

Implémentation en temps réel d'un algorithme de linéarisation
exacte entrée-état et prédictif pour la commande robuste de la
tension de sortie d'un convertisseur CC-CC survolteur

par

Wassil EL AOUNI

THÈSE PRÉSENTÉE À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION
DU DOCTORAT EN GÉNIE
Ph.D.

MONTRÉAL, LE 17 MARS 2022

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC



Wassil El Aouni, 2022



Cette licence Creative Commons signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette oeuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'oeuvre n'ait pas été modifié.

PRÉSENTATION DU JURY

CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE

PAR UN JURY COMPOSÉ DE:

M. Louis-A Dessaint, directeur de thèse, Directeur de thèse
Département du génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Tony Wong, Président du jury
Département de génie des systèmes à l'École de technologie supérieure

Mme. Ouassima Akhrif, Membre du jury
Département du génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Handy Fortin Blanchette, Membre du jury
Département du génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Kodjo Agboussou, Examinateur externe indépendant
Département de génie électrique et génie informatique de l'Université du Québec à
Trois-Rivières

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 20 JANVIER 2022

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je tiens à adresser mes sincères remerciements en premier lieu à mon directeur le Professeur Louis-A.Dessaint pour son précieux soutien académique et personnel tout au long de la durée de ce projet et qui s'étend jusqu'à maintenant. Je tiens aussi à remercier très vivement les professeurs membres du jury pour leurs conseils fort utiles dès le début de ce projet ainsi que leur acceptation de l'évaluation de ma thèse. Je remercie aussi toute personne ayant participer à l'aboutissement de ce projet.

Implémentation en temps réel d'un algorithme de linéarisation exacte entrée-état et prédictif pour la commande robuste de la tension de sortie d'un convertisseur CC-CC survoltEUR

Wassil EL AOUNI

RÉSUMÉ

L'utilisation des convertisseurs CC-CC survoltEURS a augmenté significativement grâce à leur implémentation comme interfaces de puissance dans les microréseaux , les réseaux intelligents (RI) ainsi que dans les véhicules électriques. Les convertisseurs survoltEURS adaptent la tension ou le courant de la source d'entrée aux spécifications de la charge à l'aide d'un algorithme de commande approprié qui est linéaire dans la majorité des cas. Toutefois, les algorithmes linéaires garantissent la stabilité et la satisfaction des performances souhaitées seulement autour d'un voisinage relativement restreint du point d'équilibre. La commande prédictive (MPC) des convertisseurs survoltEURS a été proposée pour améliorer les performances du convertisseur et pour agrandir sa zone de fonctionnement. Toutefois, le MPC a été basée généralement sur le modèle linéaire approximé du convertisseur ce qui a contribué à une région d'opération relativement limitée. Ce travail, propose un algorithme MPC basé sur un modèle de convertisseur linéarisé d'une manière exacte. Le modèle du convertisseur est linéarisé selon une commande linéarisante entrée-état exacte (ILC) . Selon le meilleur de notre connaissance, ce serait le premier travail à présenter une implémentation en temps réel de la linéarisation exacte entrée-état associée à une commande prédictive MPC dans le contexte de la commande d'un convertisseur CC-CC survoltEUR. L'objectif de la linéarisation exacte est de continuer d'utiliser le même MPC linéaire à complexité réduite, tout en permettant l'extension de la zone de fonctionnement du convertisseur quand on le compare avec la commande linéaire classique. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que les performances statiques et dynamiques de la commande proposée sont de loin meilleures que celles de la commande linéaire standard.

Mots-clés: Implémentation en temps réel, Commande prédictive, commande non-linéaire, commande linéarisante entrée-état

Real-time Implementation of Input-state exact Linearization And Model Predictive Control for Robust Voltage Regulation of A DC-DC Boost Converter

Wassil EL AOUNI

ABSTRACT

The use of DC-DC step-up converters have increased significantly due to their implementation as power interfaces in microgrids (MGs), smart grids (SGs) and electrical vehicles. The step-up converters adapt the source voltage or current to the load specifications through an appropriate control algorithm which is linear in most cases. However, the linear algorithms guarantee mostly the system's stability and desired performances only around a relatively small neighborhood of the equilibrium point. Model predictive controllers (MPC) were proposed to improve the converter's performances and to broaden its operating region. However, MPC have been based mostly on the converter's approximated linear model which contributed to a relatively narrow operating region. This work presents an MPC algorithm based on an exactly linearized converter's model. The converter's model is linearized according to an exact input state linearization control (ILC). To the best of our knowledge, this would be the first work to present a real-time implementation of input state linearization, combined with a predictive control (MPC) loop, in the context of dc-dc boost converters control. The objectif of the exact linearization is to keep using the same reduced complexity linear MPC, while at the same time, allowing the extension of the system's operation area when compared with the classic linear control. The simulations and experimental results show that the proposed control static and dynamic performances are by far better than the ones of the standard linear control.

Keywords: Real-Time Implementation, Model Predictive Control, Non-Linear Control, input-state linearization control

TABLE DES MATIÈRES

| | Page |
|---|-----------|
| INTRODUCTION | 1 |
| CHAPITRE 1 PROBLÉMATIQUE DE LA RECHERCHE | 5 |
| 1.1 Difficultés de la recherche | 5 |
| 1.2 Objectifs et méthodologie de la recherche | 7 |
| 1.2.1 Objectifs | 7 |
| 1.2.2 Méthodologie | 8 |
| CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTERATURE | 11 |
| 2.1 Commandes linéaires du convertisseur survoltEUR | 11 |
| 2.1.1 Commande proportionnelle intégrale et par retour d'état | 12 |
| 2.1.2 Commande prédictive linéaire | 12 |
| 2.1.3 Commande LQR-anticipative optimale à double mode | 13 |
| 2.1.4 Commande par model interne | 14 |
| 2.1.5 Commande à observateurs imbriqués d'ordre réduit | 14 |
| 2.2 Commandes non linéaire | 16 |
| 2.2.1 Commande linéarisante | 16 |
| 2.2.1.1 Commande linéarisante entrée sortie | 17 |
| 2.2.1.2 Commande linéarisante entrée-état | 17 |
| 2.2.2 Commande prédictive non linéaire | 17 |
| 2.2.3 Commande de tension de sortie avec restitution des performances dynamiques | 18 |
| 2.2.4 Commande par mode de glissement | 18 |
| 2.2.4.1 Commande par mode de glissement quasi temporellement optimale | 21 |
| 2.2.4.2 Commande à mode de glissement discrète pour la régulation de la tension de sortie | 21 |
| 2.2.5 Commande sans capteur à base des méthodes de Lyapunov | 22 |
| CHAPITRE 3 TOPOLOGIES DES CONVERTISSEURS AMPLIFICATEURS DE L'ENTRÉE CC-CC | 25 |
| 3.1 Structures non isolées ou isolées | 25 |
| 3.1.1 Structures non isolées | 25 |
| 3.1.2 Structures isolées | 26 |
| 3.2 Structures unidirectionnelles/bidirectionnelles | 27 |
| 3.2.1 Structures unidirectionnelles | 27 |
| 3.2.2 Structures bidirectionnelles | 27 |
| 3.3 Structures alimentées en tension/courant | 28 |
| 3.3.1 Structures alimentées en tension | 28 |
| 3.3.2 Structures alimentées en courant | 29 |

| | | |
|---|---|-----------|
| 3.4 | À Commutation dure/douce | 29 |
| 3.4.1 | À Commutation dure | 29 |
| 3.4.2 | À Commutation douce | 30 |
| 3.5 | À phase non minimale / À phase minimale | 32 |
| CHAPITRE 4 MODÉLISTATION NONLINÉAIRE DU CONVERTISSEUR SURVOLTEUR | | 33 |
| 4.1 | Modélisation bilinéaire du convertisseur survoltéur | 34 |
| 4.1.1 | Modélisation sur le premier demi-intervalle de commutation | 34 |
| 4.1.2 | Modélisation sur le deuxième intervalle de commutation | 35 |
| 4.1.3 | Modélisation bilinéaire | 36 |
| 4.2 | Définition des conditions de fonctionnement du convertisseur | 37 |
| 4.2.1 | Sélection de la plage de variation du rapport cyclique et de la tension de sortie | 37 |
| 4.2.2 | Sélection du point d'équilibre initiale du convertisseur | 38 |
| 4.3 | Fonction de transert et caractéristique de phase non minimale | 40 |
| CHAPITRE 5 COMMANDE LINÉARISANTE PAR RETOUR D'ÉTAT | | 41 |
| 5.1 | Notions de géométrie différentielle | 42 |
| 5.1.1 | Dérivées de Lie | 42 |
| 5.1.2 | Crochet de Lie | 43 |
| 5.2 | Conception de la commande linéarisante | 43 |
| 5.2.1 | Conditions de linéarisabilité au sens entrée état | 43 |
| 5.2.2 | Transformation des variables d'état | 47 |
| 5.2.3 | Calcul du signal de la commande linéarisante | 47 |
| CHAPITRE 6 COMMANDE PRÉDICTIVE | | 49 |
| 6.1 | Commandes prédictives directes et indirectes | 50 |
| 6.2 | Conception de la commande prédictive | 53 |
| 6.2.1 | Prédiction des valeurs des variables états et du signal de commande | 53 |
| 6.2.1.1 | Choix de la période d'échantillonnage | 54 |
| 6.2.1.2 | Choix de la longueur de l'horizon de prédiction | 54 |
| 6.2.2 | Optimisation et calcul du signal de commande | 56 |
| 6.2.2.1 | Choix de la norme de la fonction objectif | 56 |
| 6.2.2.2 | Réglage des facteurs de pondération | 58 |
| 6.2.2.3 | Pénalisation de l'effort de commande | 58 |
| 6.2.2.4 | Formulation du problème d'optimisation et calcul du signal de commande | 59 |
| 6.2.3 | Stabilité | 60 |
| 6.2.3.1 | Stabilité | 60 |
| 6.2.4 | Robustesse | 61 |
| 6.2.5 | Configuration de la boucle commande MPC du projet | 62 |
| CHAPITRE 7 RÉSULTATS DE SIMULATION | | 63 |

| | | |
|---|--|------------|
| 7.1 | Configuration nominale du système | 64 |
| 7.2 | Programmation des algorithmes de commande | 64 |
| 7.2.1 | Commande PID | 65 |
| 7.2.2 | Commande MPC | 65 |
| 7.3 | Résultats de simulation | 66 |
| 7.3.1 | Mise en marche du convertisseur | 66 |
| 7.3.2 | Variation de la consigne de tension | 66 |
| 7.3.3 | Changement de la charge de sortie | 69 |
| 7.3.4 | Variation de la tension de la source | 69 |
| CHAPITRE 8 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX | | 73 |
| 8.1 | Configuration nominale du système | 73 |
| 8.1.0.1 | Circuit du convertisseur | 74 |
| 8.2 | Programmation de l'algorithme | 74 |
| 8.3 | Résultats expérimentaux | 77 |
| 8.3.1 | Mise en marche du convertisseur | 77 |
| 8.3.2 | Variation de la consigne de la tension de sortie | 77 |
| 8.3.3 | Variation de la charge de sortie | 78 |
| 8.4 | Comparaison qualitative | 78 |
| CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS | | 81 |
| ANNEXE I FONCTIONS DE LINÉARISATION ENTRÉE-ÉTAT | | 83 |
| ANNEXE II PROGRAMME MATLAB DE LA COMMANDE PRÉDICTIVE | | 85 |
| ANNEXE III GAINS DE LA COMMANDE PROPOSÉE | | 87 |
| ANNEXE IV CALCUL DES GAINS DE LA COMMANDE LINÉAIRE PID | | 89 |
| ANNEXE V COMPOSANTS DU PROTOTYPE | | 91 |
| RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES | | 124 |

LISTE DES TABLEAUX

| | Page |
|---|------|
| Tableau 7.1 Paramètres du système | 64 |
| Tableau 8.1 Comparaison qualitative des commandes nonlinéaires des convertisseurs survoltateurs | 79 |

LISTE DES FIGURES

| | Page | |
|------------|--|----|
| Figure 1.1 | Difficultés de la recherche | 5 |
| Figure 2.1 | Commande LQR-anticipative optimale à double mode | 13 |
| Figure 2.2 | Commande de mode interne | 15 |
| Figure 2.3 | Commande PI à observateurs imbriqués d'ordre réduit | 15 |
| Figure 2.4 | La commande linéarisante : principe de fonctionnement | 16 |
| Figure 2.5 | Commande par mode de glissement | 19 |
| Figure 2.6 | commande par mode de glissement quasi temporellement optimale | 23 |
| Figure 3.1 | Topologies des convertisseurs amplificateurs de l'entrée selon le type de connexion entrées sorties | 25 |
| Figure 3.2 | Structure non isolée unidirectionnelle alimentée courant NMP : exemple du convertisseur survoltEUR PWM | 26 |
| Figure 3.3 | Structure isolée bidirectionnelle : exemple du convertisseur feedforward | 27 |
| Figure 3.4 | Exemple de structure nonisolée bidirectionnelle : convertisseur buck-boost | 28 |
| Figure 3.5 | Commutations dure et douce | 29 |
| Figure 3.6 | Convertisseur survoltEUR CC-CC à commutation ZVS | 31 |
| Figure 3.7 | Convertisseur survoltEUR CC-CC à commutation ZCS | 31 |
| Figure 4.1 | Diagramme électrique du convertisseur survoltEUR | 33 |
| Figure 4.2 | Diagramme électrique du convertisseur pendant le premier demi-intervalle de commutation | 35 |
| Figure 4.3 | Diagramme électrique du convertisseur sur le deuxième intervalle de commutation | 35 |
| Figure 4.4 | Variation de rapport V/Vg en fonction du rapport cyclique D et de RL | 37 |

| | | |
|-------------|---|----|
| Figure 4.5 | Dépendance du mode CCM ou DCM de la plage de variation de D | 38 |
| Figure 4.6 | Variation de l'efficacité en fonction du rapport cyclique D et de R_L | 39 |
| Figure 5.1 | Diagramme algorithmique de la commande proposée | 41 |
| Figure 6.1 | Commandes MPC pour les convertisseurs de puissance | 50 |
| Figure 6.2 | Structures MPC directes et indirectes | 51 |
| Figure 6.3 | Prédiction des valeurs de la commande u qui permettent à la variable x de suivre la référence | 53 |
| Figure 6.4 | Courbe d'une fonction convexe monovariable | 56 |
| Figure 6.5 | Commande prédictive d'un convertisseur | 60 |
| Figure 7.1 | Schéma SimPowerSystems de simulation de la commande proposée | 63 |
| Figure 7.2 | Circuit de simulation de la commande PID | 66 |
| Figure 7.3 | Simulation de la mise en marche du convertisseur avec un PID linéaire | 67 |
| Figure 7.4 | Simulation de la mise en marche du convertisseur avec la nouvelle commande | 67 |
| Figure 7.5 | Simulation du changement de la consigne de la tension de sortie avec une commande PID linéaire | 68 |
| Figure 7.6 | Simulation du changement de la consigne de la tension de sortie avec la nouvelle commande | 68 |
| Figure 7.7 | Simulation du changement de la charge de sortie avec une commande PID linéaire | 69 |
| Figure 7.8 | Simulation du changement de la charge de sortie avec la nouvelle commande | 70 |
| Figure 7.9 | Simulation du changement de la tension de source avec un PID linéaire | 70 |
| Figure 7.10 | Simulation du changement de la tension de source avec la nouvelle commande | 71 |
| Figure 8.1 | Le programme Simulink de la commande proposée en temps réel | 74 |

| | | |
|------------|---|----|
| Figure 8.2 | Première sous couche du programme Simulink de commande en temps réel | 75 |
| Figure 8.3 | Programme Simulink de commande en temps réel | 75 |
| Figure 8.4 | Démarrage expérimental du convertisseur avec la nouvelle commande | 77 |
| Figure 8.5 | Variation expérimentale de la consigne de tension avec la nouvelle commande | 78 |
| Figure 8.6 | Variation expérimentale de la charge de sortie avec la nouvelle commande | 79 |

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

| | |
|-------|---|
| CBM | Modèle bilinéaire du convertisseur survoltEUR |
| CC | Courant continu |
| CL | Commande linéarisante |
| ISLC | Commande commande linéarisante entrée état |
| LC | Linear Control |
| LQR | Linear Quadratic Regression |
| LMPC | Linear Model Predcitvie Control |
| LTI | Linear Time Invariant |
| MPC | Commande Prédictive |
| MR | Microréseaux intelligents |
| NLMPc | Non Linear Model Predictive Control |
| NMP | Nom Minimal Phase |
| PI | Commande proportionnelle intégrale |
| PID | Commande proportionnelle intégrale et dérivée |
| RI | Réseaux intelligents |

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

| | |
|---------------|---|
| R_L | Résistance de l'inductance dans l'état passant |
| R_{ON} | Résistance du Mosfet dans l'état passant |
| R_D | Résistance de la diode dans l'état passant |
| $v_D(t)$ | Tension de la diode à l'état passant |
| L | Inductance du convertisseur |
| R | Charge résistive de sortie |
| C | Condensateur du convertisseur |
| $d(t)$ | Rapport cyclique |
| v_c | Tension au borne du condensateur |
| $v_{c,ref}$ | Référence de tension au borne du condensateur de sortie |
| v_g | Tension de la source |
| i_L | Courant de l'inductance d'entrée |
| $i_{L,ref}$ | Référence de tension au borne du condensateur |
| u | Signal de la commande linéarisante dans le domaine nonlinéaire |
| v | Signal de la commande linéarisante dans le domaine linéaire |
| $T(\bar{x})$ | Fonction de transformation |
| \bar{x} | Vecteur des variables d'état du convertisseur dans le domaine nonlinéaire |
| z_i | Variables d'état du convertisseur dans le domaine linéaire |
| $i_{L,sh}$ | Dépassemement du courant i_L |
| T_r | Temps de réponse du convertisseur |
| $C(z_k, v_k)$ | Fonction objectif MPC à minimiser |
| λ_i | Facteurs de pondération de la fonction objectif |
| p | Horizon de prédiction du MPC |

| | |
|---------------|--|
| n | Nombre des variables d'état du convertisseur |
| T | Péride d'échantillonage |
| V | Volt |
| A | Ampère |
| s | Secondes |
| μH | Micro henri |
| μF | Micro farade |
| Ω | Ohm |

INTRODUCTION

Cette thèse propose la conception d'une nouvelle commande non linéaire pour les convertisseurs CC-CC survoltateurs qui permet d'améliorer leurs fonctionnements dans le cas de variation de la tension de la source ou des paramètres du convertisseur. Une commande non linéaire de ce type de convertisseurs devient de plus en plus nécessaire notamment lorsque ces convertisseurs sont utilisés avec des sources d'énergie renouvelables (SER). En effet, le comportement de ce type de convertisseurs ainsi que des SER est de type non linéaire. De plus, les SER ont un comportement aléatoire qui est souvent lié aux conditions météorologiques. Dans ce cas-ci, une simple commande linéaire standard peut ne pas suffire pour garantir les performances attendues de tels types de convertisseurs. En effet, les commandes linéaires standard se basent généralement sur des modèles de convertisseurs supposés linéaires autour d'un point d'équilibre fixes. Dans le cas de variations des SER, ou des caractéristiques des convertisseurs, ces points d'équilibre initiaux changent et ces commandes linéaires peuvent ne pas fonctionner tel que souhaité.

