text{ F}$$

- Choix du switch commandable de la cellule de commutation : ce choix doit se faire entre un transistor MOSFT et un transistor IGBT. Les deux peuvent travailler en commutation mais les contraintes du cahier de charges favorisent le choix de l'un par rapport a l'autre. Avant ce choix essayant de voir la différence entre les deux :

- ✓ **Le MOSFET** (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) est idéal pour les applications où le rendement à haute fréquence est primordial. Il se comporte comme une résistance lorsqu'il est passant.
- **Avantages** : Il commute extrêmement vite, ce qui réduit les pertes par commutation. Il est très facile à saturer et ne nécessite pas de courant pour maintenir son état, seulement une tension sur sa grille.
- **Inconvénients** : À mesure que la tension et le courant augmentent, la résistance interne $R_{DS(on)}$ croît rapidement, ce qui génère de la chaleur et pénalise les applications haute puissance.
- ✓ **Le Transistor IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor) combine l'entrée facile d'un MOSFET (commande en tension sur la grille) avec les capacités de sortie d'un transistor bipolaire. Il a été conçu spécifiquement pour supporter les très fortes puissances.

- **Avantages** : Il supporte des tensions et des courants très élevés et présente une très faible chute de tension à l'état passant, ce qui le rend très efficace pour les fortes charges et réduit le besoin de dissipateurs thermiques massifs.
- **Inconvénients** : Il est beaucoup plus lent à commuter que le MOSFET. Cela limite son utilisation aux basses fréquences (souvent en dessous de 20 kHz), et entraîne des pertes thermiques plus importantes à haute fréquence.

Pour voir l'effet de chacun de ces deux éléments de commutation, sous les contraintes du cahier de charges, sur les grandeurs de sorties (tensions et courants) nous avons simulé, avec Simulink de Matlab, le fonctionnement du convertisseur Buck avec IGBT figure (III.2) et du convertisseur Buck avec MOSFET figure (III.5).

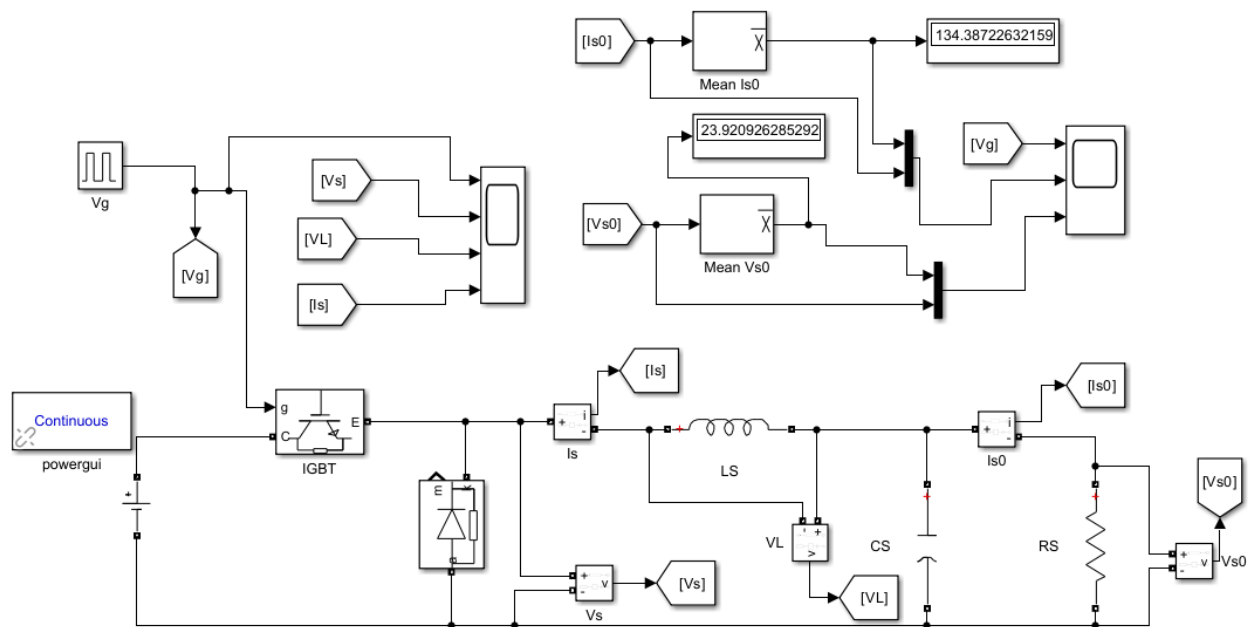


Figure III.2 Convertisseur Buck conventionnel avec IGBT

Les résultats de simulation donnés sur la figure (III.3) et concernant les paramètres de sortie du convertisseur Buck avec IGBT montrent que :

- ✓ **Lorsque le transistor IGBT est passant** :
 - La tension de sortie du convertisseur $V_s \cong 46,87 \text{ V}$ (proche de la tension nominale de la batterie).
 - La tension aux bornes de l'inductance $V_L \cong 25,39 \text{ V}$ ($V_e - V_{s0}$).
 - Le courant I_L dans l'inductance, possédant une valeur moyenne $I_L \cong 134,90 \text{ A}$, croît linéairement jusqu'à atteindre une valeur maximale de 141,4 A.
- ✓ **Lorsque le transistor IGBT est bloqué** : c.-à-d. la diode D devient passante

- La tension de sortie du convertisseur $V_S \cong -0.91$ V (tension de seuil de la diode plus la chute de tension aux bornes de R_d).
- La tension aux bornes de l'inductance $V_L \cong -23,48$ V ($-V_{S0}$).
- Le courant I_L dans l'inductance, décroît linéairement jusqu'à atteindre une valeur minimale de 127.20 A.

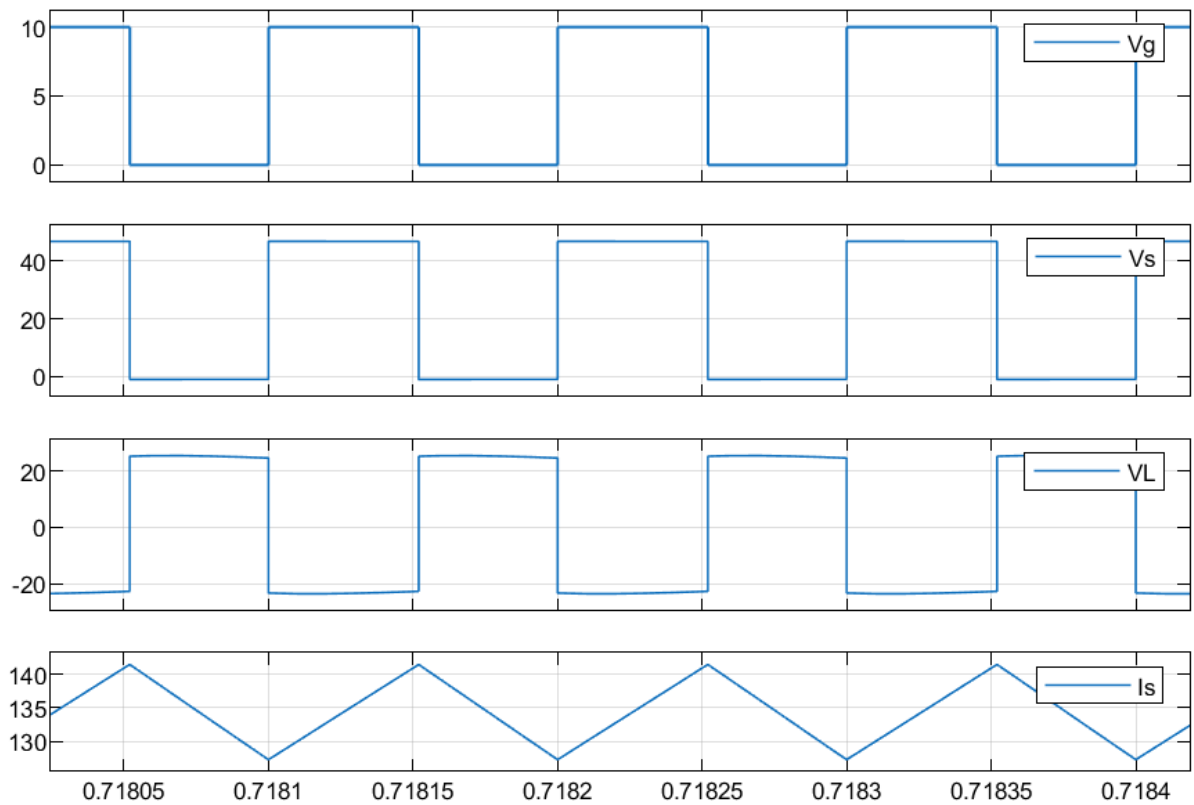


Figure III.3 Paramètres de sortie du convertisseur Buck avec IGBT

Alors que les résultats de simulation donnés sur la figure (III.4) concernant les paramètres de charge du convertisseur Buck avec IGBT montrent que :

- La tension de charge, aux bornes la résistance R_S , est de valeur moyenne $V_{S0\text{moy}} \cong 23.93$ V. Elle présente des ondulations entre deux valeurs $V_{S0\text{Min}} = 23.39$ V et une valeur $V_{S0\text{Max}} = 24.45$ V. donc elle appartient à l'intervalle de la valeur de tension de charge fixée dans le cahier de charge $20 \text{ V} \leq V_{S0} \leq 25 \text{ V}$.
- Le courant de charge I_{S0} possède une valeur moyenne $I_{S0\text{moy}} \cong 134.4$ A et présente des ondulations entre deux valeurs $I_{S0\text{Min}} = 131.4$ A et une valeur $I_{S0\text{Max}} = 137.4$ A. Donc on peut constater que ce courant de charge I_{S0} est proche de la valeur fixée dans le cahier de charge et qui est de l'ordre de 140 A.