Dans la littérature qui précède ce travail, plusieurs commandes linéaires et non linéaires ont essayé de porter une amélioration à ces limitations de la commande linéaire standard. Cependant, la majorité de ces travaux permettent d'améliorer les performances du courant de la source ou de la tension de sortie mais pas les deux. Cette thèse propose une commande non linéaire qui apporte une amélioration à la commande de la tension de sortie, par rapport à la commande PID standard, tout en offrant une réduction du pic de démarrage du courant de la source.

Afin de présenter la contribution apportée par le présent travail, cette thèse sera développée selon trois parties principales. La première partie de cette thèse est composée des chapitres 1 à 3. Cette partie est consacrée à illustrer la problématique ainsi que les contributions attendues de ce travail. Dans le chapitre 1, la problématique ainsi que les objectifs et la méthodologie de ce travail seront présentés. Dans le chapitre 2, une revue de littérature est présentée afin de

situer le travail actuel par rapport aux travaux précédents. Dans le chapitre 3, une présentation de différentes topologies de convertisseurs CC-CC qui permettent de réaliser la fonction de l'amplification de l'entrée est présentée.

La deuxième partie de cette thèse, composée des chapitres 4 à 6, présente la méthodologie qui a permis de résoudre la problématique sélectionnée. Le chapitre 4 sera consacré à une modélisation non linéaire du convertisseur survolteur CC-CC de cette thèse. Les chapitres 5 et 6 sont consacrés à la présentation de la commande développée au cours de ce projet. Cette commande combine une commande prédictive en cascade avec une boucle de commande linéarisante entrée-état. Le chapitre 5 sera dédié à la présentation de la commande linéarisante entrée-état qui permet principalement, de calculer un équivalent linéaire exacte au modèle non linéaire du convertisseur. L'utilisation de ce type de commande linéarisante a pour objectif de prendre en compte les non linéarités du convertisseur d'une façon plus précise. Le chapitre 6 sera consacré à la présentation de la boucle de la commande prédictive MPC. La boucle de commande MPC a pour objectif d'améliorer la robustesse de convertisseur lors de la variation de la tension de la source ou des paramètres des convertisseurs. Cette boucle MPC a pour objectif aussi de permettre d'avoir une amélioration du temps de réponse.

La troisième partie de cette thèse, composée des chapitres 7 et 8, est consacrée à la présentation des résultats de validation de la méthodologie proposée. Le chapitre 7 est consacrée à la présentation des résultats de simulation réalisées à l'aide du logiciel Simulink et la bibliothèque SimPowerSystems. La bibliothèque SimPowerSystems permet notamment de représenter les convertisseurs de puissance de façon très proche de la réalité. Le chapitre 8 est consacré aux résultats expérimentaux.

Enfin, la partie conclusion permet de récapituler la problématique et les objectifs tracés ainsi que les réponses apportées. De plus, les références des publications des résultats de ce travail dans El-Aouni & Dessaint (2020) et El-Aouni & Dessaint (2017) sont présentées dans la partie

bibliographie. Enfin, les algorithmes ainsi que les paramètres des commandes seront présentés dans la partie annexe.

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE DE LA RECHERCHE

1.1 Difficultés de la recherche



Figure 1.1 Difficultés de la recherche

Difficulté 1 : La majorité des algorithmes proposées pour la commande des convertisseurs surveilleurs CC-CC proposent une régulation de la tension ou du courant mais pas les deux. Pour les travaux qui proposent une commande avancée de la tension de la sortie, cela s'accompagne généralement par la présence d'un pic important du courant de l'inductance, lors du démarrage du convertisseur. Ce pic a généralement un niveau plus grand que celui de la commande linéaire classique PI. La présence d'un tel pic peut contribuer à la fatigue des composants du convertisseur et l'augmentation de leurs taux de défaillance ainsi que la diminution de leurs durées de vie.

Cela peut aussi mener au surdimensionnement de ces composants ou de ceux de la partie de commande, ce qui peut augmenter le coût de réalisation du convertisseur.

Difficulté 2 : Les convertisseurs surveilleurs CC-CC sont des systèmes avec de fortes non-linéarités ils sont aussi à déphasage non minimal. Cela rend la réalisation de la commande de tels systèmes une tâche bien ardue si on veut atteindre de bonnes performances de régulation : un suivi de consigne rapide et précis. Cette tâche devient encore plus complexe si la tension de la source ou la valeur de la charge subissent des changements dans le temps. Or la prise en compte de ces changements, de la tension de source ou de la valeur de la charge, deviennent nécessaires si on veut utiliser notre convertisseur dans un contexte de conversion d'énergie provenant de sources renouvelables et alimentant des charges variables.

Difficulté 3 : La valeur des composants des convertisseurs CC-CC surveilleurs varient souvent avec le changement du point de fonctionnement ou de la température de ces éléments. C'est notamment le cas lors du changement de la tension de l'entrée, de la sortie ou de la charge. Cela rend le convertisseur un système à paramètres variants dans le temps. Dans ce cas aussi, la prise en compte de ces changements de paramètres avec le temps devient nécessaire si on souhaite réaliser une commande rapide, précise et robuste.

Difficulté 4 : Après une première implémentation d'une commande pour des convertisseurs, on peut avoir le besoin d'ajouter de nouveaux objectifs de régulation à notre algorithme initial, i.e. : limitation du signal de commande, amélioration de l'efficacité, réduction des émissions électromagnétiques, augmentation de la limite supérieure de la fréquence de commutation, etc. L'ajout de tels objectifs dans une commande existante, peut souvent constituer une tâche qui nécessite un changement substantiel de la loi de commande et de ses paramètres.

Difficulté 5 : La réalisation d'un premier prototype du circuit de commande, pour une commande avancée de convertisseurs de puissance, nécessite souvent soit l'utilisation de simulateurs en temps réel souvent onéreux (contrôleurs, capteurs, interfaces), ou l'utilisation de microcontrôleurs ordinaires mais qui nécessite le passage par une programmation en langage C souvent longue et complexe. L'utilisation de ces simulateurs est souvent aussi privilégiée lorsque la commande

inclus des fonctions complexes et de l'optimisation en temps réel qui peuvent alourdir le calcul et limiter la fréquence d'échantillonnage maximale. Ce qui peut rendre l'implantation à l'aide d'un microcontrôleur ordinaire difficile voire non réalisable.

1.2 Objectifs et méthodologie de la recherche

1.2.1 Objectifs

Objectif 1 : Sélection de la topologie du convertisseur et de ses composants, de manière à refléter les difficultés 1, 2 et 3. La réalisation de cet objectif permettra aussi de se rapprocher de l'ordre de grandeur des composants utilisés dans la littérature. Cela pourrait faciliter par la suite la comparaison des performances du travail proposé dans cette thèse avec la littérature. Ensuite, un prototype expérimental du convertisseur sera réalisé.

Objectif 2 : Modélisation et identification du convertisseur sous un format non linéaire le plus représentatif possible de son fonctionnement réel. Et la conception d'une commande qui permet de réaliser, en même temps, une régulation de tension de sortie qui soit rapide et robuste aux variations de la tension de la source et la charge de sortie, ainsi que la réduction du pic de courant de l'inductance au démarrage du convertisseur. Cette commande devrait être aussi robuste aux variations des valeurs des composants du convertisseur avec le changement de leurs points de fonctionnement. L'algorithme doit aussi prendre en compte la caractéristique de déphasage non-minimal inhérente à la topologie du convertisseur survoltéur CC-CC prise en compte dans ce travail. La commande devrait permettre l'ajout des objectifs de performances dans la loi de commande sans passer par une modification substantielle de l'algorithme de commande.

Objectif 3 : L'implémentation de la commande sur un microcontrôleur, avec des capteurs et des circuits d'interfaces à budget réduit. De plus, la programmation de la commande ne doit pas sortir du contexte de la réalisation des circuits Simulink et du codage avec des scripts Matlab ordinaires. L'objectif ici est de réaliser les performances souhaitées, sans le passage par du codage en C, afin de faciliter l'implémentation des algorithmes proposées.

1.2.2 Méthodologie

Pour réaliser l'objectif 1 : La topologie hacheur PWM du convertisseur a été sélectionnée. Malgré sa simplicité, cette topologie pose aussi les difficultés 1 à 4. Les composants du convertisseur ont été dimensionnés de façon à se situer dans le même ordre de grandeur que des travaux similaires dans la littérature. Aussi, ces composants ont été sélectionnés avec des pertes résistives avec des valeurs, autant que possible, dans le même ordre de grandeur que des travaux précédents. Le circuit du convertisseur a été ensuite conçu et réalisé sous la forme d'une carte à circuit imprimée (PCB) à l'aide du logiciel Althium. Les composants passifs et actifs du convertisseur ont été ensuite soudés sur la carte PCB.

Pour réaliser l'objectif 2 : Une modélisation bilinéaire du convertisseur a été réalisée. Cette modélisation a pour avantage d'inclure en même temps les non-linéarités créées par la commutation entre états passant et bloqué du Mosfet, et aussi inclure les pertes résistives des composants dans le modèle. Ensuite une commande prédictive en cascade avec une commande linéarisante entrée-état a été utilisée. La boucle interne de la commande linéarisante permet de fournir une linéarisation exacte en temps réel du modèle bilinéaire. Cet algorithme linéarisant a été choisi parce qu'il ne contient pas de dynamique interne. Il sera donc moins affecté par le déphasage non-minimal du convertisseur qu'une linéarisation entrée-sortie. Aussi, une difficulté qui vient avec l'utilisation de la linéarisation entrée-état est qu'elle est basée sur le modèle bilinéaire. Ce modèle est basé sur les valeurs des composants du convertisseur autour de leur point de fonctionnement nominal. Or ces valeurs changent souvent et d'une façon plus au moins significative lors de la variation des courants et des tensions dans le convertisseur. Ces valeurs changent aussi avec la variation de la température du circuit. Pour réduire l'impact de ces changements sur la boucle de commande linéarisante, une commande prédictive linéaire a été placée en boucle externe. À l'aide des étapes de prédiction et d'optimisation du MPC, la robustesse de régulation de la tension de sortie est améliorée en cas de variation des valeurs de ces composants. Ensuite, la fonction objectif, dans la partie optimisation de la commande prédictive, pourrait être utilisé afin d'ajouter plus d'objectifs de régulation dans l'algorithme.

Pour réaliser l'objectif 3 : Un microcontrôleur de type Texas F28335 a été choisi pour implémenter l'algorithme de la commande. Ce type de microcontrôleurs, à budget réduit, permet d'être programmer directement avec un schéma Simulink et un script Matlab. Les programmes Simulink et Matlab sont ensuite traduits en language C puis téléchargées sur le microcontrôleur à l'aide du module Simulink Coder pour la famille Texas Instrument. L'implémentation se sert aussi d'un kit de développement qui permet de relier l'ordinateur au microcontrôleur à l'aide d'une liaison USB. Pour mesurer le courant de l'inductance, un capteur résistif shunt a été utilisé. Pour mesurer la tension de sortie, un simple diviseur de tension à base de résistances a été utilisé.

CHAPITRE 2

REVUE DE LA LITTERATURE

Les convertisseurs de puissance sont devenus parmi les outils les plus utilisés pour la transformation de la puissance électrique depuis leur introduction par Middelbrook et d'autres chercheurs en 1951 Erickson & Maksimovic (2007) . Cette popularité résulte du fait qu'ils permettent la conversion de la puissance électrique, selon les spécifications des clients, tout en offrant une bonne efficacité et fiabilité de fonctionnement. Ces convertisseurs sont souvent aussi des systèmes commandables, ce qui facilite le réglage de leurs performances dynamiques et statiques selon les spécifications des clients. Cette commandabilité permet aussi une implémentation d'algorithmes de commande plus modernes et plus avancés, ce qui permet une amélioration continue des performances des convertisseurs ainsi qu'une diversification en continu de leur contexte d'utilisation. D'autre part, et grâce à l'objectif de permettre une implémentation graduelle des sources d'énergie renouvelables dans le réseau électrique, l'utilisation des convertisseurs CC-CC survoltateurs a gagné de plus en plus d'intérêt dans les réseaux intelligents Che & Shahidehpour (2014); Maknouninejad, Qu, Lewis & Davoudi (2014); Nasirian, Moayedi, Davoudi & Lewis (2015). Les convertisseurs CC-CC survoltateurs sont utilisés dans les micro-réseaux (MG) et les réseaux intelligents pour amplifier la tension de la source d'entrée, à la valeur requise par la charge de sortie, à travers des algorithmes de commande appropriés. Ce chapitre présente une revue des algorithmes de commande, des convertisseurs survoltateurs CC-CC, les plus récents avant la présentation des résultats de ce travail. Ces algorithmes peuvent être classifiés selon deux catégories : des algorithmes à base de modèles linéaires et des algorithmes à base de modèles non linéaires.

2.1 Commandes linéaires du convertisseur survoltateur

La conception des algorithmes de commande linéaire peut se dérouler généralement selon les trois étapes suivantes : la première étape consiste à définir une approximation linéaire du modèle du convertisseur autour d'un point de fonctionnement initial stable. Ce modèle est souvent

obtenu à l'aide d'une linéarisation avec les séries de Taylor. Le système linéarisé sera stable si ses valeurs propres sont toutes à gauche de l'axe imaginaire. La deuxième étape consiste à concevoir la commande linéaire à base de cette approximation. La troisième étape consiste à appliquer la commande linéaire au convertisseur non linéaire.

2.1.1 Commande proportionnelle intégrale et par retour d'état

Les commandes proportionnelle intégrale et par retour d'état font partie des algorithmes les plus utilisés dans la catégorie des algorithmes linéaires. Les gains de ces régulateurs peuvent être obtenus par la méthode d'imposition des pôles. Ces pôles permettent de modifier les performances dynamiques du convertisseur selon les spécifications des clients. Ces régulateurs peuvent offrir des performances dynamiques et statiques acceptables tout en garantissant la stabilité autour d'une zone d'opération spécifique. Toutefois, les convertisseurs peuvent fonctionner loin de leurs points de fonctionnement initiaux dans le cas d'erreurs sur l'estimation des paramètres ou à cause du bruit introduit par les signaux de commande. Cette situation peut causer des fluctuations indésirables des signaux commandés ou peut même provoquer l'instabilité du système.

2.1.2 Commande prédictive linéaire

La commande prédictive basée sur un modèle linéaire (LMPC) a été parmi les solutions proposées pour répondre aux limitations de la commande linéaire Rodriguez, Kazmierkowski, Espinoza, Zanchetta, Abu-Rub, Young & Rojas (2013). Le LMPC utilise le modèle d'état linéaire discrétilisé du convertisseur surveilleur pour prédire les valeurs futures des variables d'état. Ensuite, le signal de commande est calculé à l'aide de la minimisation d'une fonction objectif sujet à des contraintes sur les variables du système. Le LMPC a été initialement utilisé dans l'industrie des produits chimiques il y a trente ans. Ensuite, grâce à l'amélioration des performances de calcul des microcontrôleurs, l'utilisation du LMPC a été étendue à la commande des convertisseurs de puissance à travers leurs modèles linéaires Shadmand, Balog & Abu-Rub (2014). Toutefois, l'utilisation du modèle linéaire du convertisseur peut réduire les performances du système s'il fonctionne très loin de son point d'opération initial.