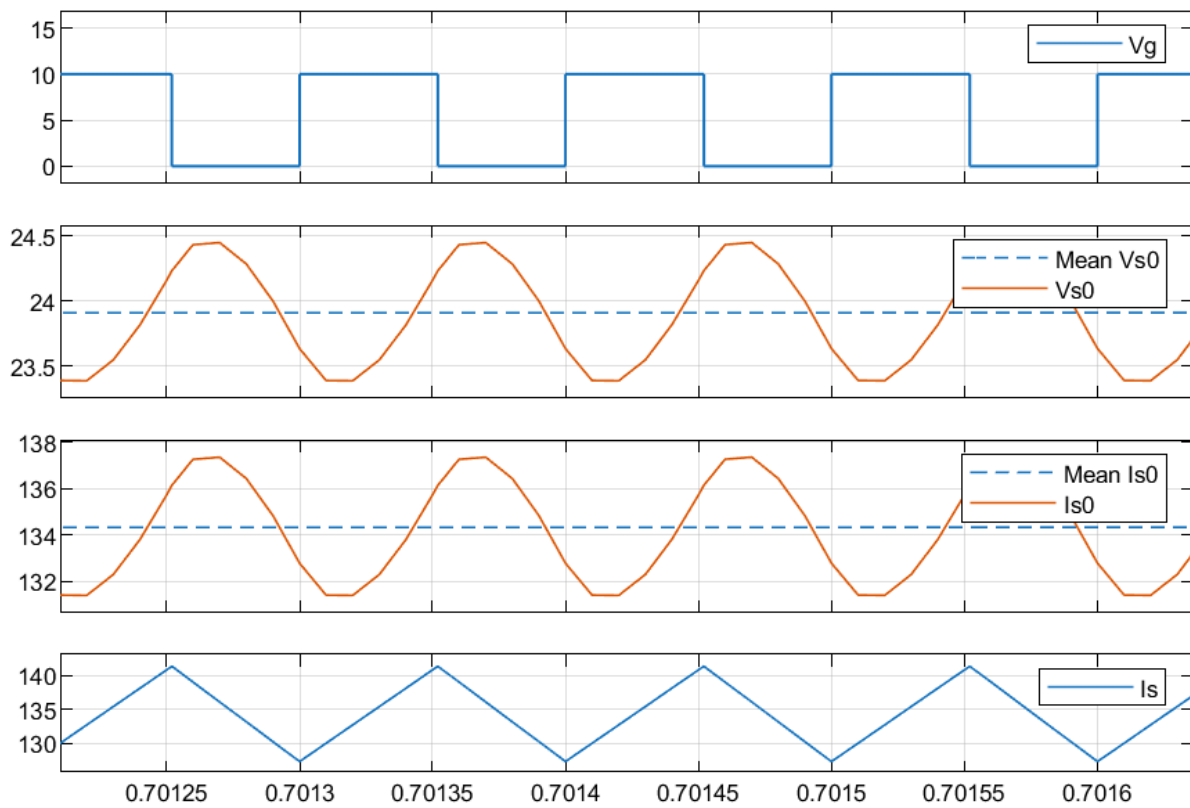


Figure III.4 Paramètres de charge du convertisseur Buck avec IGBT

Maintenant essayant de voir le cas du convertisseur Buck avec cellule de commutation de type transistor MOSFET. Comme il est montré sur la figure (III.5) en a remplacé tout simplement le transistor IGBT par un MOSFET.

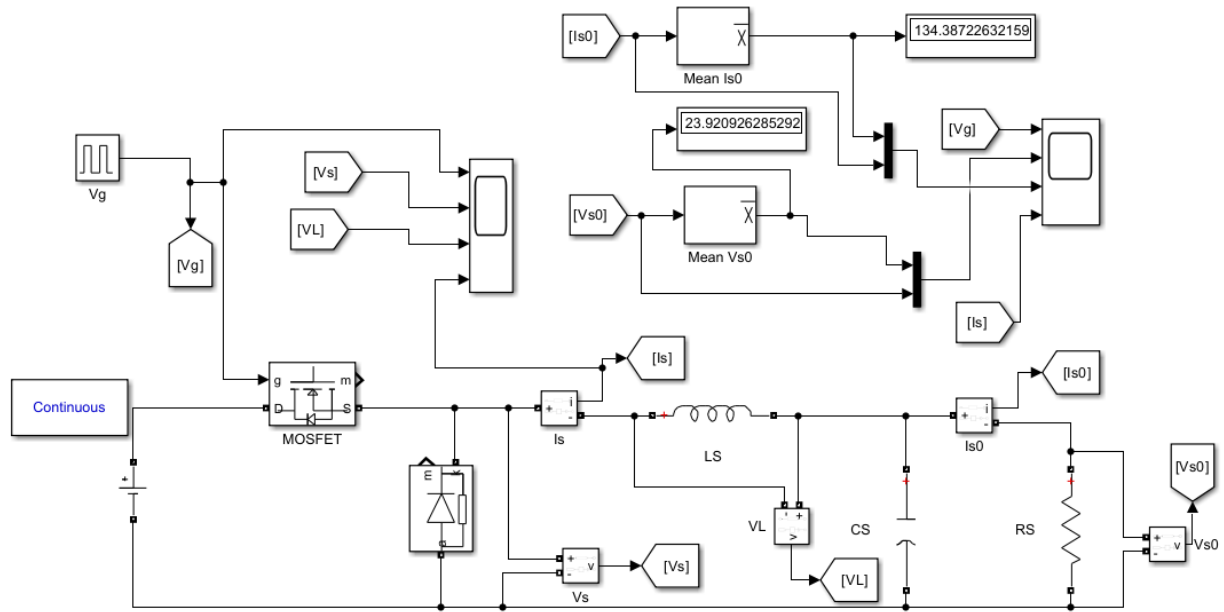


Figure III.5 Convertisseur Buck conventionnel avec MOSFET

De la même manière que précédemment on procède à l'analyse des grandeurs de sortie et de charge du convertisseur. Les résultats de simulation de la figure (III.6) montrent que :

- ✓ **Lorsque le transistor MOSFET est passant :**
 - La tension de sortie du convertisseur $V_S \cong 47.87 \text{ V}$.
 - La tension aux bornes de l'inductance $V_L \cong 25.92 \text{ V}$.
 - Le courant dans l'inductance I_L est de même forme que le courant I_L obtenue dans le cas de l'IGBT. Il a une valeur moyenne $I_{L\text{moy}} = 138,20 \text{ A}$ et croît linéairement jusqu'à une valeur $\text{Max } I_{L\text{max}} = 144,50 \text{ A}$.
- ✓ **Lorsque le transistor MOSFET est bloqué :** c.-à-d. la diode D devient passante
 - La tension de sortie du convertisseur $V_S \cong -0.91 \text{ V}$ (tension de seuil de la diode plus la chute de tension aux bornes de R_d).
 - La tension aux bornes de l'inductance $V_L \cong -23,97 \text{ V} (-V_{S0})$.
 - Le courant dans l'inductance I_L , décroît linéairement jusqu'à atteindre une valeur minimale de 130 A .

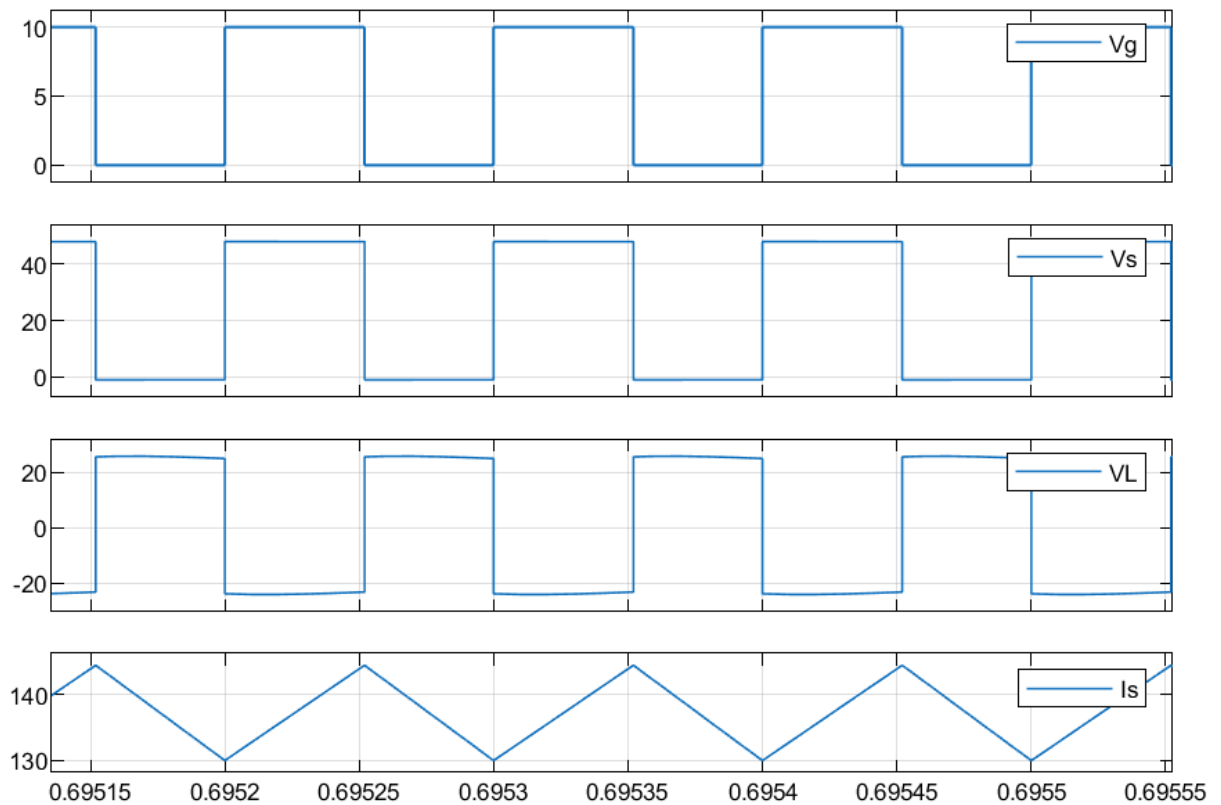


Figure III.6 Paramètres de sortie du convertisseur Buck avec MOSFET

Concernant les grandeurs de charge (V_{S0} et I_{S0}), les résultats de simulation donnés sur la figure (III.7) montre que :