2.1.3 Commande LQR-anticipative optimale à double mode

La commande LQR-anticipatif optimale à double mode a été proposée par Zhang, Li, Liu & Su (2017). Dans ce cas, le contrôleur utilise le modèle linéaire moyen du convertisseur et minimise une fonction objectif quadratique pour assurer la régulation de la tension de sortie. Cette commande, représentée sur la figure 2.1, combine un régulateur linéaire quadratique (LQR) avec un filtre de Kalman utilisé dans la ligne de retour, et une commande anticipative afin de minimiser le retard de phase causé généralement par les RHP. La commande fonctionne en conduction continue (CCM) ainsi qu'en conduction discontinue (DCM) et le calcul des paramètres de la commande est réalisé selon le mode en cours. Ensuite, un bloc de détection de mode permet de sélectionner les paramètres de la commande selon le mode en cours. La commande permettait de bonnes performances pour le suivi de la tension lorsqu'il y avait une variation de la tension d'entrée ou une réduction de la charge résistive. Toutefois, la tension de sortie présentait encore des ondulations autour de 25% et les performances du courant de l'inductance n'ont pas été considérées.

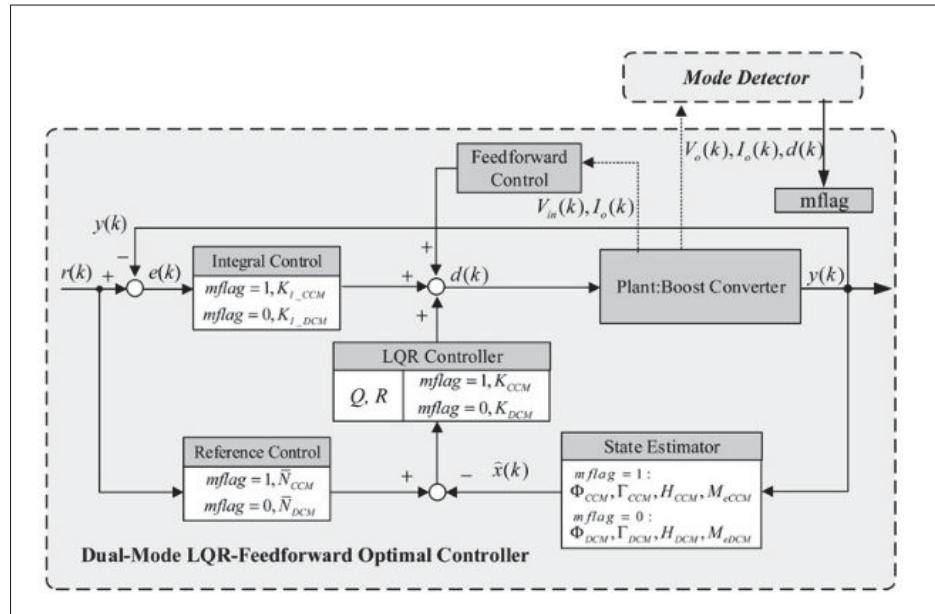


Figure 2.1 Commande LQR-anticipative optimale à double mode
Tirée de Zhang *et al.* (2017)

2.1.4 Commande par model interne

La commande par modèle interne a été proposée par Kobaku, Patwardhan & Agarwal (2017) . Cet algorithme, du type polynomial, a été conçu en utilisant le modèle linéaire du convertisseur au voisinage d'un point d'opération nominal. L'objectif principal était de réduire l'effet des zéros à phase non minimale sur la tension de sortie du convertisseur. L'algorithme IMC proposé a deux degrés de liberté, qui permettent d'assurer en même temps l'asservissement et la régulation du système. Sur la figure 2.2 p représente la fonction de transfert du système, p_{etha} représente la fonction de transfert de la perturbation externe, v est la sortie mesurée, et is est la consigne, pm représente la fonction de transfert du modèle interne, et C représente la commande IMC, Fr représente le filtre de la consigne, et $Fetha$ représente le filtre de la perturbation. Pour réaliser la commande IMC, le modèle de la perturbation est décomposé en composantes inversibles et non inversibles (qui contiennent les zéros RHP et les retards). Ensuite, la partie inversible est utilisé dans la conception du IMC. La commande est ensuite mise en cascade avec un filtre passe bas afin de s'assurer que le produit des polynômes C et FR est propre. Le contrôleur montrait de bonnes performances pour la variation de la tension de l'entrée, de la charge et de la tension de consigne. Cependant, pour le cas d'une réduction de la charge, la tension de sortie montrait un sous-dépassement de tension proche de celui d'un PID. Il y avait aussi un dépassement de la tension dans le cas du changement de la consigne de la tension de sortie. La dynamique du courant de l'inductance n'a pas aussi été traité.

2.1.5 Commande à observateurs imbriqués d'ordre réduit

La commande à observateurs PI (PIO) imbriqués d'ordre réduit a été proposé par Kim & Son (2017), les auteurs utilisaient des PIOs imbriqués d'ordre réduit pour réduire l'effet de la variation des paramètres et la variation de la tension d'entrée sur les performances dynamiques du convertisseur. Les PIOs sont des observateurs de la famille Luenberger mais qui sont augmentés d'un terme intégral. La commande, représentée sur la figure 2.3, est composée tout d'abord d'une boucle externe intégrale proportionnelle (IP), pour la commande de la tension, placée en cascade avec une boucle interne PI. Ensuite, pour permettre une

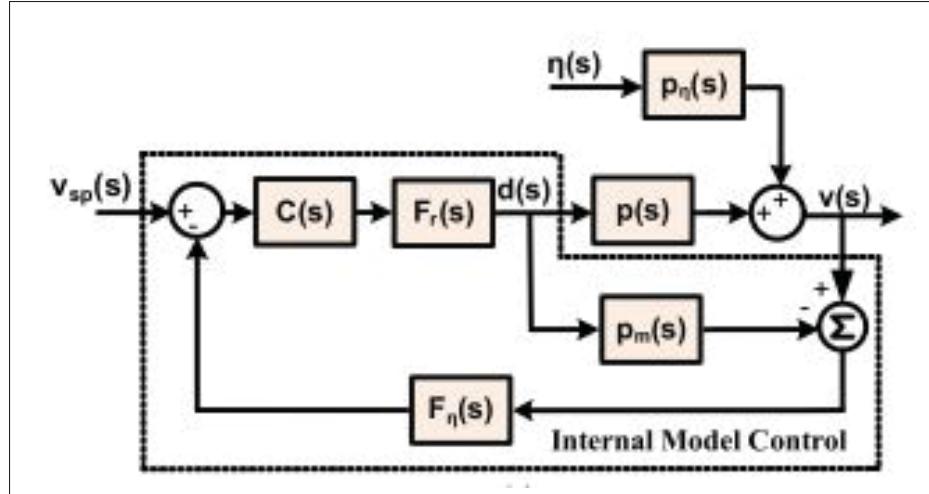


Figure 2.2 Commande de mode interne
Tirée de Kobaku *et al.* (2017)

robustification du régime transitoire, des PIOs imbriqués d'ordre réduit sont inclus dans la commande en cascade. De plus, une compensation anticipative est aussi ajoutée dans le signal de commande. Cette compensation est basée sur des observateurs imbriqués qui permettent, lors d'une incertitude paramétrique ou de variation de la tension de la source, de maintenir les caractéristiques nominales du système et d'assurer le suivi des performances désirées. Toutefois, dans le cas de la réduction de la charge, la tension de sortie continuait à présenter un sous dépassement de tension d'environ 4.5%.

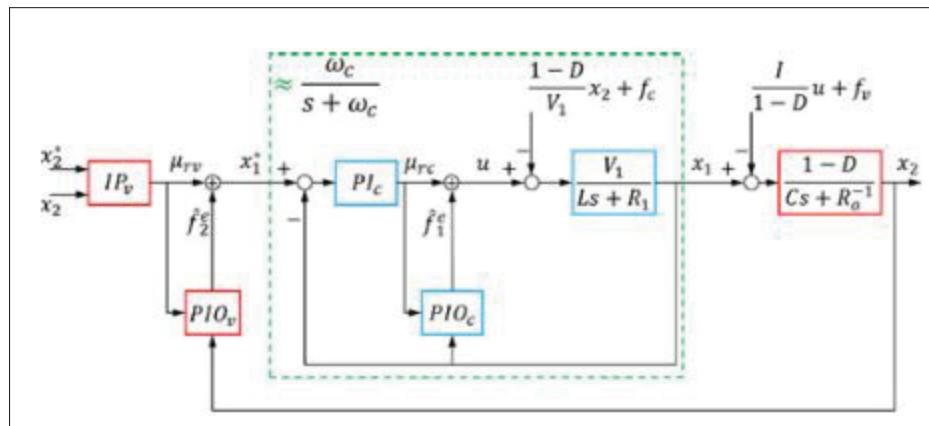


Figure 2.3 Commande PI à observateurs imbriqués d'ordre réduit
Tirée de Kim & Son (2017)

2.2 Commandes non linéaire

Les commandes non linéaires utilisent une représentation non-linéaire du convertisseur, afin de se rapprocher encore plus du vrai fonctionnement du système en temps réel. Cela peut améliorer la stabilité, les performances dynamiques et le suivi de la consigne du convertisseur dans le cas de perturbations ou de déviations paramétriques. Kim & Lee (2015); Srinivasan & Kwasinski (2014).

2.2.1 Commande linéarisante

La commande linéarisante est une technique bien connue dans la catégorie des commandes non-linéaires Khalil & Grizzle. La commande linéarisante (CL) Srinivasan & Kwasinski (2014) calcule un modèle linéaire équivalent exact et instantané du système en utilisant des fonctions de transformation spécifiques. Le système linéarisé peut ensuite être commandé en utilisant une boucle externe de commande linéaire. Cependant, cette solution à la limitation de ne pas être assez robuste aux fluctuations des paramètres du système.

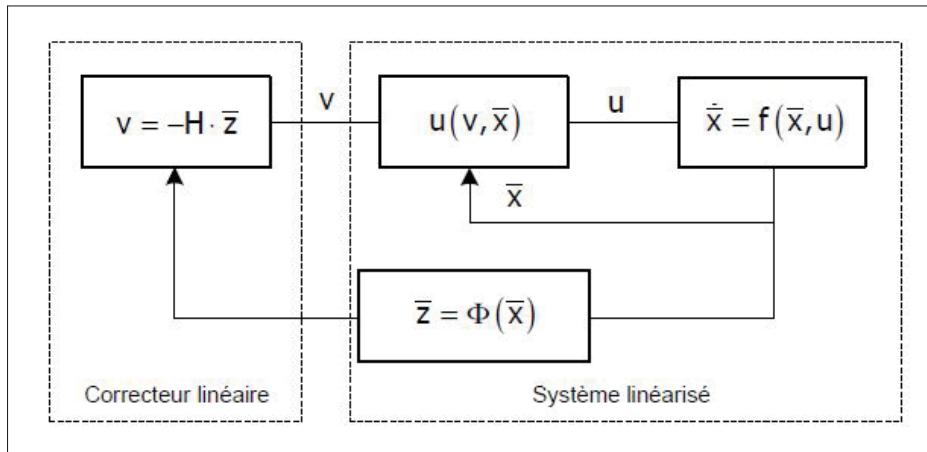


Figure 2.4 La commande linéarisante : principe de fonctionnement

2.2.1.1 Commande linéarisante entrée sortie

La commande linéarisante entrée sortie est un algorithme bien connu dans la catégorie des commandes CL. Le système linéarisé, selon cet algorithme, présente deux ensembles de variables d'état appelés dynamiques externes et internes. Les dynamiques internes seront toutefois instables dans le cas d'un système à phase non minimal tel que les convertisseurs CC-CC survoltateurs, abaisseurs ou abaisseurs-survoltateurs. Ensuite, si le système linéarisé est commandé à l'aide d'un algorithme linéaire qui ne prend pas en compte la dynamique interne, le système sera instable en boucle fermée. Comme solution à cette situation, les auteurs en Okou, Akhrif & Dessaint (1999) proposent une commande non linéaire pour des systèmes à phase non minimale. L'algorithme est composé d'une boucle externe constituée d'une linéarisation entrée sortie classique et d'une boucle interne de commande non linéaire stabilisante. La commande non linéaire a été conçue en utilisant une approche de Lyapunov dans l'objectif de stabiliser l'ensemble des dynamiques externes et internes.

2.2.1.2 Commande linéarisante entrée-état

La commande linéarisante entrée-état permet de réaliser une linéarisation exacte et complète du modèle d'état non linéaire affine. De cette façon, les dynamiques internes qui peuvent causer l'instabilité sont évitées. Un inconvénient de cette catégorie de commandes est sa complexité relative quand il s'agit de son implémentation en temps réel. Dans le meilleur de notre connaissance, il n'y en a pas eu d'implémentation expérimentale du ILC pour la commande d'un convertisseur survoltateur non linéaire avant la présentation du travail présenté dans cette thèse.

2.2.2 Commande prédictive non linéaire

La commande prédictive basée sur un modèle non linéaire (NLMP) a été aussi proposée dans d'autres travaux Beccuti, Kvasnica, Papafotiou & Morari (2013); Kim, Park, Kim & Lee

(2014). L'objectif du NL MPC est de prendre en compte les non-linéarités du système dans le but d'améliorer son comportement dans le cas d'une fluctuation de ses paramètres. Le signal de commande est calculé à l'aide de la minimisation d'une fonction coût sujette à des contraintes sur les variables du système. Pour évaluer la stabilité du système, l'utilisation des méthodes de Lyapunov a été proposé Allgower, Findeisen, Nagy et al. (2004); Kim, Kim, Park & Lee (2013). Le NL MPC a aidé à répondre aux limitations de la commande linéaire. Cependant, une erreur en régime permanent était toujours présente lorsque le NL MPC a été utilisé seul. Cette erreur a été corrigée souvent à l'aide d'une boucle d'observation externe ou à l'aide d'une commande à action intégrale.

2.2.3 Commande de tension de sortie avec restitution des performances dynamiques

La commande de suivi de la tension de sortie avec rétablissement des performances dynamiques a été proposée par Kim (2018). Le régulateur visait le maintien des performances dynamiques du convertisseur après une perturbation ou après une fluctuation de ces paramètres. Pour réaliser cette objectif, le régulateur utilise des observateurs non linéaires qui estiment ces perturbations. Cependant, l'ondulation du courant de l'inductance a été proche de celles d'un régulateur linéaire classique. De plus, la réduction du pic du courant de démarrage n'a pas été traitée. Le régulateur nécessitait aussi d'être ajusté par une approche essai-erreur.

2.2.4 Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement a été proposée dans plusieurs travaux dont Singh & Fulwani (2020). L'objectif de ce type de commande est de rendre le système plus résilient face aux perturbations à la source ou à la charge. Cette commande vise à ramener le système de la manière la plus rapide et plus stable vers son point de consigne. La première étape de conception de cette commande est la définition d'une surface glissante non linéaire. Cette surface est construite en fonction du comportement désiré du système. La deuxième étape consiste à la définition d'une loi de commande qui permette de garder la trajectoire du système à l'intérieur de cette surface. La figure 2.5 illustre cette commande dans le cas d'un modèle d'état d'ordre 2.

L'objectif ici est d'amener les variables d'état à converger vers leur trajectoire de référence. Cette trajectoire sera atteinte au moment lorsque $s(x_1, x_2) = 0$. Dans le cas de la commande présentée

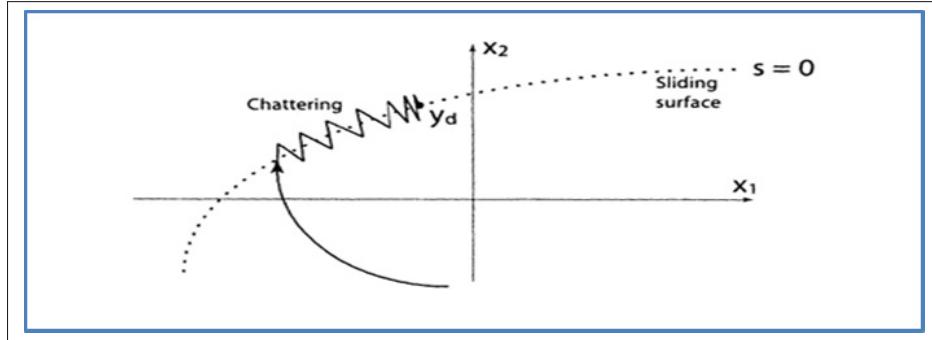


Figure 2.5 Commande par mode de glissement
Tirée de Polycarpou (2006)

dans Singh & Fulwani (2020), le convertisseur CC-CC a été représenté par son modèle d'état bilinéaire suivant :

$$\begin{aligned} L * \frac{diL}{dt} &= E - (1 - u) * vc \\ C * \frac{dvc}{dt} &= (1 - u) * iL \end{aligned} \quad (2.1)$$

Tel que :

vc : Tension aux bornes du condensateur C,

il : Courant circulant dans l'inductance L,

u : Signal de commande du convertisseur,

Dans ce cas, la surface glissante dans laquelle on désirait garder la trajectoire du système a été définie comme suit :

$$S = vc * il - vcref * ilref \quad (2.2)$$

Tel que :

- S : Valeur instantanée de la surface glissante,
- vc : Tension aux bornes du condensateur C,
- vcref : Tension de consigne du condensateur C,
- il : Courant circulant dans l'inductance L,
- ilref : Courant de consigne de l'inductance L,

La conception de la loi de commande a été réalisée par la suite en imposant le critère d'accessibilité (au point de consigne) suivant à la surface glissante :

$$\frac{dS^2}{dt} < -\eta * |S| \quad (2.3)$$

Et pour une région de stabilité (d'attraction) définie par :

$$\frac{dP}{dt} < vc * E * \sqrt{C/L} \quad (2.4)$$

Tel que :

- η : Réel positif donné,
- P : Puissance instantanée de la charge.