- La tension de charge, aux bornes la résistance R_S , est de valeur moyenne $V_{S0\text{moy}} \cong 24,45\text{V}$. Elle présente des ondulations entre deux valeurs $V_{S0\text{Min}} = 23,89\text{ V}$ et une valeur $V_{S0\text{Max}} = 24,98\text{ V}$. Donc elle appartient à l'intervalle de valeurs de tension de charge fixée dans le cahier de charge $20\text{ V} \leq V_{S0} \leq 25\text{ V}$.
- Le courant de charge I_{S0} possède une valeur moyenne $I_{S0\text{moy}} \cong 137,3\text{ A}$, il présente des ondulations entre une valeur minimale de $134,20\text{ A}$ et une valeur maximale de $140,30\text{ A}$. Donc on peut constater que ce courant de charge I_{S0} est très proche de la valeur fixée dans le cahier de charge et qui est de l'ordre de 140 A .

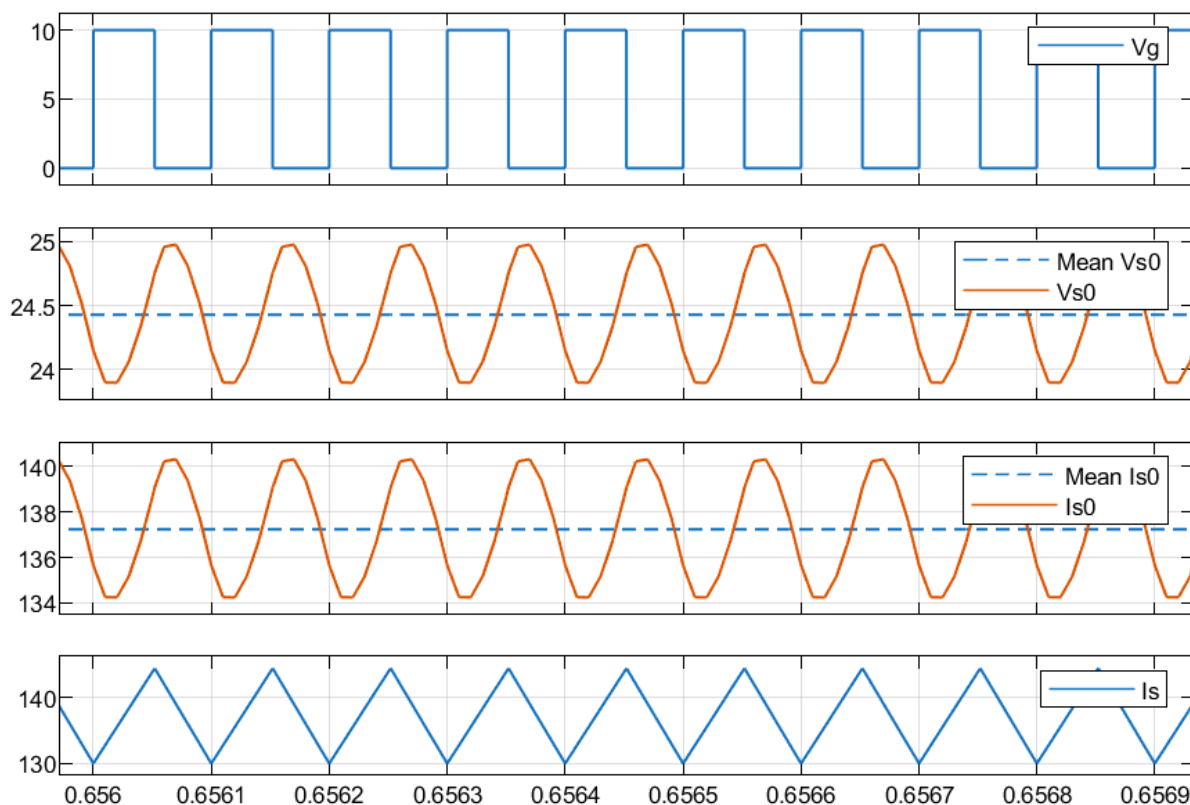


Figure III.7 Paramètres de charge du convertisseur Buck avec MOSFET

Synthèse :

En comparant les résultats des deux simulations précédentes on peut constater que ceux obtenus dans le cas du convertisseur Buck avec MOSFET satisfont les contraintes du cahier de charge en termes de tension (25 V) et du courant (140 A) mieux que ceux obtenus dans le cas du convertisseur Buck avec IGBT. Cela s'explique par la nature de la structure interne des deux composants. En effet, le MOSFET lorsqu'il est passant se comporte comme une résistance $R_{DS(ON)}$ très faible de l'ordre de $m\Omega$ et par conséquent la chute de tension aux bornes et la puissance dissipée pendant la conduction sont très faibles. Par contre pour le transistor IGBT, dont la structure interne est composée d'un MOSFET en entrée et d'un transistor bipolaire en sortie, lorsqu'il est passant se comporte comme une résistance interne comme celle du MOSFET en série avec une source de tension dont la valeur est égale à V_{CEsat} du transistor bipolaire. Donc la chute de tension aux bornes d'un IGBT est plus importante que celle aux bornes d'un MOSFET lorsqu'ils sont passants. Par conséquent les tensions et les courants de sortie et de charge du convertisseur Buck à base de transistor IGBT sont influencés par cette chute de tension. Cela est bien sûr valable pour les contraintes de notre cahier de charge ou la

tension est faible de l'ordre de 25 V et le courant relativement important de l'ordre de 140 mais pour des tensions et des courants de grandes valeurs la situation et le choix seront différents.

Donc on opte pour le choix du transistor MOSFET comme élément commandable de la cellule de commutation.

III.3.2 Amélioration de la conception préliminaire.

Dans l'équation (II.23) du chapitre (II), nous avons démontré que théoriquement et dans la mesure où l'on néglige les pertes dans les éléments semi-conducteurs du convertisseur, ce dernier est caractérisé par un rendement unitaire c.-à-d. :

$$\eta = \frac{P_S}{P_e} = 1.$$

Dans un convertisseur réel, le rendement d'un circuit bien conçu oscille généralement entre 85% et 95%. Les pertes proviennent principalement de trois sources :

- **Pertes par conduction** : Liées à la résistance à l'état passant des transistors ($R_{DS(on)}$) et à la diode, ainsi qu'à la résistance série de l'inductance (R_L).
- **Pertes par commutation** : Se produisent lors des transitions ouverture/fermeture du transistor. Le recouvrement entre la tension et le courant génère un pic de puissance dissipée à chaque cycle.
- **Pertes magnétiques et diélectriques** : Liées au cœur de l'inductance (courants de Foucault, hystérésis) et aux condensateurs (ESR : résistance série équivalente).

$$\text{Donc le rendement devient : } \eta = \frac{P_S}{P_e + P_{loss}} < 1$$

Si on s'intéresse uniquement aux pertes par conduction au niveau de la diode. Lorsqu'elle est passante pendant la durée $(1-\alpha) T$, la tension a ses bornes est $V_d = 0.9V$. Donc la puissance dissipée par la diode est :

$$P_{diode} = (1 - \alpha) \cdot V_d \cdot I_{S0}$$

$$P_{diode} = (1 - 0,52) \times 0,9 \times 140 = 60,48w$$

Dans le but d'améliorer le rendement nous avons pensé à utiliser le convertisseur Buck synchrone. Il se distingue de la version classique en remplaçant la diode de "roue libre" par un second interrupteur piloté en synchronisation avec le premier interrupteur. Le choix est entre le transistor IGBT et MOSFET pour remplacer la diode. Pour les raisons citées précédemment le

choix était en faveur du transistor MOSFET. Dans ce cas la puissance dissipée au niveau du MOSFET (M2) qui a remplacé la diode est :

$$P_{M2} = (1 - \alpha) \cdot R_{DS(on)} \cdot I_{S0}^2$$

$$P_{M2} = (1 - 0,52) \times 10^{-3} \times (140)^2 = 9,4 \text{ W}$$

En comparant les deux puissances on peut constater clairement que la puissance dissipée au niveau du MOSFET (M2) est plus petite par rapport à celle dissipée au niveau de la diode. Donc on voit bien l'apport de l'utilisation du transistor MOSFET à la place de la diode dans la diminution de la puissance perdue par conduction et par conséquent l'augmentation du rendement du convertisseur Buck.

La nouvelle conception du convertisseurs Buck qu'on propose est celle donnée sur la figure (III.8). Elle est connue sous le nom de convertisseur Buck synchrone du fait de la synchronisation de la commande des deux MOSFET qui composent ce convertisseur.

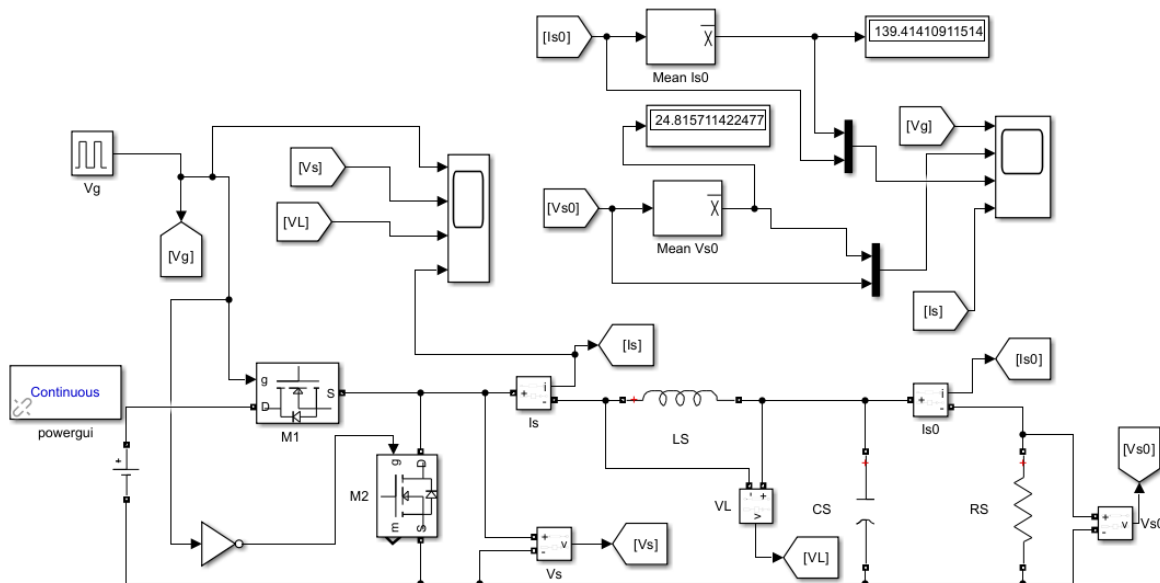


Figure III.8 Convertisseur Buck synchrone

Les résultats de simulation donnés sur les figures (III.9) et (III.10) illustrent clairement l'effet du remplacement de la diode de roue libre par un transistor MOSFET sur les grandeurs de sortie et de charge du convertisseur Buck.

Donc concernant les grandeurs de sortie du convertisseur Buck synchrone :

- ✓ **Lorsque les transistors MOSFET M1 passant et M2 bloqué :**
- La tension de sortie du convertisseur $V_S \cong 47.87 \text{ V}$. (pas de changement)

- La tension aux bornes de l'inductance $V_L \cong 25.48 \text{ V}$. (légèrement inférieur)
- Le courant dans l'inductance I_L est de même forme que le courant I_L obtenue dans le cas du Buck asynchrone. Mais Il a une valeur moyenne un peu supérieure et elle vaut $I_{L\text{moy}} = 140,50 \text{ A}$ et croît linéairement jusqu'à une valeur Max $I_{L\text{max}} = 146,50 \text{ A}$.
- ✓ **Lorsque le transistor MOSFET M1 est bloqué** : c.-à-d. Le transistor MOSFET M2 est amorcé par un signal de commande sur sa grille et il devient passant
- La tension de sortie du convertisseur $V_S \cong -0.133 \text{ V}$ (inférieure à la tension de seuil de la diode).
- La tension aux bornes de l'inductance $V_L \cong -23,57 \text{ V}$ ($-V_{S0}$).
- Le courant dans l'inductance I_L , décroît linéairement jusqu'à atteindre une valeur minimale de $132,3 \text{ A}$.

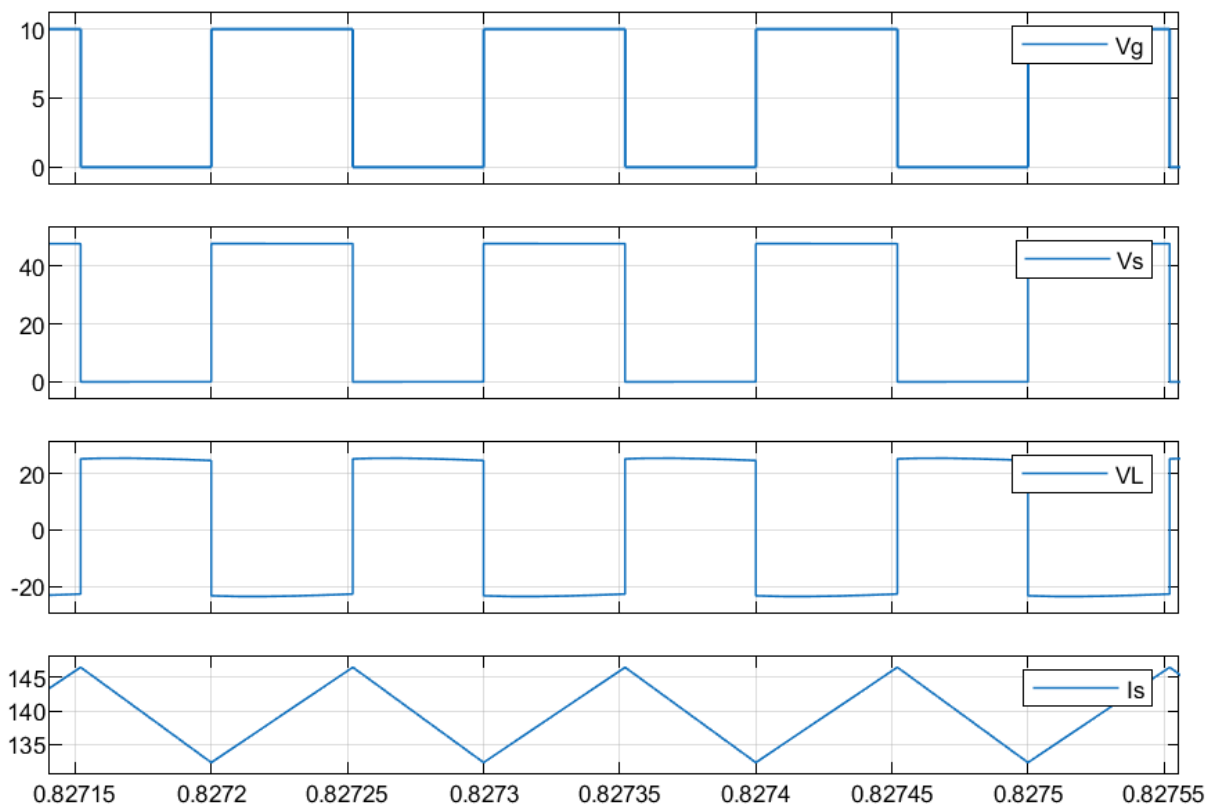


Figure III.9 Paramètres de sortie du convertisseur Buck synchrone

Pour les grandeurs de charge du convertisseur Buck synchrone on peut constater sur la figure (III.10) illustrant les résultats de simulation que :

- La tension de charge, aux bornes la résistance R_s , est de valeur moyenne $V_{s0\text{moy}} \cong 24,84\text{V} > 24,45\text{V}$ obtenue dans le cas du Buck asynchrone. Elle présente des ondulations entre deux valeurs $V_{s0\text{Min}} = 24,29\text{ V}$ et une valeur $V_{s0\text{Max}} = 25,35\text{ V}$. Donc elle appartient à l'intervalle de valeurs de tension de charge fixée dans le cahier de charge $20\text{ V} \leq V_{s0} \leq 25\text{ V}$.
- Le courant de charge I_{s0} possède une valeur moyenne $I_{s0\text{moy}} \cong 139,60\text{ A} > 137,3\text{ A}$ obtenue dans le cas du Buck asynchrone, il présente des ondulations entre une valeur minimale de $136,50\text{ A}$ et une valeur maximale de $142,40\text{ A}$. Donc on peut constater que ce courant de charge I_{s0} est très proche de la valeur fixée dans le cahier de charge et qui est de l'ordre de 140 A .