Le critère (2.3) signifie que S^2 est strictement décroissante et va converger, dans un temps fini, vers sa valeur minimale qui est dans ce cas égale à zéro. De cette façon le produit $vc * il$ va converger lui aussi à la valeur nominale de $vcref * ilref$. Une forme de loi de commande qui

respecte les critères (2.3) et (2.4) a été proposée de la façon suivante :

$$u = 1/2(1 - \text{sgn}(s)) \quad (2.5)$$

Cette approche a permis aux auteurs de garantir la stabilité du convertisseur même en présence de perturbations à grandes signaux de la source ou de la charge. Cependant, avec le choix de la surface glissante fournie, la précision individuelle de la convergence de chacune des variables v_c et i_l vers leurs consignes désirées n'a pas été suffisamment abordée. En effet, la méthode garantissait uniquement la convergence du produit $v_c * i_l$ vers $v_{cref} * i_{ref}$. En plus, les transitoires maximales du courant de l'inductance i_l dépassaient de 7% la valeur en régime permanent.

2.2.4.1 Commande par mode de glissement quasi temporellement optimale

La commande par mode de glissement quasi temporellement optimale a été proposée en Ghasemian & Taheri (2018). L'algorithme utilise une analyse affine commutée du modèle du convertisseur. L'objectif de cette commande est d'assurer la robustesse de la stabilité du convertisseur dans le cas de changement de la consigne, de la charge ou de la tension d'entrée. Cependant, dans le cas de la réduction de la charge, la tension de sortie continuait à présenter une erreur statique d'environ 1%. Les ondulations du courant ont été supérieures à 100% lors du test de la mise en marche du convertisseur.

2.2.4.2 Commande à mode de glissement discrète pour la régulation de la tension de sortie

La commande par mode de glissement discrète pour la régulation de la tension de sortie est proposée dans Vidal-Idiarte, Marcos-Pastor, Garcia, Cid-Pastor & Martinez-Salamero (2015). La commande est réalisée à l'aide de la mise en cascade composée d'une boucle interne et d'une boucle externe. La boucle interne se compose d'une commande non linéaire du courant basée

sur un mode de glissement discret. Et la boucle externe se compose d'une simple commande PI discrète pour la régulation de la tension de sortie. Tout d'abord, le convertisseur est modélisé sous une forme discrète simplifiée. Ensuite, l'algorithme de la commande est développé sous une forme analytique et discrète. Enfin, et pour satisfaire aux spécifications de performance, cet algorithme maintient la trajectoire de mouvement, des points échantillonnés, dans une surface glissante dans l'espace d'état lorsque le mouvement glissant discret est atteint. La commande assurait une réponse rapide et les bénéfices d'un implémentation numérique tel que la programmabilité et l'immunité au bruit, et permettait un fonctionnement à une fréquence de commutation constante. Cependant, le courant de l'inductance au démarrage du convertisseur présenté un pic près de 2000%. La tension de sortie présentait aussi un dépassement au démarrage. De plus, un sous dépassement de tension de 21% était présent dans le cas de la réduction de la charge.

2.2.5 Commande sans capteur à base des méthodes de Lyapunov

Une commande sans capteur basée sur un observateur d'état et utilisant les méthodes de Lyapunov a été proposée dans Cho, Yoo & Kwak (2015). Dans l'objectif d'éviter l'utilisation d'un capteur du courant de l'inductance, la méthode utilise un observateur d'état. Sur le bloc diagramme de cette commande, représentée sur la figure 2.5, l'observateur estime le courant i_L en se basant sur les valeurs de la tension de sortie V_0 , la tension d'entrée V_s et le rapport cyclique u . Pour calculer le signal de commande u , l'erreur e_V de tension est tout d'abord calculée entre la tension de consigne V_{ref} et la tension de sortie estimée. Ensuite, le courant de consigne de l'inductance i_{ref} est calculé à l'aide de la commande PI et de la valeur de e_V . Ensuite, i_{ref} est comparé avec le courant estimé, par l'observateur, afin de calculer l'erreur de courant e_i . Enfin, l'algorithme non-linéaire calcule le rapport cyclique u du commutateur en se basant sur les valeurs e_V et e_i . Pour assurer la stabilité du système commandé, les gains de l'observateur sont calculés en se basant sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Avec l'utilisation des observateurs d'état, cette commande permettait la réduction du coût de la commande ainsi que l'élimination des problèmes de bruits associés avec les capteurs. De plus, la commande assurait une bonne performance de

suivi de la consigne de la tension de sortie et une stabilité grand signal pour des perturbations larges signaux. Toutefois, les performances dynamiques de la tension de sortie ont été proches de celles d'un régulateur PI et les performances du courant de l'inducteur n'ont pas été étudiées.

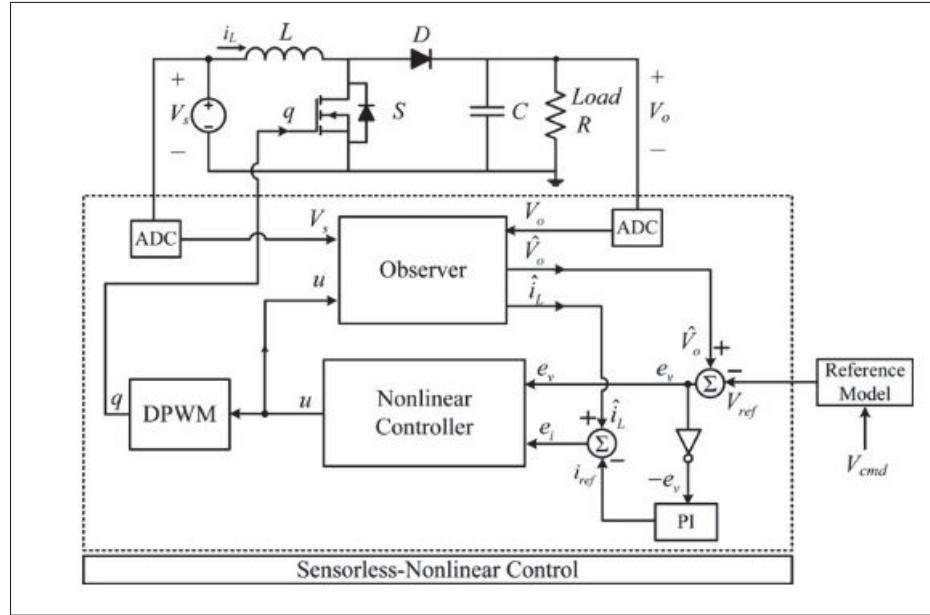


Figure 2.6 Commande sans capteur à base des méthodes de Lyapunov
Tirée de Cho *et al.* (2015)

CHAPITRE 3

TOPOLOGIES DES CONVERTISSEURS AMPLIFICATEURS DE L'ENTRÉE CC-CC

Ce chapitre a pour objectif de présenter une classification des différentes topologies des convertisseurs CC-CC amplificateurs de l'entrée utilisés dans la recherche et l'industrie. Cette classification Mojtaba & al (2017) est réalisée selon le type de connexion entre la source et la charge. Cela permettra de situer la topologie du convertisseur survolté PWM utilisé dans cette thèse, en définissant ses caractéristiques ainsi que ses domaines d'application.

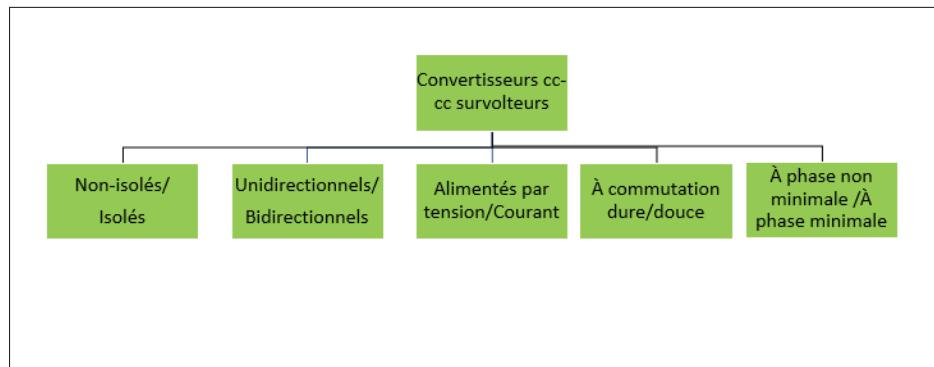


Figure 3.1 Topologies des convertisseurs amplificateurs de l'entrée selon le type de connexion entrées sorties
Tirée de Mojtaba & al (2017)

3.1 Structures non isolées ou isolées

3.1.1 Structures non isolées

Dans le cas des structures non isolées, il existe au moins un point de connexion entre les sources et les charges. Cette structure est utilisée lorsqu'une isolation entre l'entrée et la sortie du convertisseur n'est pas requise, c'est généralement le cas des applications à faible puissance. Dans cette catégorie, on retrouve le convertisseur utilisé dans cette thèse et qu'on appelle convertisseur survolté PWM.

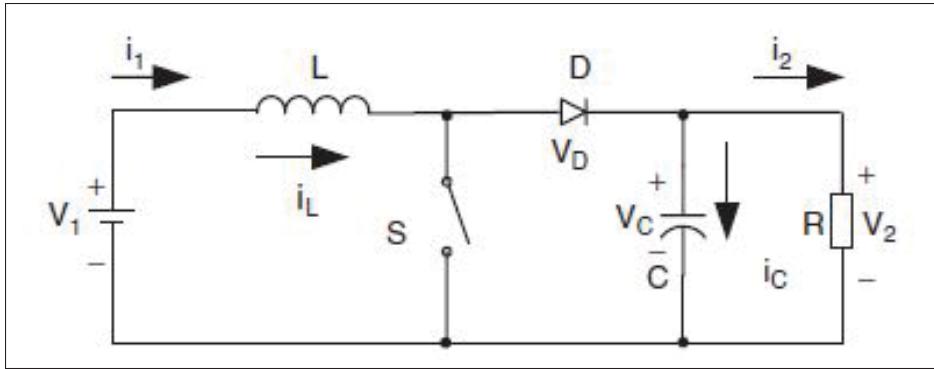


Figure 3.2 Structure non isolée unidirectionnelle alimentée en courant
Tirée de Zhaksylyk (2019)

Les convertisseurs non isolés peuvent être réalisés avec ou sans couplage magnétique. Ce couplage n'est généralement pas nécessaire si une grande amplification de la tension ou une grande efficacité ne sont pas requises. Dans ce cas, l'omission du couplage peut aider à simplifier la conception des convertisseurs et réduire leurs tailles et coûts de réalisation respectifs. Pour des systèmes à haute puissance, il est souvent bénéfique d'utiliser un couplage magnétique si une amplification importante de la tension est requise. Cet ajout peut alors améliorer l'efficacité et la fiabilité du convertisseur.

3.1.2 Structures isolées

Les structures isolées offrent une isolation complète entre les sources d'entrée et les charges de sortie. Cette isolation peut être aussi nécessaire pour des applications dont les spécifications de performance (niveau des interférences CEM, transfert de puissance requis...) ou de sécurité de fonctionnement ne peuvent être réalisées sans l'ajout de cette isolation. C'est généralement le cas des applications connectées au réseau électrique. Cette isolation peut être réalisée à l'aide de transformateurs ou de couplage par inductances. Afin de réduire la taille de ces éléments magnétiques, ces convertisseurs sont généralement amenés à fonctionner en haute fréquence.

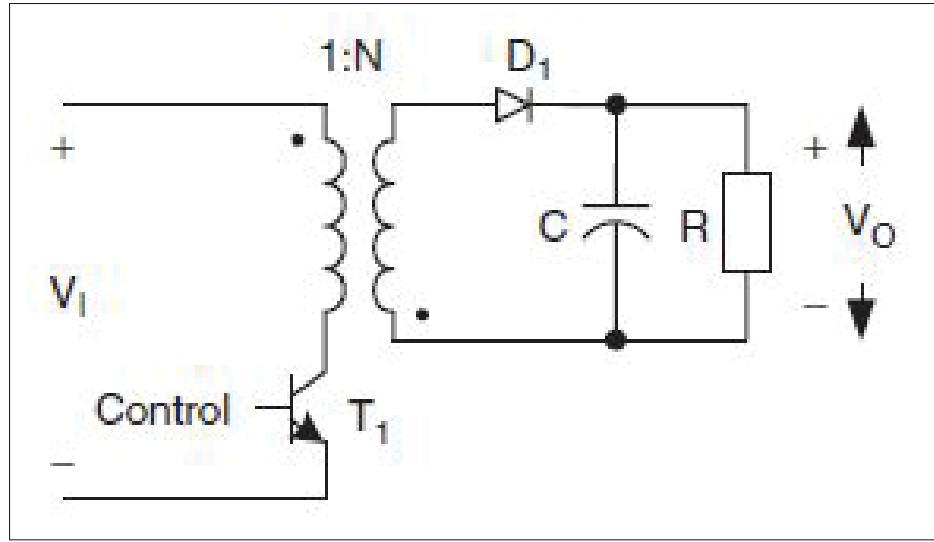


Figure 3.3 Structure isolée bidirectionnelle : exemple du convertisseur feedforward
Tirée de Zhaksylyk (2019)

3.2 Structures unidirectionnelles/bidirectionnelles

3.2.1 Structures unidirectionnelles

Les structures unidirectionnelles permettent un transfert de puissance unidirectionnel entre les sources et les charges. Pour permettre un écoulement de puissance à sens unique, ces convertisseurs se composent de commutateurs à simple quadrant qui empêchent le courant de circuler dans le sens inverse. Le nombre des commutateurs commandés dans cette typologie est généralement plus petit que dans le cas des convertisseurs bidirectionnels. Cette structure est utilisée dans des applications portables comme les capteurs et les équipements de sécurité. Le convertisseur survoltéur PWM de cette thèse fait partie de cette catégorie.

3.2.2 Structures bidirectionnelles

Les structures bidirectionnelles permettent un transfert bidirectionnel de puissance entre les sources et les charges. Ces convertisseurs peuvent être réalisées par l'utilisation de semi-

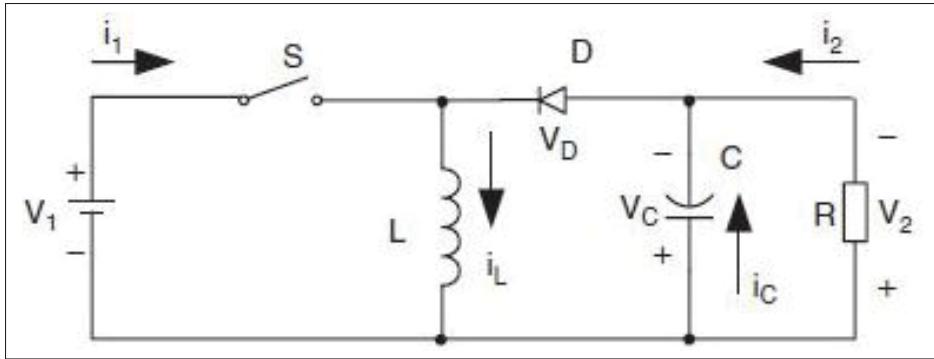


Figure 3.4 Exemple de structure nonisolée bidirectionnelle :

convertisseur buck-boost

Tirée de Zhaksylyk (2019)

conducteurs à double quadrant qui permettent la circulation du courant dans les deux sens. Cette catégorie de convertisseurs est utilisée dans le contexte des applications de stockage de l'énergie, des systèmes d'énergie renouvelable, des micro-réseaux intelligents, des véhicules électriques, des transports par chemin de fer, des ascenseurs et des escalateurs, des alimentations sans coupure, etc.