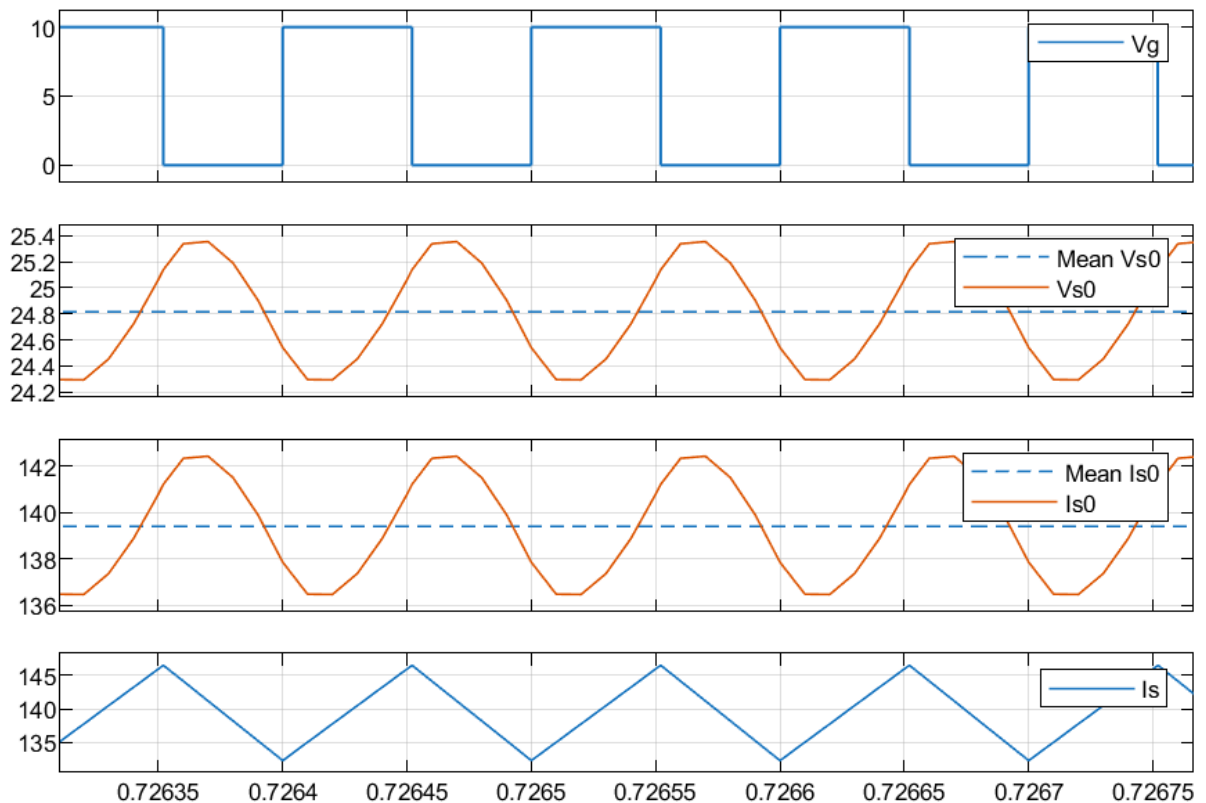


Figure III.10 Paramètres de charge du convertisseur Buck synchrone

III.3.3 Conception finale

Dans la section précédant nous avons proposé une amélioration du rendement du convertisseur Buck asynchrone en remplaçant la diode de roue libre par un transistor MOSFET ce qui a permet de minimiser les pertes de conduction causées par la diode. Ces pertes peuvent être minimiser d'avantage en réduisant le courant qui traverse le MOSFET M2 toute en

récupérant en sortie un courant de charge égal au courant imposé dans le cahier de charges. De plus cette approche permet de minimiser les pertes de conduction causées par la résistance série de l'inductance L_S . L'idée, comme il est illustré sur la figure (III.11), consiste à diviser le courant provenant de la source d'entrée sur trois voies chacune composée d'un MOSFET et d'une inductance. Le courant résultant de ces trois voies est injecté dans le circuit de charge composé du condensateur C_S et de résistance R_S . Le retour se fait également sur trois voies chacune composée d'un MOSFET.

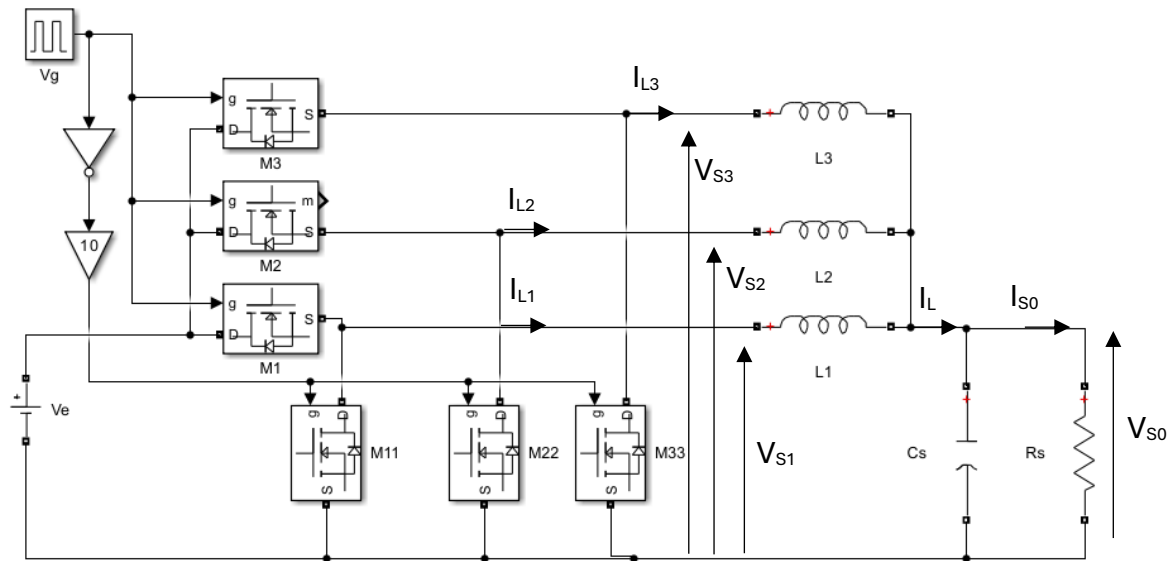


Figure III.11 Convertisseur Buck synchrone à trois voies proposé

Le schéma de simulation du fonctionnement de ce convertisseur ainsi que les différents points de mesures effectuées est donné sur la figure (III.12)

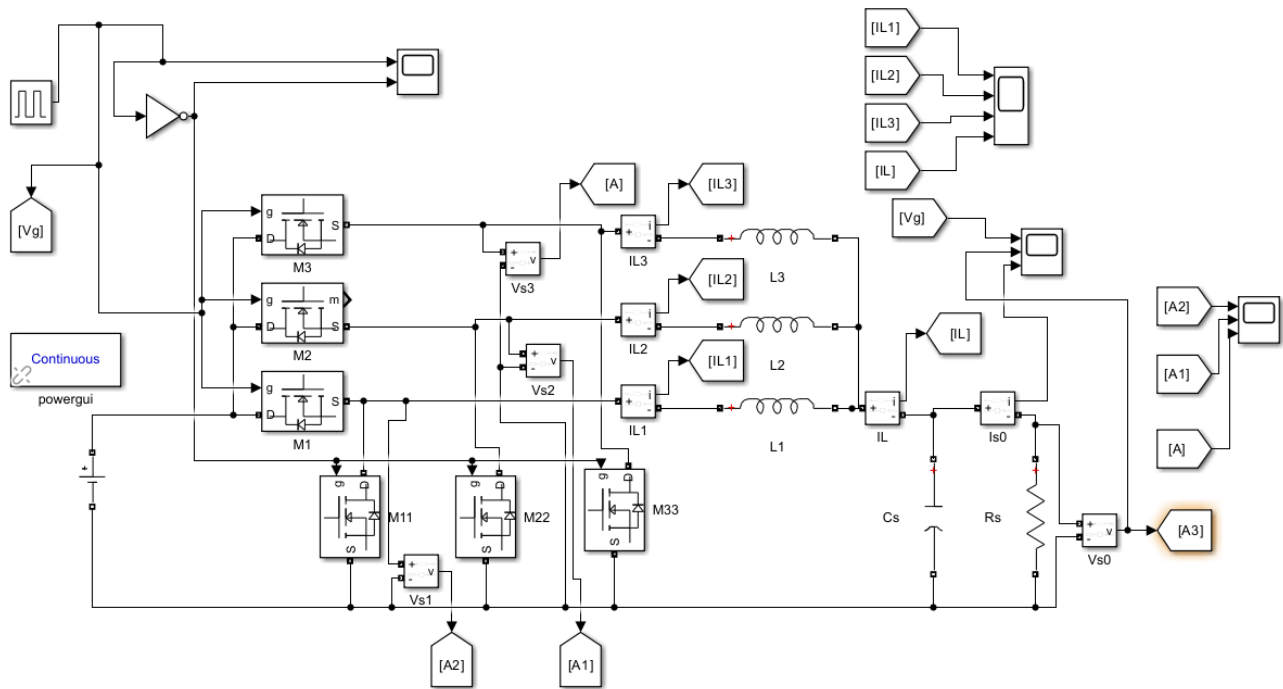


Figure III.12 Simulation du convertisseur Buck synchrone à 3 voies

Les trois MOSFET haut ou High-Side (M1, M2 et M3) sont commandés en même temps pendant la durée $\alpha.T$. Alors que les trois MOSFET bas ou Low-Side (M11, M22 et M33) sont amorcés même temps aussi pendant la durée $(1-\alpha)T$. les signaux de commandes des MOSFET haut et bas sont complémentaires comme il est indiqué sur la figure (III.13)

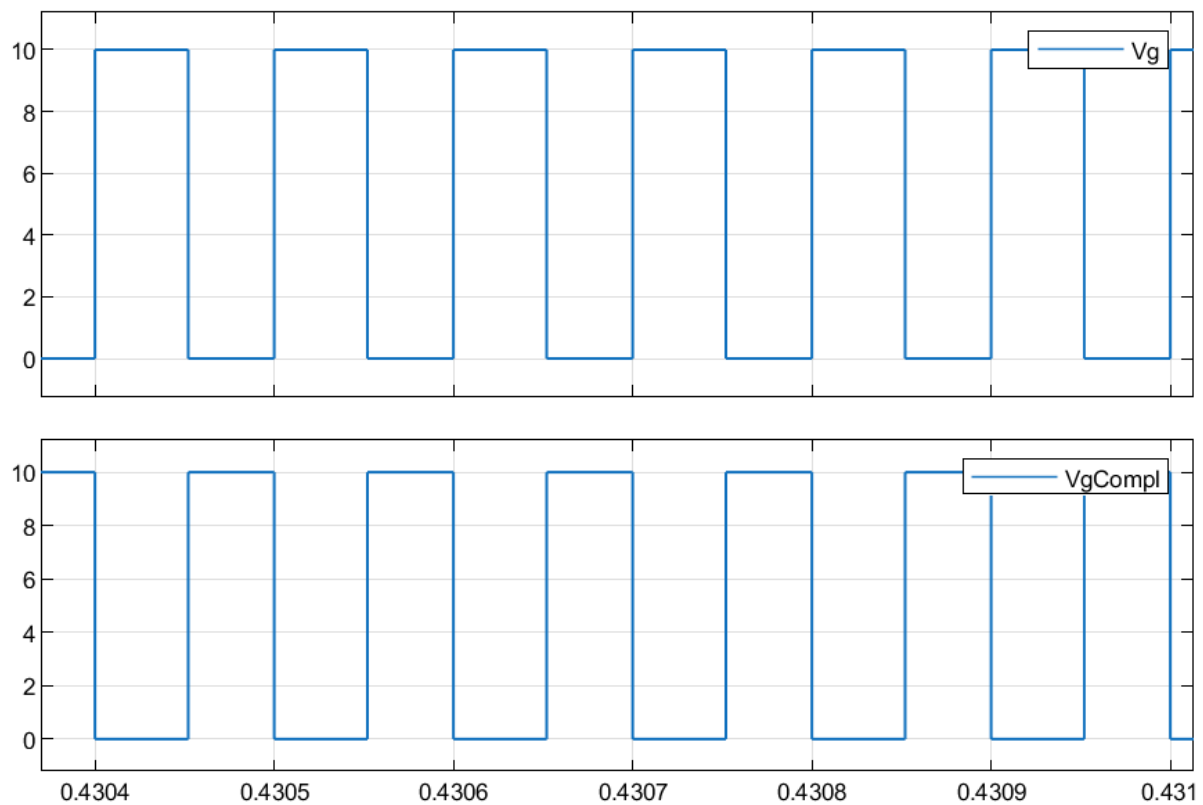
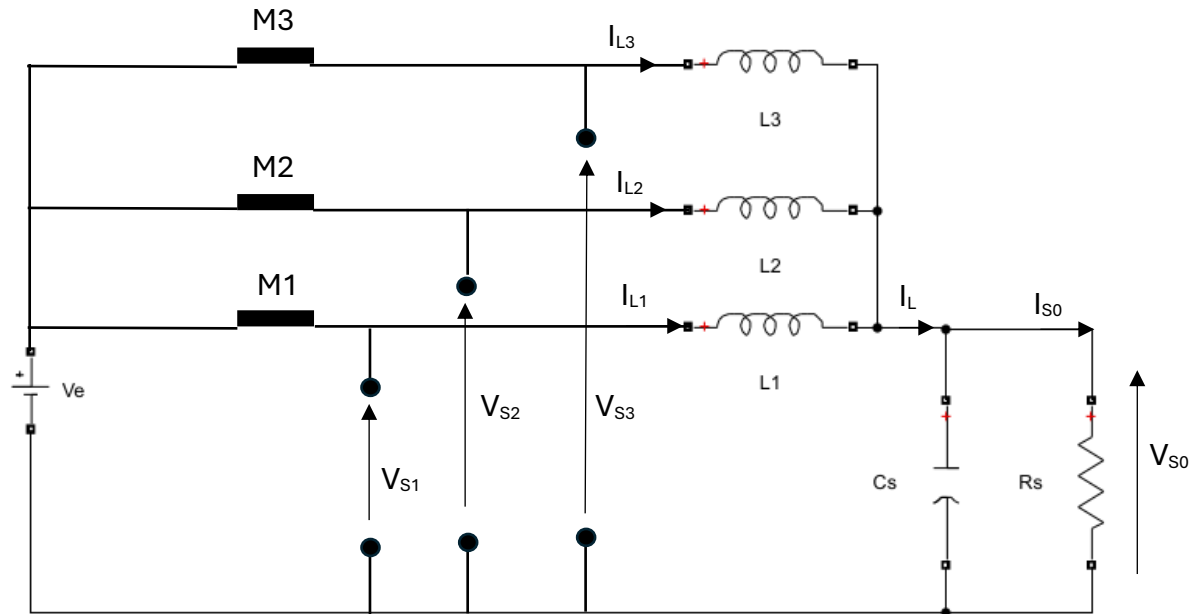
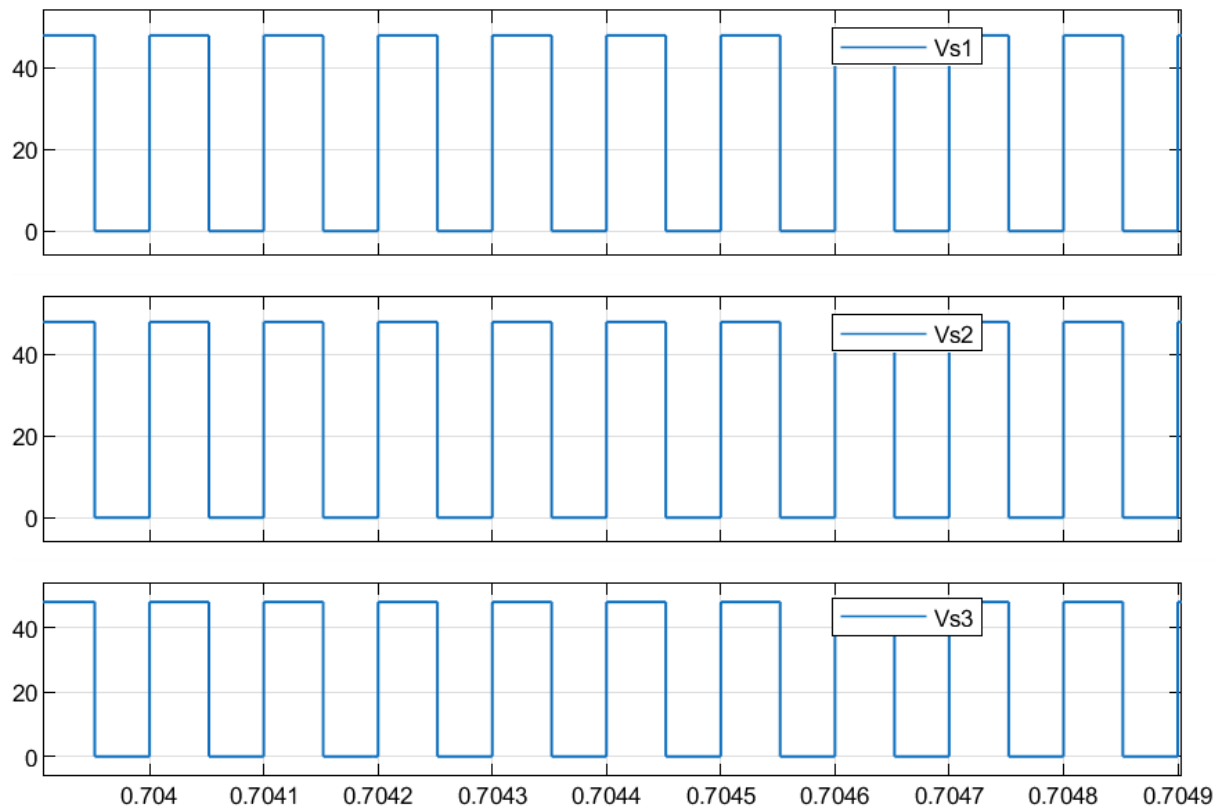


Figure III.13 Les signaux de commande V_g pour MOSFET haut et V_{gCompl} pour MOSFET

Dans ce qui suit nous expliquerons le fonctionnement du circuit avec les résultats de simulation des différentes grandeurs :

Pendant la durée $\alpha.T$ et comme il est indiqué sur la figure (III.14) les MOSFET (M1, M2 et M3) reçoivent en même temps l'impulsion V_g sur leurs grilles. Donc ils deviennent passants alors que les MOSFET (M11, M22 et M33) sont bloqués et les tensions à leurs bornes V_{S1} , V_{S2} et V_{S3} respectivement sont données sur la figure (III.15). On peut constater que les trois tensions, appliquées aux trois voies, sont presque égales à la tension d'entrée ($V_{S1}=V_{S2}=V_{S3}= 47.96 \text{ V}$) la chute de tension 0.14 V est due à la résistance $R_{DS(on)}$ de chaque MOSFET relié à chaque voie.