3.3 Structures alimentées en tension/courant

3.3.1 Structures alimentées en tension

Les convertisseurs alimentés en tension se composent d'un filtre capacitif à l'entrée et convertissent normalement la tension d'entrée en une tension plus petite et le courant d'entrée en un courant plus grand. Puisque ces convertisseurs ne contiennent pas d'inductance à leurs entrées, cela peut causer d'importantes ondulations au niveau des courants de source. Cependant, un des avantages de ces convertisseurs est qu'ils n'ont pas de zéros à partie réelle positive (RHP) dans leurs fonctions de transfert, et ils ont par conséquent une réponse dynamique plus rapide que les convertisseurs alimentés par courant qui contiennent des zéros RHP. Cependant, il ne s'agit pas d'une règle générale ; Song & B (2007) introduisent un convertisseur à pont double alimenté par courant qui ne contient pas un zéro RHP dans sa fonction de transfert.

3.3.2 Structures alimentées en courant

Les convertisseurs alimentés en courant, se composent d'une inductance à l'entrée et peuvent normalement convertir la tension d'entrée en une tension de sortie plus grande. C'est le cas pour le convertisseur PWM de cette thèse. Puisque leurs inductances d'entrée peuvent fournir un courant d'entrée continu, et généralement avec une ondulation réduite, cela réduit les impacts des grandes ondulations sur les sources à faibles tensions et grands courants. Cette catégorie de convertisseurs est très populaire dans les applications d'énergies renouvelables de faibles puissances comme les panneaux photovoltaïques et les piles à combustible. Ces convertisseurs peuvent généralement offrir une grande plage de commutation douce et permettent une bonne efficacité de conversion sur un intervalle de puissance étendu dans des applications avec une grande variation de la tension d'entrée.

3.4 À Commutation dure/douce

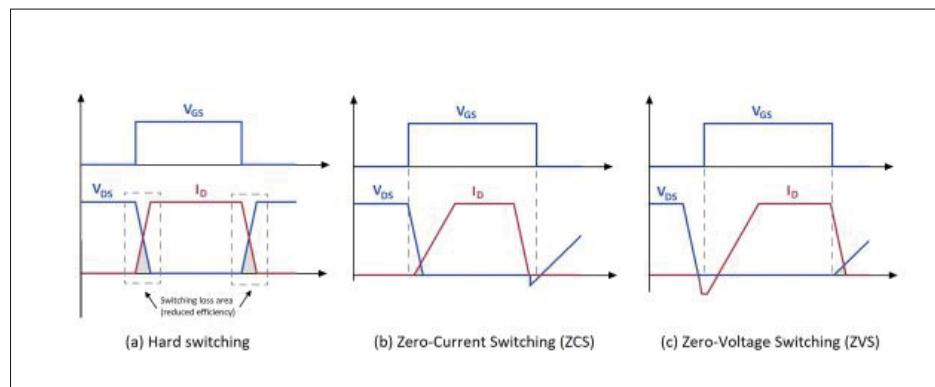


Figure 3.5 Commutations dure et douce
Tirée de Liu & Lee (1986)

3.4.1 À Commutation dure

Dans le cas de la commutation dure, les dv/dt et di/dt dans les semiconducteurs ont des valeurs plus importantes que dans le cas de la commutation douce. Ces grandes variations peuvent causer entre autres des interférences électromagnétiques et des pertes par commutation plus

importantes. Afin de limiter ces pertes, on réduit généralement la fréquence de commutation. Cette réduction peut limiter le potentiel de minimisation de la taille de ces convertisseurs. En effet, une technique de réduction de cette taille est d'augmenter la fréquence de commutation.

3.4.2 À Commutation douce

Les convertisseurs à commutation douce incluent des circuits résonants qui réalisent des commutations à tension nulle (ZVS) ou à courant nul (ZCS). Puisque les tensions et les courants des semiconducteurs sont maintenant nuls à la commutation, cela réduit les pertes de puissance et permet aux convertisseurs cc–cc de fonctionner avec des fréquences de commutation plus importantes et permettre ainsi la réduction de leur tailles et poids. L'annulation des tensions et des courants à la commutation permet aussi de réduire les interférences électromagnétiques causées par les convertisseurs.

Pour réaliser les ZCS et les ZVS on peut utiliser des circuits résonants ZC et ZV respectivement. Dans le cas des circuits ZC, un inducteur L_r est connecté en série avec le commutateur S pour réaliser une commutation à courant nul. Si le commutateur S est unidirectionnel, le courant va circuler dans un seul sens et le commutateur résonant est dit à demi-onde. Si une diode est connectée en antiparallèle avec ce commutateur, le courant pourra circuler dans les deux sens et le commutateur pourra fonctionner en onde complète. Lors de la fermeture du commutateur, son courant va croître graduellement à partir de zéro. Ensuite, il va commencer à osciller à cause de la résonance entre L_r et C_r . Enfin, lorsque le commutateur sera ouvert, le courant de commutation sera nul à cause de cette forme oscillatoire acquise lors de la conduction. La stratégie de cette méthode est de changer la forme de l'onde du courant lorsque S est en conduction de sorte de créer les conditions nécessaires pour que ce courant soit nul à l'ouverture du commutateur Liu & Lee (1986).

Dans un circuit résonant ZV, un condensateur C_r est connecté en parallèle avec le commutateur S pour réaliser une conduction à tension nulle. Si le commutateur S est unidirectionnel, la tension aux bornes du condensateur C_r pourra osciller librement sur les deux demi périodes. Si une

diode est connectée en antiparallèle avec ce commutateur, le ZVS fonctionnera uniquement en mode demi-onde. L'objectif du commutateur ZV est de changer la forme de l'onde du courant pendant la durée d'ouverture de S afin de créer les conditions nécessaires pour que cette tension soit nulle à la fermeture du commutateur Liu & Lee (1986).

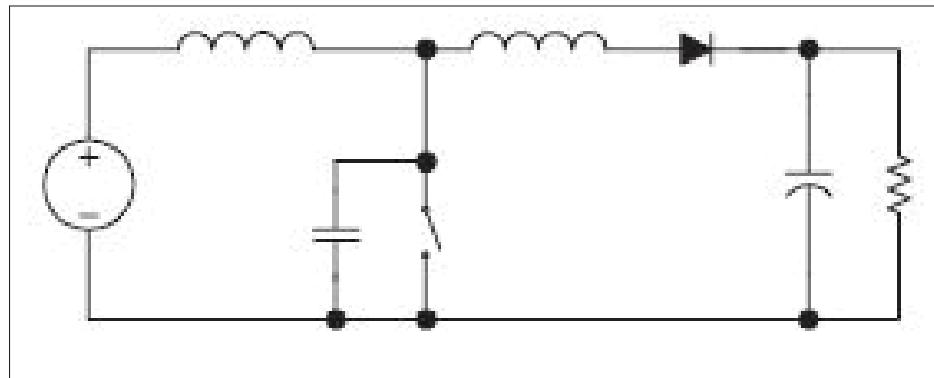


Figure 3.6 Convertisseur survolteur CC-CC à commutation ZVS
Tirée de Zhaksylyk (2019)

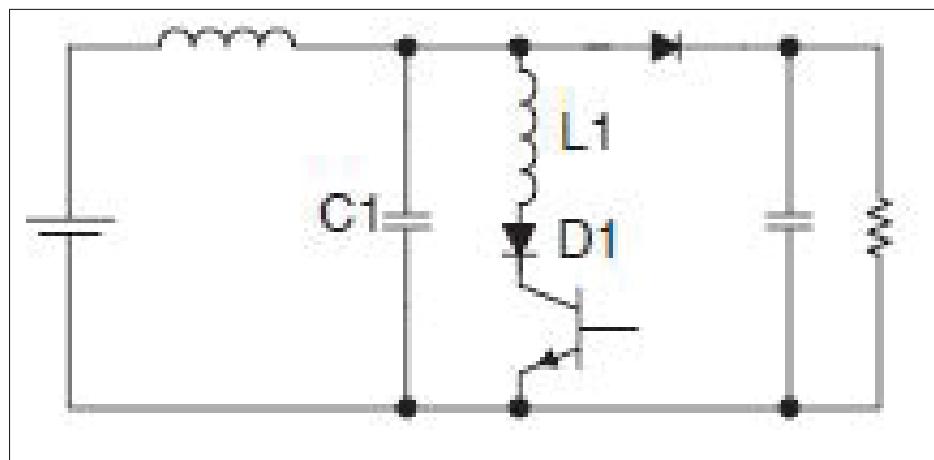


Figure 3.7 Convertisseur survolteur CC-CC à commutation ZCS
Tirée de Zhaksylyk (2019)

3.5 À phase non minimale / À phase minimale

Les convertisseurs à phase non minimale (NMP) se caractérisent par des fonctions de transfert qui contiennent des zéros à parties réelles positives (RHP). La commande de ces systèmes est plus difficile à réaliser, parce que lorsque l'amplification de la tension augmente dans les convertisseurs conventionnels, les pôles en boucle fermée vont être attirés vers les RHP ce qui peut rendre le convertisseur instable. Cela rend aussi la réponse transitoire moins rapide que souhaitée. Lorsque le zéro RHP est plus proche de l'axe imaginaire, la limitation en gain d'amplification maximal de tension devient plus prononcée. De plus, au fur et à mesure que les pôles tendent à devenir instables, la marge de phase devient limitée, ce qui rend le système plus sensible aux retards dans les calculs.

Les convertisseurs CC-CC conventionnels, contiennent au moins un zéro RHP. Le convertisseur surveilleur PWM contient donc aussi un zéro RHP dans sa fonction de transfert commande-sortie pour le fonctionnement en conduction continue (CCM). Pour ce cas, la partie réelle du zéro RHP est approximativement proportionnelle à la résistance de la charge, et inversement proportionnelle à l'amplification en tension. Cela signifie, que pour des applications à base de charges se composant de résistances très petites, et pour des amplifications de tension très grandes, les zéros RHP se rapprochent plus de l'axe imaginaire, ce qui rend la conception de la commande en boucle fermée plus difficile. Malgré qu'un fonctionnement en conduction discontinue DCM peut contribuer à faire éloigner les zéros RHP vers des hautes fréquences, les ondulations et les dépassemens des courants d'entrée deviennent plus grands en DCM et l'efficacité est aussi réduite.

CHAPITRE 4

MODÉLISTATION NONLINÉAIRE DU CONVERTISSEUR SURVOLTEUR

La modélisation nonlinéaire du convertisseur survolteur est la première étape pour la conception de sa commande nonlinéaire. Cette modélisation est nommée bilinéaire (CBM), parce qu'elle est linéaire sur chacun des demi-intervalles de commutation du Mosfet, mais nonlinéaire sur l'intervalle de commutation au complet. Le modèle bilinéaire est formulé en utilisant le convertisseur représenté par les figures 4.1, 4.2 et 4.3 Erickson & Maksimovic (2007). Sur ces figures, les composants du convertisseur sont considérés comme non-idiots et comprennent des résistances internes. Le CBM vise à offrir une meilleure prise en compte des caractéristiques non linéaires du convertisseur. Une commande basée sur le CBM aura pour objectif de fournir ensuite une amélioration de la commande, de la tension du convertisseur, dans le cas de perturbations survenant au niveau de la consigne, de la tension de la source ou de la charge de sortie. Le CBM sera formulé selon une représentation d'état et les variables d'état seront le courant de l'inductance L et la tension aux bornes du condensateur C. La modélisation proposée dans ce chapitre sera effectuée selon les étapes fournies dans Erickson & Maksimovic (2007)

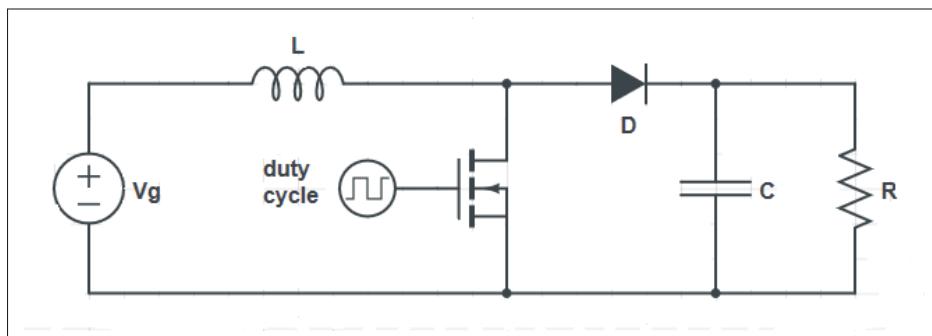


Figure 4.1 Diagramme électrique du convertisseur survolteur

4.1 Modélisation bilinéaire du convertisseur survolteur

La modélisation bilinéaire du convertisseur survolteur sera effectuée selon trois étapes. En première étape, la représentation d'état du convertisseur est formulée sur le premier demi-intervalle de commutation. En deuxième étape, une représentation d'état sera formulée sur le deuxième intervalle de commutation. Ensuite, les deux modèles d'état seront combinés à l'aide du rapport cyclique afin de former le modèle d'état CBM.

4.1.1 Modélisation sur le premier demi-intervalle de commutation

Le modèle d'état linéaire du convertisseur Erickson & Maksimovic (2007) sur le premier intervalle de commutation la figure 4.2 est calculé en appliquant les lois de Kirchhoff sur la tension du condensateur C et le courant de l'inductance L.

$$\begin{aligned} v_L(t) &= L * \frac{di_L}{dt} = v_g - (R_L + R_{on}) * i_L \\ i_c(t) &= C * \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_c}{R} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Ce modèle peut ensuite être réécrit sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{c,1} * x(t) + B_{c,1} * v(t) \quad (4.2)$$

Tel que :

$$x(t) = [i_L(t) v_c(t)]^T, \quad v(t) = [v_g(t) v_D(t)]^T \quad (4.3)$$

Et :

$$A_{c,1} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L+R_{on})}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_{c,1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

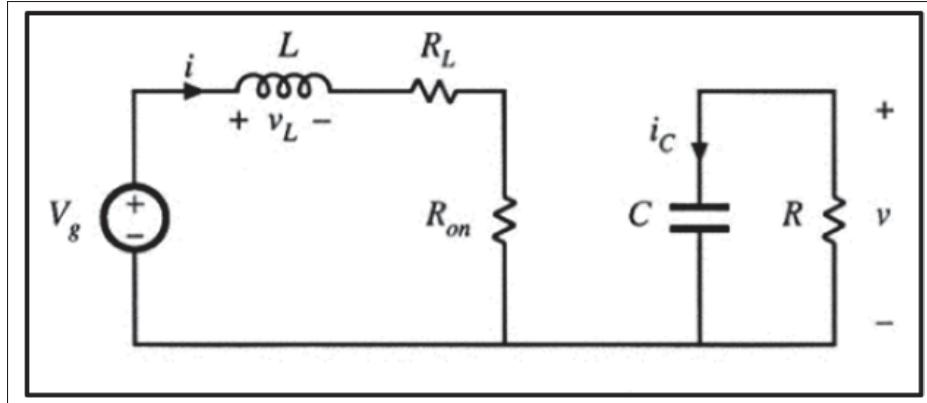


Figure 4.2 Diagramme électrique du convertisseur durant le premier intervalle de commutation
Tirée de Erickson & Maksimovic (2007)

Et :

$v_D(t)$: Tension de la diode à l'état passant.

R_L , R_{on} , R_D : Les résistances respectives de l'inductance, du mosfet dans l'état passant et la diode dans l'état passant,

4.1.2 Modélisation sur le deuxième intervalle de commutation

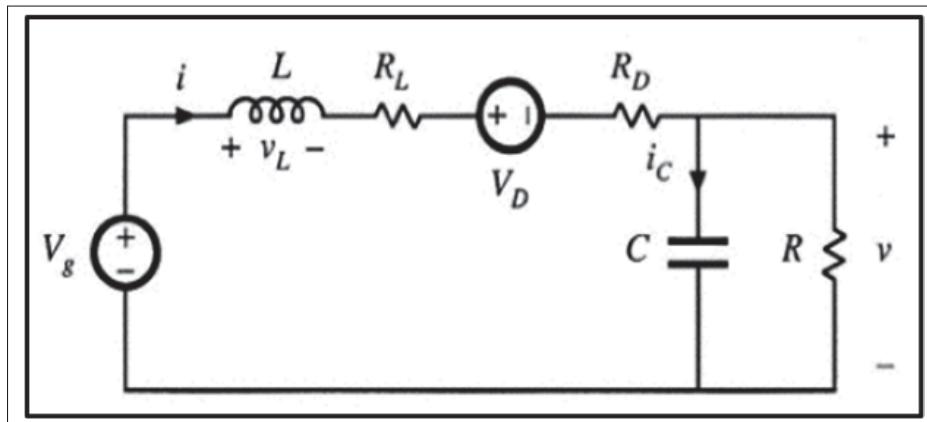


Figure 4.3 Diagramme électrique du convertisseur sur le deuxième intervalle de commutation
Tirée de Erickson & Maksimovic (2007)

Le modèle d'état linéaire du convertisseur Erickson & Maksimovic (2007) sur le deuxième intervalle de commutation sur la figure 4.3 est fourni par :

$$\begin{aligned} v_L(t) &= L * \frac{di_L}{dt} = v_g - V_D - (R_L + R_D) * i_L - v_c \\ i_c(t) &= C * \frac{dv_c}{dt} = i_L - \frac{v_c}{R} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ce modèle peut ensuite être réécrit sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{c,2} * x(t) + B_{c,2} * v(t) \quad (4.6)$$

Tel que :

$$A_{c,2} = \begin{bmatrix} -(R_L + R_D)/L & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_{c,2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4.1.3 Modélisation bilinéaire

La modélisation bilinéaire du convertisseur peut ensuite être obtenu, sur l'intervalle de commutation au complet, en combinant les équations 4.2 et 4.6 à l'aide du rapport cyclique $d(t)$:

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= (d(t) * A_{c,1} + (1 - d(t)) * A_{c,2}) * x(t) + \\ &\quad (d(t) * B_{c,1} + (1 - d(t)) * B_{c,2}) * v(t) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Le modèle d'état (4.7) est non linéaire puisque le rapport cyclique $d(t)$, variable temporellement, multiplie les variables d'état.