Figure III.14 Le convertisseur Buck synchrone pendant la durée $\alpha.T$ Figure III.15 Les tensions de sortie V_{s1} , V_{s2} et V_{s3}

Les trois inductances L_1 , L_2 et L_3 sont calculées de telle sorte que les courants qui les traversent I_{L1} , I_{L2} et I_{L3} respectivement soient égaux et leur somme soit égale au courant de charge 140 A. Donc les trois inductances sont égales et le calcul de l'une (par exemple L_1) se fait de la manière suivante :

A partir de l'équation (II.15) on a

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha(1 - \alpha) V_e}{L_1 f}$$

$$L_1 = \frac{\alpha(1 - \alpha) V_e}{\Delta I_{L1} f}$$

Mais on a besoin de calculer ΔI_{L1} et d'après la proposition qu'on a fait le courant de charge sera divisé sur trois, donc :

$$I_{L1} = \frac{140}{3} = 46,66A$$

Avec l'ondulation relative du courant de 10 % :

$$\Delta I_{L1} = 0.1. I_{L1} = 4,66 A$$

Donc

$$L_1 = \frac{0,52(1-0,52)48}{4,66 \times 10 \times 10^3} \cong 2,57.10^{-4} H$$

Pour calculer le condensateur de charge C_S on utilise l'inductance équivalente $L_{eq} = L_1 // L_2 // L_3$

Avec $L_1 = L_2 = L_3 = L$, donc :

$$L_{eq} = \frac{L}{3} = 85,66.10^{-6} H$$

$$C_S = \frac{\alpha(1 - \alpha) V_e}{8 L_{eq} \Delta V_{S0} f^2}$$

$$\Delta V_{S0} = 0,05. V_{S0} = 1,25 V$$

$$C_S = \frac{0,52(1 - 0,52)48}{8 \times 85,66 \times 10^{-6} \times 1,25 \times (10.10^3)^2} \cong 140.10^{-6} F$$

Pour la résistance de charge R_S :

$$R_S = \frac{V_{Smoy}}{I_{S0}} = \frac{25}{140} = 0,178 \Omega$$

Pratiquement on retrouve les mêmes valeurs pour le condensateur C_S et la résistance R_S de charge retrouvées dans le cas du convertisseur Buck a une seule voie.

Toujours pendant la durée $\alpha.T$, les trois voies ou mailles sont gérées par les équations suivantes :

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = V_{S1} - V_{S0} > 0$$

$$V_{L2} = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = V_{S2} - V_{S0} > 0$$

$$V_{L3} = L_3 \cdot \frac{di_{L3}}{dt} = V_{S3} - V_{S0} > 0$$

On peut constater que V_{L1} , V_{L2} et V_{L3} sont positives durant cette phase. Donc les courants I_{L1} , I_{L2} et I_{L3} augmentent d'une façon linéaire d'une valeur Min = 44,27 A jusqu'à atteindre une valeur Max = 49,01 A en passant par une valeur moyenne égale à 46,55 A. Leur somme est le courant de Charge I_L qui varie de la même manière entre une valeur Min=132,80 A à une valeur Max=147 A en passant par une valeur moyenne égale à 139,7 A voire figure (III.16).

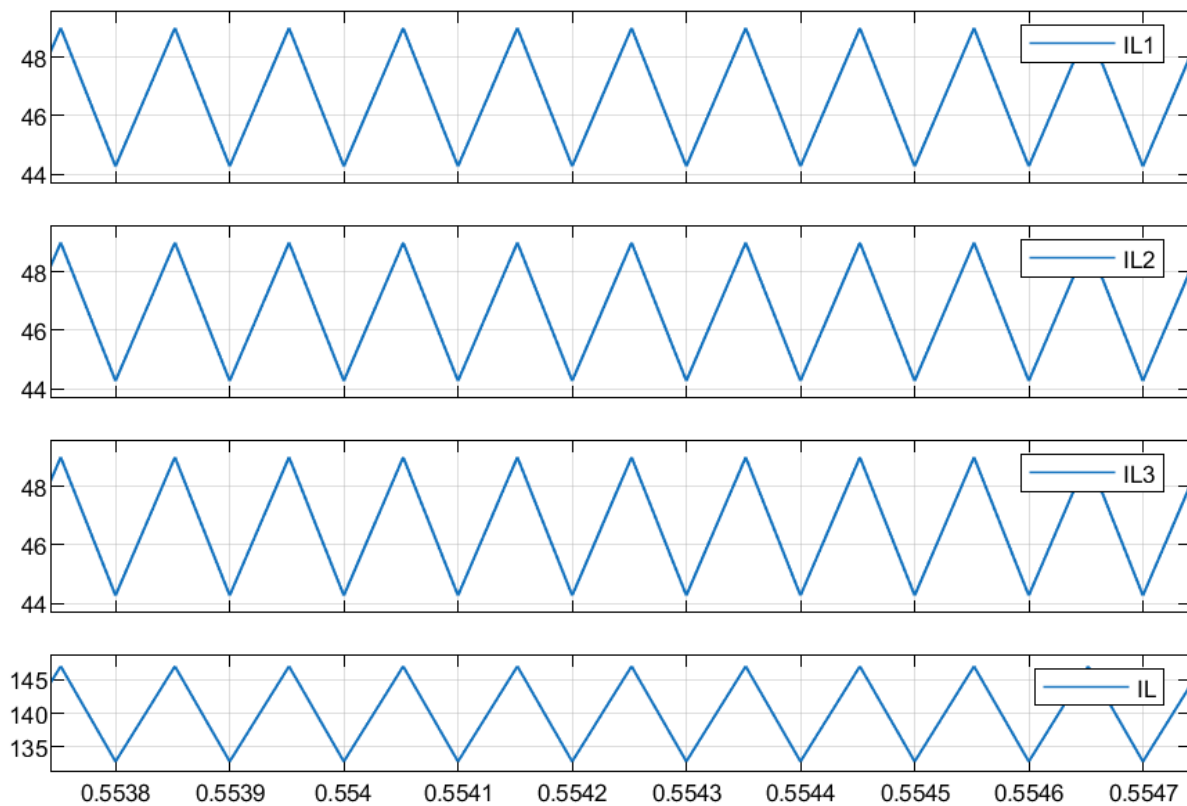


Figure III.16 Les courants de sortie I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} et I_L

Pendant la durée $(1-\alpha).T$, comme le montre la figure (III.17), les transistors MOSFET M1, M2 et M3 sont bloqués alors que les MOSFET M11, M22 et M33 sont amorcés. Ils présentent à leurs bornes des chutes de tension très faibles provoquées par les résistances $R_{DS(on)}$ de chaque MOSFET et qui est de l'ordre de $m\Omega$.

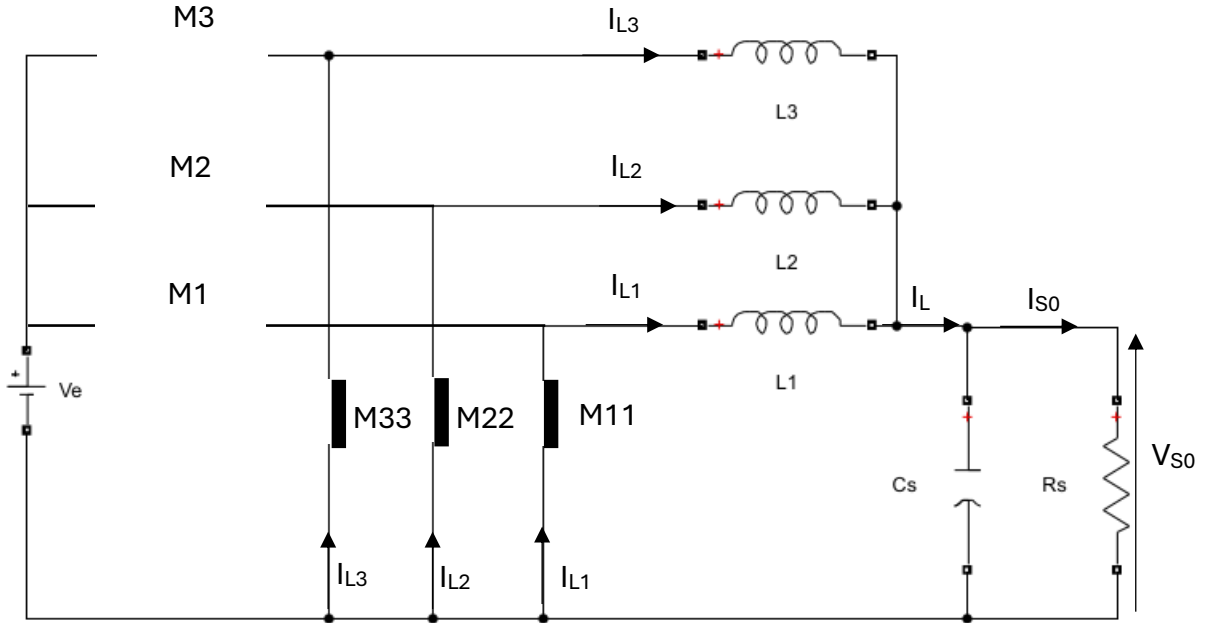


Figure III.17 Le convertisseur Buck synchrone pendant la durée $(1-\alpha).T$

Dans ce cas de situation les inductances $L1$, $L2$ et $L3$ commencent à fournir les énergies emmagasinées dans leurs champs magnétiques chacune dans sa propre maille. Les tensions aux bornes des inductances sont données comme suite :

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = -V_{S0} < 0$$

$$V_{L2} = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = -V_{S0} < 0$$

$$V_{L3} = L_3 \cdot \frac{di_{L3}}{dt} = -V_{S0} < 0$$

$V_{S0} > 0$, donc V_{L1} , V_{L2} et V_{L3} sont négatives et par conséquent les courants I_{L1} , I_{L2} et I_{L3} continuent à circuler dans le même sens qu'avant mais d'une manière décroissante. Le courant I_L qui est la somme des courants précédents suit la même variation comme il a été illustré sur la figure (III.16).