4.2 Définition des conditions de fonctionnement du convertisseur

4.2.1 Sélection de la plage de variation du rapport cyclique et de la tension de sortie

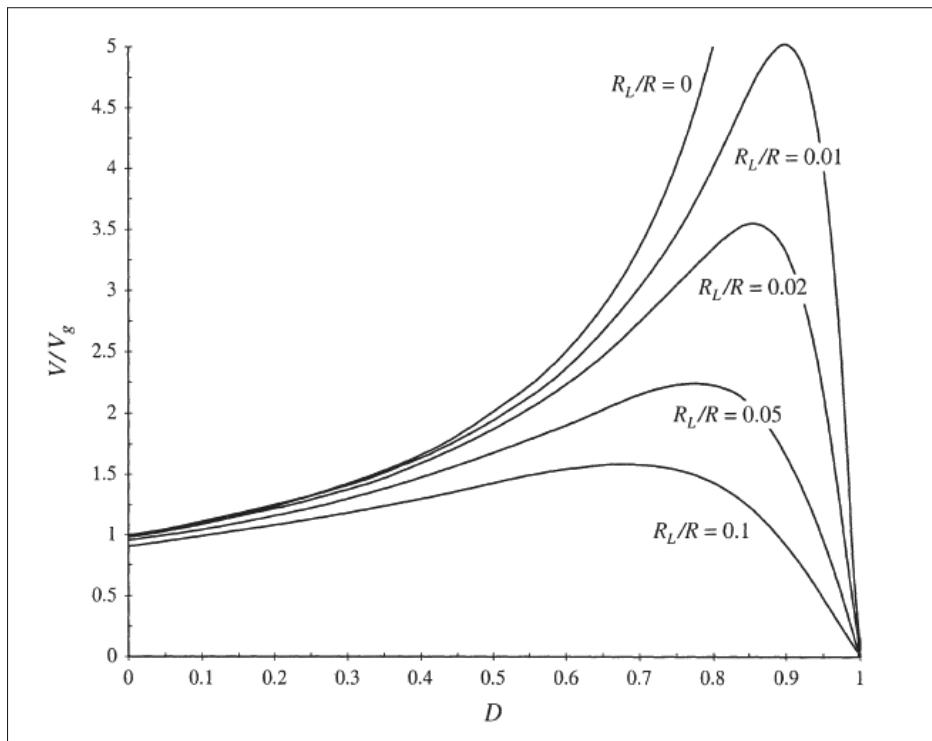


Figure 4.4 Variation de rapport V/V_g en fonction du rapport cyclique D et de R_L
Tirée de Erickson & Maksimovic (2007)

La sélection de la plage de variation du rapport cyclique et de la tension de sortie, est basée principalement sur la valeur du ratio R_L/R . En effet, une courbe correspondante à la valeur de R_L/R est sélectionnée sur la figure 4.4. Ensuite, à l'aide de cette courbe, l'intervalle de variation du rapport cyclique D est sélectionné proche du pic de la courbe afin de ne pas trop s'éloigner de la zone de fonctionnement linéaire. La zone de variation de D est aussi sélectionnée à l'aide de la figure 4.6 afin de se situer sur la plage de variation souhaitée de l'efficacité du convertisseur. Enfin, la figure 4.5 est utilisée afin de s'assurer que la plage de variation correspond à un mode de conduction continue (CCM). Les valeurs de K et de K_{crit} sont exprimées dans les équations 4.10 et 4.11 Erickson & Maksimovic (2007). Ensuite, la plage de variation de D va définir la

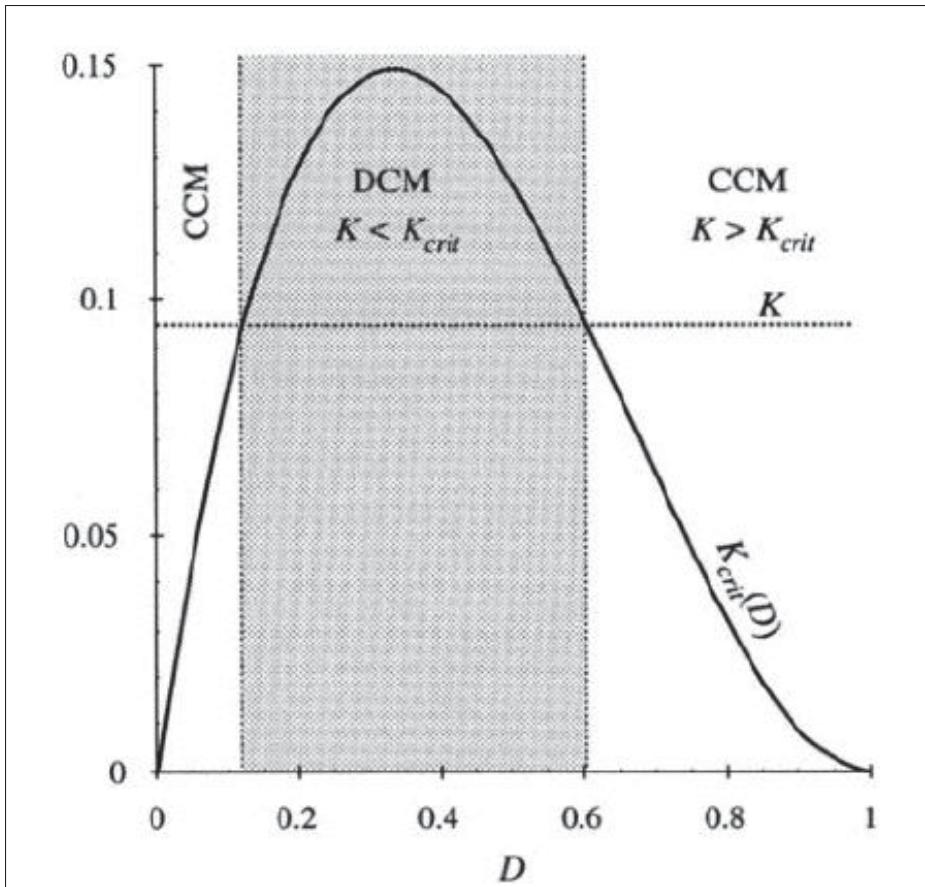


Figure 4.5 Dépendance du mode CCM ou DCM de la plage de variation de D

Tirée de Erickson & Maksimovic (2007)

plage de variation possible de la consigne de la tension de sortie V . La valeur de D correspond au ratio (la durée de fermetture du Mosfet)/Ts.

4.2.2 Sélection du point d'équilibre initiale du convertisseur

La sélection du point d'équilibre initiale du convertisseur consiste à définir, pour chaque consigne de tension, la valeur du rapport cyclique correspondant en utilisant l'équation 4.8. Ensuite, à partir de l'équation 4.9, on définit la valeur du courant i_L correspondant. Ces valeurs initiales seront ensuite utilisées pour la programmation de la commande du convertisseur. Les équations

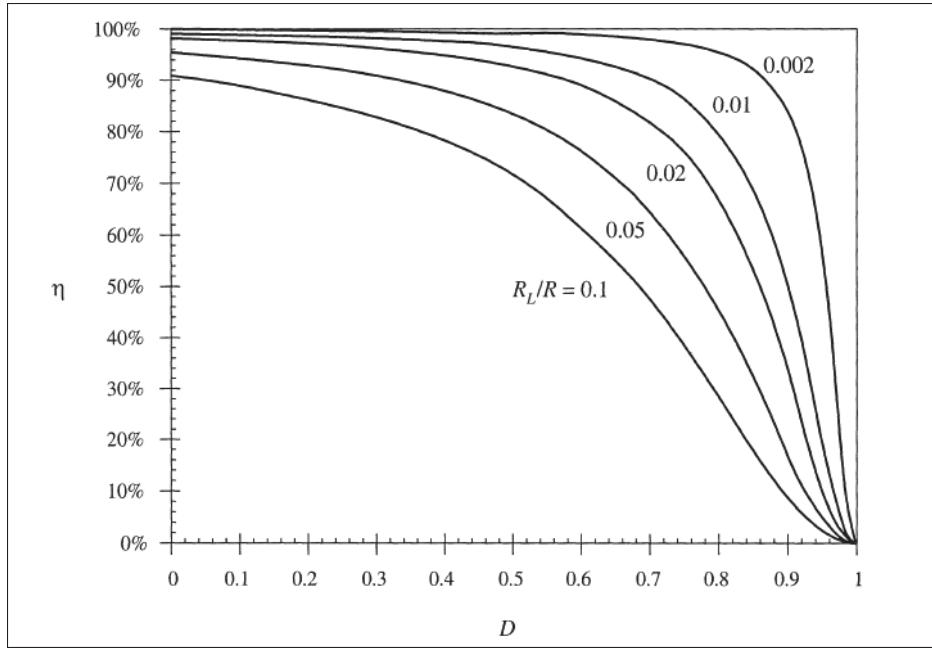


Figure 4.6 Variation de l'efficacité en fonction du rapport cyclique D et de R_L

Tirée de Erickson & Maksimovic (2007)

4.12 et 4.13 permettront la prédiction, de l'ordre de grandeur, des ondulations respectives du courant i_L et de la tension v_c .

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 * R}} \quad (4.8)$$

$$I = \frac{V_g}{(1 - D)^2 * R + R_L} \quad (4.9)$$

$$K = \frac{2 * L}{R * T_s} \quad (4.10)$$

$$K_{crit} = D * (1 - D)^2 \quad (4.11)$$

$$\Delta(i_L) = \frac{V_g * D * Ts}{2 * L} \quad (4.12)$$

$$\Delta(v_c) = \frac{V * D * Ts}{2 * R * C} \quad (4.13)$$

4.3 Fonction de transfert et caractéristique de phase non minimale

La fonction de transfert linéaire $v_c(s)/d(s)$ peut être déduite de (4.7) en utilisant un développement en séries de Taylor. Pour le cas de notre convertisseur, $v_c(s)/d(s)$ contient des zéros qui ont des parties réelles strictement positives. Cela résulte à ce que le convertisseur est de phase non minimale. ISLC est donc plus convenable pour la commande de notre système que la linéarisation entrée sortie. Le système linéarisé, avec ISLC, a les mêmes dimensions que le système non linéaire original. Cela implique que le système linéarisé avec ISLC, en contraste avec celui linéarisé avec la linéarisation entrée sortie, ne contient pas des dynamiques internes qui peuvent causer une instabilité dans le cas d'un système à phase non minimale. Dans le prochain chapitre, l'algorithme ISLC sera développé pour le convertisseur bilinéaire.

CHAPITRE 5

COMMANDÉ LINÉARISANTE PAR RETOUR D'ÉTAT

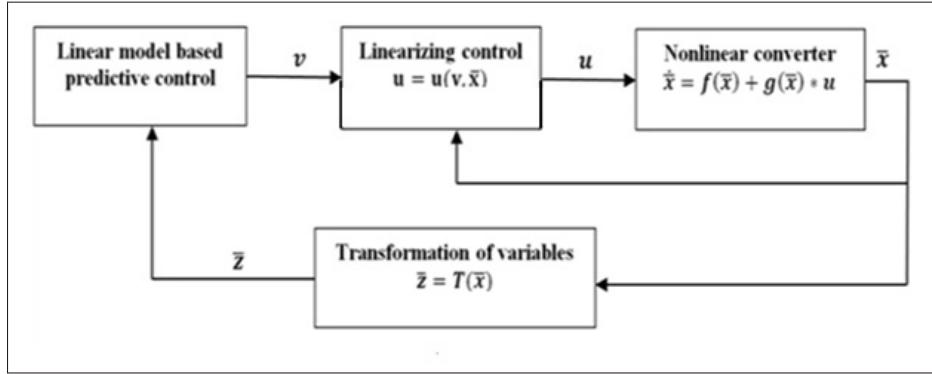


Figure 5.1 Diagramme algorithmique de la commande proposée

La commande linéarisante par retour d'état est une technique de linéarisation des systèmes nonlinéaires au sens exact. Cette commande contraste avec les méthodes de linéarisation approximatives, autour d'un point d'équilibre, comme la matrice Jacobienne et les méthodes de gradient. Dans le cas de systèmes à une seule entrée et une seule sortie, deux types principaux de commandes linéarisantes par retour d'état peuvent être distingués. Le premier type est la commande linéarisante entrée sortie et le deuxième type est la commande entrée état. Dans le cas de la commande entrée sortie, la linéarisation est partielle car elle est faite seulement pour une partie des variables d'état du système nonlinéaire. Ces variables d'état sont appelées la dynamique externe. Et les variables d'état qui n'ont pas été utilisées dans la linéarisation sont appellées la dynamique interne. Cette dynamique interne doit être ensuite analysée afin de garantir la stabilité du système commandé par la commande linéarisante entrée sortie. Dans le cas de la commande linéarisante entrée état, la linéarisation est complète car elle est faite pour tous les variables d'état du système. Cela implique que le système commandé contiendra uniquement une dynamique externe et les problèmes de stabilité contingents à l'existence d'une dynamique interne ne seront pas posés dans cette situation. Dans le cadre de ce projet, c'est la linéarisante entrée état qui a été adoptée pour réaliser une linéarisation exacte du modèle bilinéaire du convertisseur. Cette méthode de linéarisation a été sélectionnée spécifiquement pour éviter la

présence d'une dynamique interne qui peut présenter des problèmes de stabilité en particulier pour le convertisseur qui est du type NMP. La commande du convertisseur sera constituée de la commande MPC en boucle externe et la commande ISLC en boucle interne. Sur la figure 5.1 la commande 5.1 se compose de deux parties. Une première partie de transformation des variables et une deuxième partie de calcul du signal de la commande linéarisante. Tout d'abord, les variables d'état x du système nonlinéaire seront transformée en variables d'état z pour le nouveau système équivalent linéaire. Ce système linéaire équivalent aura une entrée de commande v . La commande MPC va générer la commande v de ce système linéaire. Ensuite, la commande v sera transformée dans l'espace nonlinéaire, à l'aide de la partie commande linéarisante de la commande ISLC, afin de fournir le rapport cyclique u du convertisseur nonlinéaire.

5.1 Notions de géométrie différentielle

5.1.1 Dérivées de Lie

Considérons $f(\bar{x})$ une fonction vectorielle continûment dérivable. De plus, considérons $T(\bar{x})$ une fonction scalaire. On note par (5.1) la dérivée de Lie de $T(\bar{x})$ dans la direction de $f(\bar{x})$.

$$L_f T(\bar{x}) = \frac{\partial T}{\partial \bar{x}} f(\bar{x}) \quad (5.1)$$

Les dérivées successives de Lie de $T(\bar{x})$ par rapport à $f(\bar{x})$ sont exprimées par l'équation (5.2).

$$\begin{aligned} L_f^0 T(\bar{x}) &= T(\bar{x}) \\ L_f T(\bar{x}) &= \frac{\partial T}{\partial \bar{x}} f(\bar{x}) \\ L_f^n T(\bar{x}) &= L_f(L_f^{n-1} T(\bar{x})) \end{aligned} \quad (5.2)$$

De plus, considérons une fonction $g(\bar{x})$ vectorielle continument dérivable. On peut alors exprimer la relation (5.3).

$$\begin{aligned} L_f L_g T(\bar{x}) &= L_f \left(\frac{\partial T}{\partial x} g(\bar{x}) \right) \\ L_f^{n-1} L_g T(\bar{x}) &= L_f^{n-1} \left(\frac{\partial T}{\partial x} g(\bar{x}) \right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

5.1.2 Crochet de Lie

Le crochet de Lie de f et g , exprimé par $ad_f g$, est défini par l'équation (5.4). On définit aussi la fonction $ad_f^i g$, comme étant le i -ème crochet de Lie de f et g . Les dérivées ainsi que les crochets de Lie sont utilisées principalement pour alléger la longueur des équations à dérivées partielles utilisées dans la conception de la commande linéarisante.

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f g &= \frac{\partial g}{\partial \bar{x}} * f(\bar{x}) - \frac{\partial f}{\partial \bar{x}} * g(\bar{x}) \\ ad_f^i g &= ad_f(ad_f^{i-1} g) \end{aligned} \quad (5.4)$$

5.2 Conception de la commande linéarisante

5.2.1 Conditions de linéarisabilité au sens entrée état

Dans notre cas le modèle d'état bilinéaire du convertisseur, représenté par l'équation (4.7), peut être reformulée selon le format suivant :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) + g(\bar{x}) * u(t) \quad (5.5)$$

Tel que :

f, g : Fonctions continuellement dérivables sur \mathbb{R}^n ,

n : Nombre des variables d'état,

Et

$$\begin{aligned} f(\bar{x}) &= A_{c,2} * x(t) + B_{c,2} * v(t) \\ g(\bar{x}) &= (A_{c,1} - A_{c,2}) * x(t) + (B_{c,1} - B_{c,2}) * v(t) \\ u(t) &= d(t) \end{aligned} \tag{5.6}$$

Ces matrices peuvent être écrites sous la forme :

$$f(\bar{x}) = \begin{bmatrix} a_1 * il + b_1 * vc + c_1 \\ a_2 * il + b_2 * vc + c_2 \end{bmatrix} \tag{5.7}$$

$$g(\bar{x}) = \begin{bmatrix} a_3 * il + b_3 * vc + c_3 \\ a_4 * il + b_4 * vc + c_4 \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

Tel que les valeurs des variables a_i, b_i, c_i ne dépendent que des valeurs des composants et de vg et vd (Tableau 7.1).

Le modèle bilinéaire du convertisseur dans (5.5) est linéarisable au sens entrée-état si et seulement si les conditions i) et ii) sont satisfaites :

- i) $\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-1} g\}$ sont linéairement indépendantes autour d'un point d'équilibre x_0 ,

- ii) $\{g, \dots, ad_f^{n-2}g\}$ est involutive,
 i.e., $\forall i, j : \text{Si } \{g, \dots, ad_f^{n-2}g\} = \{f_1, \dots, f_{n-2}\}$
 alors $\text{rang}(\{f_1, \dots, f_{n-2}\}) = \text{rang}(\{f_1, \dots, f_{n-2}, ad_{f_i}f_j\})$.

Dans le cas de notre système d'ordre 2 ces conditions peuvent être exprimées par :

- i) $\{g, ad_fg\}$ sont linéairement indépendantes autour d'un point d'équilibre x_0 ,
 ii) $\{g\}$ est involutive,

Pour vérifier la condition i), on procède tout d'abord à un changement des variables d'état auotur du point $x_0 = [I; V_c]$. Les nouvelles variables d'état sont définies par :

$$\begin{aligned} x_{11} &= I - i_L \\ x_{12} &= V_c - v_c \end{aligned} \tag{5.9}$$

Tel que V_c la tension de consigne et I le courant correpondant. Ils peuvent être obtenus à partir de (4.8) et (4.9) et ce calcul est montré dans l'annexe 1.

On obtient alors :

$$f(\bar{x}) = \begin{bmatrix} a_1 * (i_L - x_{11}) + b_1 * (v_c - x_{12}) + c_1 \\ a_2 * (i_L - x_{11}) + b_2 * (v_c - x_{12}) + c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} \tag{5.10}$$

$$g(\bar{x}) = \begin{bmatrix} a_3 * (i_L - x_{11}) + b_3 * (v_c - x_{12}) + c_3 \\ a_4 * (i_L - x_{11}) + b_4 * (v_c - x_{12}) + c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Et :

$$ad_f g = \begin{bmatrix} a_3 * f_1 + b_3 * f_2 - a_1 * g_1 - b_1 * g_2 \\ a_4 * f_1 + b_4 * f_2 - a_2 * g_1 - b_4 * g_2 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Ensuite, le déterminant de $\{g, ad_f g\}$ au point x_0 est égal à :

$$\begin{aligned} det &= c_4 * (-a_3 * c_1 - b_3 * c_2 + a_1 * c_3 + b_1 * c_4) - \\ &\quad c_3 * (a_4 * -c_1 + b_4 * -c_2 + a_2 * c_3 + b_2 * c_4) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Ce déterminant est non nul pour un choix approprié des composantes du système (Tableau 7.1), puisque les valeurs a_i, b_i, b_i ne dépendent que des valeurs des composantes et de vg et vd. Donc les vecteurs de l'ensemble $\{g, ad_f g\}$ sont linéairement indépendantes.

La condition ii) est valide dans le cas de notre système puisque $n = 2$ et on aura donc $\text{rang}(\{g\}) = \text{rang}(\{g, 0\})$

5.2.2 Transformation des variables d'état

Si les conditions de linéarisabilité sont vérifiées, il existe alors une commande linéarisante u qui permettrait de transformer (5.6) sous le format linéaire équivalent suivant :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= v = L_f^2 T(\bar{x}) + L_f^1 L_g T(\bar{x}) * u\end{aligned}$$

La fonction $T(\bar{x})$ est nommée fonction de transformation et elle est calculée en résolvant le système d'équations différentielles (5.8) à dérivées partielles lorsque les crochets de Lie sont remplacées en utilisant l'équation (5.4).

$$\begin{aligned}\frac{\partial T}{\partial \bar{x}} * ad_f^0 g &= 0 \\ \frac{\partial T}{\partial \bar{x}} * ad_f^1 g &\neq 0\end{aligned}\tag{5.14}$$

La solution $T(\bar{x})$ dans le cas de notre système est fournie dans l'annexe 1.

5.2.3 Calcul du signal de la commande linéarisante

Le calcul du signal de la commande linéarisante u , qui correspond aussi au rapport cyclique du convertisseur, est ensuite réalisé à l'aide de l'équation (5.9). Dans cette équation, le signal v est le signal de commande calculé avec la boucle de commande MPC présentée dans le chapitre suivant.

$$u = \frac{(v - L_f^n T(\bar{x}))}{L_f^{n-1} L_g T(\bar{x})}\tag{5.15}$$

CHAPITRE 6

COMMANDÉ PRÉDICTIVE

La commande prédictive MPC est une technique qui a été développée tout d'abord pour les industries de procédés et ensuite étendue vers les années 1980 au domaine des convertisseurs de puissance. L'objectif de l'utilisation du MPC est d'offrir une régulation, de performances supérieures, au système en se servant d'un processus de prédition des variables du système ainsi que d'une opération d'optimisation de critères de performances présélectionnées. La commande MPC a l'avantage d'être flexible et adaptée à la plupart des modèles des convertisseurs : linéaire, non linéaire, déterministe ou stochastique.

L'implémentation en temps réel du MPC pour la commande des convertisseurs de puissance peut, cependant, constituer un défi considérable. En effet, les convertisseurs sont généralement caractérisés par des constantes de temps assez petites, et cela peut nécessiter l'utilisation de périodes d'échantillonnage qui tournent en général autour de quelques microsecondes. Ensuite, pour calculer le signal de commande à chaque intervalle d'échantillonnage, cela implique que le microcontrôleur doit faire la résolution du problème d'optimisation dans une durée de quelques microsecondes ce qui peut constituer un vrai défi pour les microcontrôleurs de performances ordinaires Karamkos & Eyke (2020).

Dans le contexte de ce projet, la commande MPC sera placée en boucle externe et la commande linéarisante en boucle interne de la boucle de régulation du convertisseur survolté. Ensuite, la commande MPC va fournir les signaux de référence de la commande linéarisante. La mise en cascade de ces deux commandes vise à permettre une commande MPC basée sur un modèle linéaire, du convertisseur, plus précis que celui obtenu par la linéarisation avec les méthodes de Taylor mentionnées dans le chapitre 2.

Cette amélioration de la précision, de la modélisation linéaire du convertisseur, vise à améliorer ensuite le comportement du convertisseur dans le cas de variations de la tension d'entrée, de la consigne ou de la charge de sortie. Ensuite, la prédition optimale des variables d'état permettrait

une meilleure utilisation du convertisseur et la prolongation de sa durée de vie. Le signal de commande MPC sera calculé à travers la prédition des valeurs futures des variables d'état ainsi que la minimisation d'une fonction coût. Le processus de prédition de la MPC se sert du modèle mathématique discret du convertisseur et de la mesure en temps réel des valeurs des variables d'état. L'objectif de la prédition est de calculer la valeur du signal de commande sur un horizon de prédition future composé de N échantillons.

Dans ce chapitre, une classification des commandes MPC, pour les convertisseurs de puissance, ainsi que les critères de configuration des paramètres du MPC Karamnkos & Eyke (2020) seront tout d'abord présentés. Ensuite, les étapes de conception de la commande MPC pour ce projet seront développées comme suit : Dans la première étape, le modèle d'état discret du convertisseur sera formulé. Dans la deuxième étape, le problème d'optimisation sera défini selon une fonction objectif et des critères respectifs. Dans la troisième étape, les poids de la fonction objectif seront ajustés de telle façon à obtenir le comportement désiré du convertisseur.

6.1 Commandes prédictives directes et indirectes

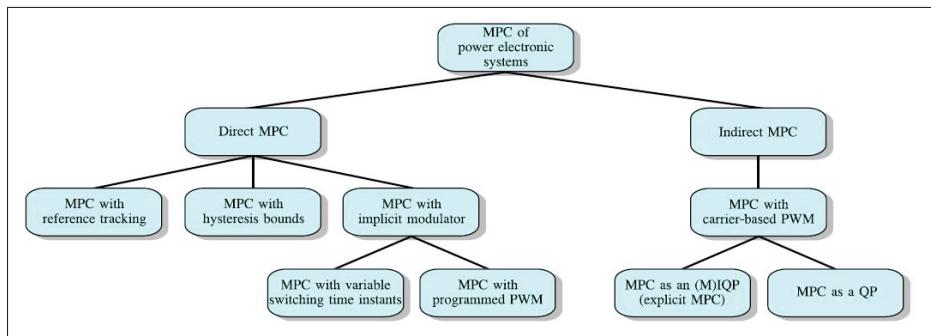


Figure 6.1 Commandes MPC pour les convertisseurs de puissance
Tirée de Karamnkos & Eyke (2020)

Une classification des commandes MPC en structures directes et indirectes a été proposée en Karamnkos & Eyke (2020). Dans cette classification, pour le cas des commandes directes, la réalisation du signal PWM est incluse dans l'algorithme MPC et aucun modulateur PWM externe n'est utilisé. Dans ce cas, le signal de commande produit par le MPC est le signal PWM

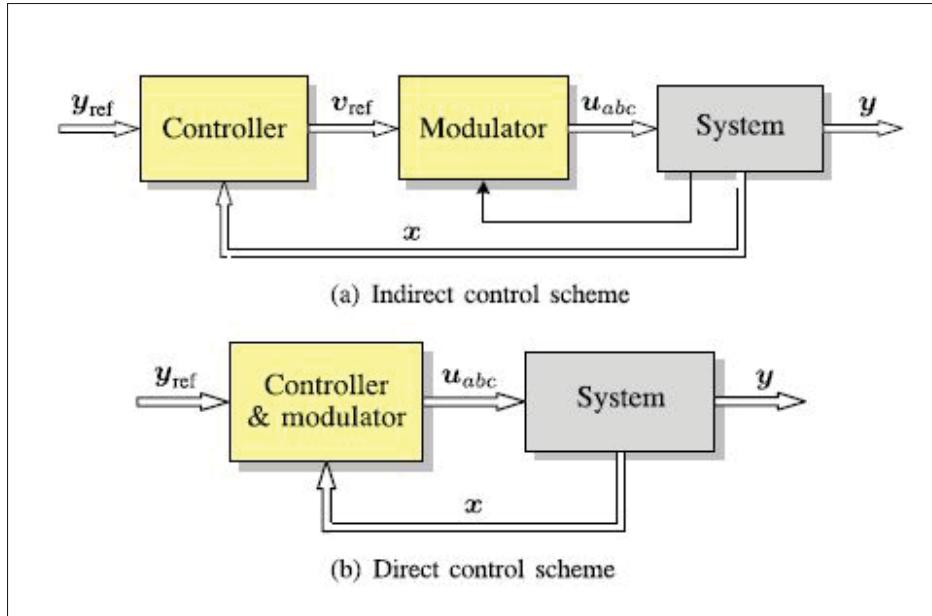


Figure 6.2 Structures MPC directes et indirectes
Tirée de Karamnkos & Eyke (2020)

et il est du type entier. Dans le cas du MPC indirect, qui est le cas pour la commande MPC de cette thèse, le MPC calcule tout d'abord le signal de commande de valeur réelle. Ensuite, le signal PWM est générée à l'aide d'un bloc modulateur indépendant.

Les algorithmes MPC directs incluent les commandes avec suivi de consigne, avec limites d'hystérésis et à modulateur implicite. Les algorithmes MPC directs avec suivi de consigne permettent, en générant une séquence de commutation optimale des semi-conducteurs, de réguler les variables de sortie afin qu'elles suivent des trajectoires de référence. Ces algorithmes se caractérisent notamment par une procédure de conception relativement plus intuitive. Cependant, ces méthodes peuvent augmenter la lourdeur du calcul et cela peut même amener à une irréalisabilité de la commande temps réel.

Dans le cas des algorithmes MPC directs avec limites d'hystérésis, des limites sont imposées sur la variation des variables concernées. Afin d'améliorer ces algorithmes, d'autres critères d'optimisation peuvent être ajoutés à la fonction objectif et d'autres horizons de prédition

à structures plus élaborés peuvent aussi être utilisés. Ces modifications peuvent permettre la réduction des distorsions harmoniques ou les pertes par commutation.

La troisième catégorie des algorithmes MPC directs peut être subdivisée en deux autres sous-groupes. Le premier sous-groupe inclut des méthodes qui permettent de commander les signaux de commutation ainsi que leurs instants d'application. En faisant cela, une plus grande granularité de la commutation est introduite ce qui permet la réduction des distorsions harmoniques des variables concernées. Le deuxième sous-groupe est composé de méthodes MPC directs et qui sont combinées avec des signaux PWM programmés avec des intervalles de modulation variables. Les formes ainsi que les instants de commutation sont calculés hors ligne en se basant sur quelques critères d'optimisations, tel que la minimisation de la distorsion totale des harmoniques (THD) du courant ou l'élimination d'harmoniques spécifiques.

Dans le cas des algorithmes MPC indirects, la modulation du signal PWM est faite avec un modulateur indépendant. Ces méthodes peuvent être subdivisées à leur tour en deux autres sous-groupes selon la formulation du problème d'optimisation du MPC.

Le premier sous-groupe, des algorithmes MPC indirects, utilise un algorithme MPC explicite pour résoudre les problèmes d'optimisation sous la forme d'un programme mixte entier quadratique ((M)IQP). Dans ce cas, le problème d'optimisation est résolu hors-ligne pour tous les états de fonctionnement possible du convertisseur. Ensuite, la loi de commande par retour d'état est obtenue et enregistrée dans des tableaux hors ligne. L'optimisation peut aussi être réalisée en temps réel, avec l'utilisation de stratégies de séparation et évaluation (BnB). Ces stratégies peuvent aider à une implémentation efficace en temps réel. Finalement, le signal de commande est transmis au modulateur, qui génère ensuite les instants de commutation des convertisseurs. Les stratégies MPC explicites, ne sont toutefois pas adaptées pour des problèmes avec de grandes dimensions puisque les exigences sur les performances des mémoires utilisées pour l'enregistrement des lois de commande augmentent exponentiellement avec la taille du problème ainsi que sa complexité.

Le second groupe des commandes MPC indirects est utilisé dans le cas où les problèmes d'optimisation sont de type programmation quadratique (QP) avec ou sans contraintes. Dans le cas avec contraintes, la réalisation en temps réel du signal de commande est relativement plus simple à effectuer qu'avec les méthodes précédentes. Dans le cas sans contraintes, une solution analytique au problème d'optimisation du MPC peut être trouvée, cela permet aussi de grandement simplifier l'implémentation en temps réel.

6.2 Conception de la commande prédictive

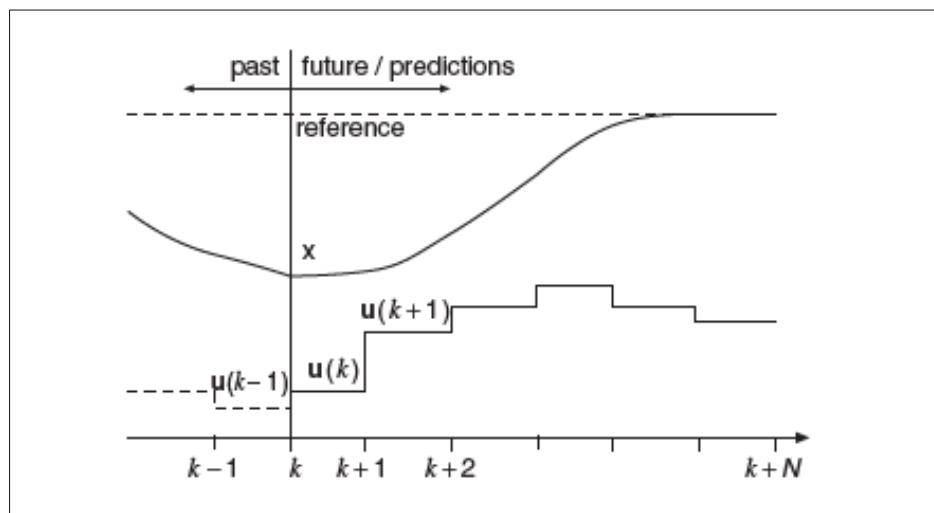


Figure 6.3 Prédiction des valeurs de la commande u qui permettent à la variable x de suivre la référence
Tirée de Rodriguez & Cortes (2012)

6.2.1 Prédiction des valeurs des variables états et du signal de commande

La prédiction, des valeurs des variables états et du signal de commande, sera effectuée à l'aide du modèle d'état linéaire équivalent obtenu dans le chapitre 5. Ce modèle est ensuite discréétisé à travers la méthode du bloqueur d'ordre zéro avec une période d'échantillonnage T_s .