La puissance dissipée par conduction par un MOSFET dans le cas du convertisseur Buck synchrone simple et répartie équitablement sur chacun des MOSFET M11, M22 et M33 dans le cas convertisseur Buck synchrone a trois voies. Cette puissance est égale :

$$P_{M11} = P_{M22} = P_{M33} = (1 - \alpha) \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{I_{S0}}{3}\right)^2$$

$$P_{M2} = (1 - 0,52) \times 1.10^{-3} \times \left(\frac{140}{3}\right)^2 = 1w$$

On peut constater que la puissance dissipée par un MOSFET dans le cas du Buck synchrone simple et qui était de 9.4 watts est maintenant seulement de 1 watts pour chaque MOSFET et 3 watts pour l'ensemble. Donc les pertes par conduction des éléments semi-conducteur sont diminuées de 3 fois et comme le rendement en puissance est donné par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P_S}{P_e + P_{loss}}$$

Si on néglige les pertes par commutation et les pertes magnétiques et diélectriques alors les pertes par conduction des MOSFET sont égales à 6 watts. Dans ce cas le rendement sera :

$$\eta = \frac{140 \times 25}{0.52 \times 25 \times 48 + 6} = 0,99$$

On voit clairement l'apport de cette conception dans l'augmentation du rendement du convertisseur

En ce qui concerne les grandeurs de charge on peut constater sur la figure (III.18) que :

- La tension de charge, aux bornes la résistance R_s , est de valeur moyenne $V_{S0\text{moy}} \cong 24,91V > 24,84V$ obtenue dans le cas du Buck synchrone simple. Elle présente des ondulations entre deux valeurs $V_{S0\text{Min}} = 24,38V$ et une valeur $V_{S0\text{Max}} = 25,44V$.
- Le courant de charge I_{S0} possède une valeur moyenne $I_{S0\text{moy}} \cong 140A > 139,60A$ obtenue dans le cas du Buck synchrone simple, il présente des ondulations entre une valeur minimale de 137 A et une valeur maximale de 142,90 A.

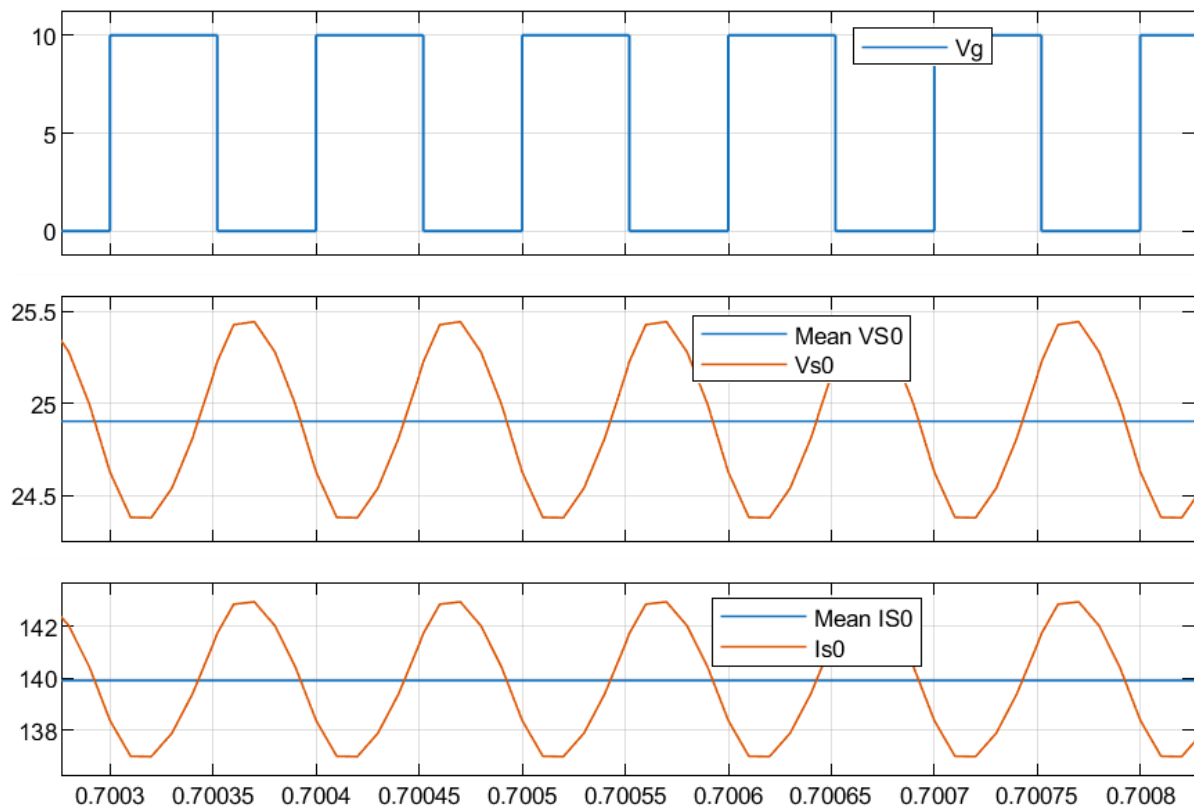


Figure III.18 Paramètres de charge du convertisseur Buck synchrone à trois voies

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté toutes les étapes suivies pour aboutir finalement à la conception adoptée. En effet, cette démarche nous a permis de définir un point de départ à partir duquel nous avons commencé la conception du convertisseur Buck demandé. Au début on a commencé par un convertisseur Buck asynchrone. Ensuite, et dans le but d'améliorer le rendement du convertisseur on a opté pour le convertisseur Buck synchrone qui consiste à remplacer la diode de roue libre par un transistor MOSFET. Malgré que les résultats obtenus étaient satisfaisants mais il y avait toujours la possibilité d'amélioration. Alors nous avons proposé une conception qui permet de répartir la puissance dissipée sur plusieurs MOSFET. Finalement la conception retenue consiste en un convertisseur Buck synchrone à trois voies dont les résultats de simulation ont montré son efficacité et la satisfaction des critères dictés par le cahier de charges à savoir la tension de charge, le courant de charge et le rendement du convertisseur.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

L'autonomie énergétique est l'une des exigences majeures des différents outils portables de fortes puissances (plusieurs kilowatts). Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche de solutions à cette exigence tout en tirant parti des dernières avancées en matière de stockage électrochimique et d'électronique de puissance. Il consiste en la conception d'un convertisseur DC-DC destiné à assurer le transfert d'énergie entre une batterie de type LiFePO_4 et un poste à souder à l'arc.

Pour répondre aux contraintes du cahier de charge nous avons suivi une approche systématique et itérative. Au début, nous avons choisi le convertisseur abaisseur ou Buck asynchrone sans Booster parce qu'il satisfait les contraintes de tension et de courant de charge avec un rendement acceptable. Mais par la suite nous avons trouvé qu'il est possible d'améliorer le rendement en remplaçant la diode roue libre par un MOSFET présentant en conduction une résistance $R_{DS(on)}$ très faible permettant de réduire la puissance dissipée et nous avons donc opté pour un convertisseur Buck synchrone. Après réflexion nous nous sommes rendu compte que l'amélioration est toujours possible en repartant le courant important, traversant le MOSFET de retour source des pertes de puissance, sur plusieurs branches ou voies. Enfin de compte nous nous sommes fixé sur un convertisseur Buck synchrone à trois voies.

Les résultats de simulation réalisée par Simulink de Matlab ont prouvé la validité de la conception retenue en termes de satisfaction des contraintes du cahier de charges à savoir la tension et le courant de charge nécessaires au procédé de soudage à l'arc MMA en plus d'un excellent rendement énergétique très demandé dans les systèmes embarqués ou portables.

Finalement nous souhaitons que le travail présenté dans ce mémoire soit un point de départ et une plateforme bénéfique pour les futures promos qui s'intéressent à ce domaine de l'électronique de puissance et désirent étendre ce travail à d'autres applications. L'amélioration est toujours possible surtout sur le plan commande et régulation avec ses différentes techniques ainsi que pour la réalisation et la validation pratique d'un prototype.

Bibliographies

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. New York, NY, USA: Springer, 2001.
- [2] M. K. Kazimierczuk, Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2015.
- [3] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, 4th ed. Oxford, UK: Butterworth-Heinemann, 2017.
- [4] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2002
- [5]. www.wikipédia.com. Consulté le 03 Avril 2026.
- [6]. www.tra-c.com/fr/types-de-soudage/quels-sont-les-principaux-procedes-de-soudage.
- [7]. ISO, « ISO 4063:2023 : Soudage, brasage et coupage », Nomenclature et numérotation des procédés, Organisation internationale de normalisation, 2023.
- [8]. Fiche technique pratique en Carrosserie crée le 05 mars 2006. Pour tous les véhicules toutes motorisations confondus Tags : soudure, MIG, TIG, arc, baton, argon.
- [9] BERNARD. A, ooreka.com/soudage : soudage – préparation–contrôle DMOS.
- [10]. A. FATTOUCHE « Réalisation d'un poste à souder », Mémoire de fin d'études Master, Option Réseaux Electriques, Université de Mohamed Khider Biskra 2015/2016.
- [11] F. SEBAA et M. RAHOU « Procédés et matériels de soudage », Préparation aux examens IWT, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen –Faculté de TECHNOLOGIE Département de Génie Mécanique 2019/2020.
- [12] Emadi, A., Lee, Y. J., & Rajashekara, K. (2008). Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(6), 2237-2245.
- [13]. A. Rufer & P. Barrade « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC» Laboratoire d'électronique industrielle Ecole Polytechnique Fédérale de LAUSANNE.
- [14]. Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2007). Fundamentals of Power Electronics. Springer.

Bibliographies

- [15]. Hayt, L. L., & Hayt, W. H. (2012). Electric Power Systems: Analysis and Design (5th ed.). McGraw-Hill.