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= z_1(k) + T * z_2(k) + \frac{T^2}{2} * v(k) \\ z_2(k+1) &= z_2(k) + T * v(k) \end{aligned} \quad (6.1)$$

6.2.1.1 Choix de la période d'échantillonnage

Le choix de la période d'échantillonnage Karamnkos & Eyke (2020) permet tout d'abord d'assurer la précision et la stabilité du modèle de prédiction discret. Dans les algorithmes MPC directs sans modulateur implicite la fréquence d'échantillonnage impose la limite supérieure réalisable de la fréquence de commutation, qui est le plus souvent ajustée en réglant le facteur de pondération de la commande dans la fonction objectif. Pour une fine granularité de la commutation, le ratio entre les fréquences d'échantillonnage et de commutation doit être autour de 100. De plus, quand les algorithmes MPC avec un modulateur implicite réalisent leurs opérations à une fréquence de commutation fixe, la valeur de T définit aussi la fréquence de commutation fsw. Par exemple, dans le cas de convertisseurs à deux niveaux la relation entre fsw et T est $fsw = 1/(2T)$. Par contre, pour les algorithmes directs MPC avec un PWM programmé, même si la fréquence de commutation est constante, elle est découpée de T puisque ces méthodes ne permettent pas d'avoir une fréquence de commutation fsw de valeur fixe. Pour ces méthodes, T est réglé autour de quelques dizaines de microsecondes afin d'éviter des déviations importantes des ondes de commutation calculées hors ligne, et aussi pour munir la commande avec un degré de robustesse supérieur.

Finalement, dans le cas des algorithmes MPC indirects, quand les techniques de modulation SVM ou SPWM avec un échantillonnage asymétrique régulier sont utilisées, la relation $fsw = 1/(2T)$ est valide pour un convertisseur à deux niveaux. Sur un autre niveau, quand une modulation SPWM avec un échantillonnage régulier et symétrique est utilisée, T et fsw seront égaux si on utilise un convertisseur à deux niveaux. Dans le cas de ce projet, une période d'échantillonnage de 22 microsecondes a été choisi et la fréquence de commutation choisie était de $1/T$.

6.2.1.2 Choix de la longueur de l'horizon de prédiction

Le choix d'horizons de prédiction de longueurs plus importantes Karamnkos & Eyke (2020) permet en général d'avoir une amélioration des performances de la commande MPC. Toutefois, l'utilisation de longs horizons, peut mener à une augmentation substantielle de la complexité

de l'implémentation du problème d'optimisation associé au MPC. En effet, dans le cas des algorithmes MPCs directs, les problèmes d'optimisation en général sont souvent sous une forme IP qui est NP-dure, cela implique que la complexité du calcul va augmenter exponentiellement avec le nombre des solutions candidates. Ce nombre de solutions candidates dépend de la topologie du convertisseur ainsi que de la longueur de l'horizon de la prédiction. D'autres part, pour les commandes MPC directs qui peuvent être écrites sous une forme QP, l'utilisation d'horizons plus longs est facilitée grâce à la nature convexe du problème d'optimisation.

Les équations (6.2) a (6.4) Boyd & Vandenberghe (2004) décrivent la forme générale d'un problème convexe. L'équation (6.2) décrit la fonction objectif f_0 à minimiser. Les équations (6.3) et (6.4) décrivent les contraintes d'inégalité et d'égalité. Pour que ce problème soit convexe Boyd & Vandenberghe (2004), les fonctions f_0 , et f_i pour $i=1,..,m$, doivent être des fonctions convexes. La figure 6.4 illustre le graphe d'une fonction convexe monovariable. Les problèmes QP sans contraintes et avec des fonctions objectifs à facteurs de pondération positifs, comme il est le cas de ce projet, sont aussi des problèmes d'optimisation convexes. Parmi les avantages les plus importants, des problèmes d'optimisation convexes, c'est qu'ils offrent la possibilité de calcul d'une solution unique ainsi que d'un point optimal global.

$$\text{Min } f_0(x) \quad (6.2)$$

$$f_i(x) \leq 0, i = 1, .., m \quad (6.3)$$

$$a_i^T * x = b_i, i = 1, .., p, \quad (6.4)$$

Pour les MPC indirects, le choix d'horizons de prédiction plus longs améliore aussi la performance de ces algorithmes. Dans le cas des commandes MPC indirect explicit, le problème d'optimisation est également du type IP, et cela signifie que le choix d'horizons de prédiction plus long peut augmenter la complexité de l'implémentation de la commande. Pour le cas des commandes MPC indirect QP, l'utilisation d'horizons plus longs est possible grâce à la nature convexe du problème d'optimisation . Dans le contexte de ce projet, l'horizon de prédiction a été choisie de

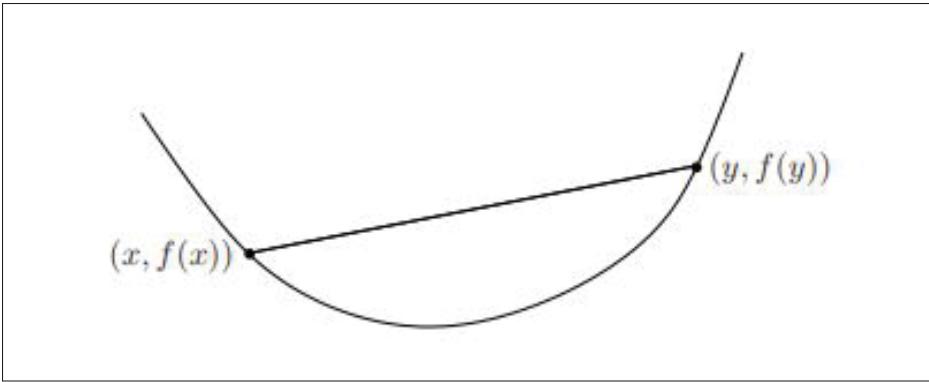


Figure 6.4 Courbe d'une fonction convexe monovariable, le segment entre n'importe quel deux points doit se trouver en haut du graph
Tirée de Boyd & Vandenberghe (2004)

longueur unitaire pour faciliter l'implémentation en temps réel tout en satisfaisant aux objectifs de performance du système.

6.2.2 Optimisation et calcul du signal de commande

6.2.2.1 Choix de la norme de la fonction objectif

Le choix de la norme de la fonction objectif Karamnkos & Eyke (2020) permet en même temps de satisfaire aux exigences de la stabilité du système ainsi que de faciliter l'implémentation de l'algorithme selon la puissance de calcul disponible. Lorsque la puissance de calcul disponible est limitée, le choix de la norme-1 est privilégié puisque le calcul des valeurs absolues des variables concernées ne nécessitera pas beaucoup d'effort de calcul. L'expression générale d'une fonction objectif sous la forme de la norme 1 est représentée par l'équation (6.5). L'utilisation de la norme-1 est privilégiée dans le cas du MPC direct à horizon court . Toutefois, l'utilisation de la norme-1 peut mener à une détérioration des performances du système ou même à des

problèmes de stabilité .

$$\begin{aligned} C1(z_k, v_k) = & \sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^n \lambda_i * |z_i(k+j|k) - z_i^*(k+j|k)| \\ & + \lambda_3 * |v(k+j|k) - v^*(k+j|k)| \end{aligned} \quad (6.5)$$

Lorsque les enjeux sur la stabilité du système sont plus importants alors l'utilisation de la norme 2, euclidienne, est privilégiée. L'équation (6.6) représente la forme générale d'une norme 2.

$$\begin{aligned} C2(z_k, v_k) = & \sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^n \lambda_i * [z_i(k+j|k) - z_i^*(k+j|k)]^2 \\ & + \lambda_3 * [v(k+j|k) - v^*(k+j|k)]^2 \end{aligned} \quad (6.6)$$

La norme 2 permet aussi de transformer la fonction objectif en une forme quadratique. Dans ce cas, quand la variable de l'optimisation est un vecteur de valeurs réels, la solution au problème d'optimisation sans contraintes, comme il est le cas de ce projet, peut être facilement déduite en égalisant la dérivée de la fonction objectif à zéro. Dans le cas des algorithmes MPC indirects, la norme 2 est utilisée dans la grande majorité des situations . Dans ce cas, le problème d'optimisation basé sur la norme 2 est de nature QP, qui, dans le cas sans contrainte, peut être résolu très facilement puisqu'une solution analytique existe . Quand des contraintes existent, alors on peut résoudre le problème d'optimisation soit à l'aide de solveurs QP appropriés, ou on peut projeter la solution trouvée dans le cas sans contraintes au cas avec contraintes. Dans le cadre de ce projet, la norme 2 a été adoptée comme forme pour la fonction objectif. Le problème d'optimisation est aussi sans contraintes ce qui a permis de calculer une solution analytique du problème. Cette solution analytique a ensuite facilité l'implémentation de l'algorithme proposé en temps réel.

6.2.2.2 Réglage des facteurs de pondération

Le réglage des facteurs de pondération Karamnkos & Eyke (2020) a pour objectif de prioriser les différents critères de la fonction objectif. Le réglage de ces facteurs est souvent une tache bien complexe. Ces facteurs peuvent être calculés avec des surfaces ou courbes de compromis afin de trouver les points optimaux de Pareto. Ce calcul, toutefois, peut être fastidieux et aussi les courbes de compromis peuvent être non convexes ce qui peut rendre le calcul de ces facteurs encore plus compliqués. Une approche moins complexe serait le calcul de ces facteurs en adoptant une approche par essai-erreur . Pour contourner les méthodes par essai erreurs, des méthodes analytiques ou qui se basent sur des techniques d'intelligence artificielle peuvent aussi être utilisées. Dans ce cas, le processus de réglage des facteurs de pondérations est automatisé et peut même être réalisé en temps réel. Dans le cas de ce projet, le réglage des facteurs de pondération a été effectué par essai erreur.

6.2.2.3 Pénalisation de l'effort de commande

La pénalisation de l'effort de commande Karamnkos & Eyke (2020) permet en général d'améliorer les performances du système. Dans le cas des MPCs directs, l'absence de la pénalisation de l'effort de commande peut mener à une dégradation des performances du système. De plus, la fréquence de commutation moyenne fsw sera limitée seulement par la fréquence d'échantillonnage choisie. Toutefois, si le signal de commande est pénalisé, alors une commande directe de la fréquence de commutation est possible dans la plupart des cas. Dans le cas du MPC indirect, la pénalisation de l'effort de commande permet d'avoir un effort de commande moins agressif et plus lisse . De plus, puisque le facteur de pondération de l'effort de commande est strictement positif, le problème QP résultant sera strictement convexe, et par conséquent cela garantie l'unicité de la solution . Dans le cas de ce projet, un critère de pénalisation, avec un facteur de pondération strictement positif, de l'effort de commande a été ajouté à la fonction objectif QP.

6.2.2.4 Formulation du problème d'optimisation et calcul du signal de commande

L'objectif de l'optimisation est de minimiser ensuite la fonction coût C . Dans notre cas, l'objectif de minimiser l'erreur statique de la tension et du courant et l'amplitude du signal de commande a été choisi. Une forme quadratique a été choisie pour l'expression de la fonction objectif et le problème a été choisi sans contraintes tel que :

$$C(z_k, v_k) = \sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^n \lambda_i * [z_i(k+j|k) - z_i^*(k+j|k)]^2 + \lambda_3 * [v(k+j|k) - v^*(k+j|k)]^2 \quad (6.7)$$

Tel que

p : l'horizon de prédition, qui sera mis à 1,

λ_i : les facteurs de pondération, qui sont sélectionnés pour assurer une erreur statique nulle et un temps de réponse minimal,

z_i^* , v^* : valeurs de z_i et v quand $i_L = i_{L,ref}$ et $v_c = v_{c,ref}$.

Le problème d'optimisation est convexe car il est de nature QP sans contraintes et avec des facteurs de pondérations strictement positifs Karamkos & Eyke (2020). La solution de ce problème d'optimisation est la commande v_k , qui minimise C à l'instant $k + 1$. Cette solution sera exprimée sous une forme analytique en deux étapes. Premièrement, la fonction objectif $C(z_k, v_k)$ est transformée sous une forme monovariable en substituant les variables $z_k + 1$ par les variables z_k et v_k à l'aide du modèle de prédition. Les variables z_k à l'instant k correspondront à des données mesurables et sont par conséquent connus. Deuxièmement, la fonction $C(z_k, v_k)$ transformée sous format monovariable, est maintenant une fonction parabolique d'une forme similaire à celle de la figure (6.4). Le point optimal est donc obtenu en dérivant cette fonction par rapport à v_k et en l'égalisant la dérivée à 0 comme montré sur l'équation (6.8) :

$$\frac{\partial C(z_k, v_k)}{\partial v_k} = 0 \quad (6.8)$$

L'expression analytique de la solution optimale v_k est ensuite donnée par (6.9). L'objectif principal du calcul de cette forme analytique est de réduire la complexité de calcul de la commande et de permettre son implémentation en temps réel sur le microcontrôleur sélectionné pour ce projet.

$$v_k = \frac{-(\lambda_1 * (T^2/2) * (z_1(k+1) - z_1^*) + \lambda_2 * T * (z_2(k+1) - z_2^*))}{(\lambda_3 * (T^4/4) + \lambda_1 * T^2 + \lambda_3)} \quad (6.9)$$

Le rapport cyclique $d(k)$ est ensuite calculé pour le domaine non linéaire en utilisant (6.10) tel que :

$$d(k) = \frac{(v(k) - L_f^n T(\bar{x}(k)))}{L_f^{n-1} L_g T(\bar{x}(k))} \quad (6.10)$$

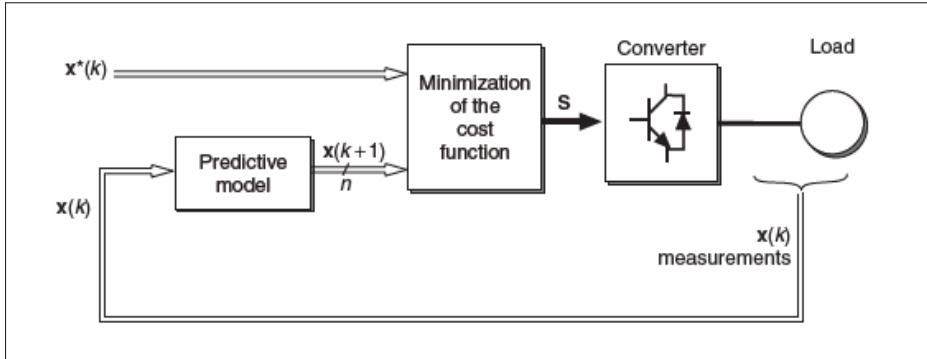


Figure 6.5 Commande prédictive d'un convertisseur de puissance
Tirée de Rodriguez & Cortes (2012)

6.2.3 Stabilité

6.2.3.1 Stabilité

L'analyse de la stabilité des convertisseurs de puissance commandé par le MPC Karamninos & Eyke (2020) présente deux difficultés principales. Premièrement, le MPC est une commande non linéaire dans le domaine du temps, à cause de l'étape d'optimisation, et donc

les outils d'analyse de la stabilité dans le domaine fréquentiel ne lui sont pas directement applicables. Deuxièmement, les convertisseurs de puissance sont des systèmes à entrées entières et la stabilité de ces systèmes est par nature difficile à analyser et à démontrer. Dans le cas des algorithmes MPC directs, la stabilité asymptotique en boucle fermée a été démontrée en supposant des convertisseurs qui peuvent être modélisés comme des systèmes linéaires avec des entrées entières. Pour confirmer la stabilité, une fonction objectif quadratique stabilisante de Laypunov doit pouvoir être conçue. De plus, le MPC direct basé sur la norme 1 peut causer une instabilité si l'effort de commande est pénalisé dans la fonction objectif. Par contre, si l'effort de commande n'est pas pénalisé alors des problèmes de stabilité potentiels peuvent être évités. Pour l'analyse de la stabilité des systèmes commandés par le MPC direct avec des limites d'hystérésis, la théorie de stabilité de Lyapunov a été aussi utilisée. Dans le cas des algorithmes MPC indirects la théorie de stabilité de Lyapunov a été proposée. La stabilité peut être confirmée, dans ce cas aussi, si une fonction objectif quadratique et stabilisante basée sur la méthode de Lyapunov peut être conçue.

6.2.4 Robustesse

La robustesse des commandes MPC Karamnkos & Eyke (2020) peut être affectée soit par les incertitudes sur l'estimation des paramètres des convertisseurs ou soit par le manque d'intégrateurs dans la commande MPC. Pour améliorer la réponse du MPC face aux perturbations et aux incertitudes sur les paramètres du modèle, l'utilisation d'un horizon de prédiction fuyant a été proposée. Aussi, pour améliorer la prise en compte des incertitudes sur les paramètres des convertisseurs, des algorithmes d'identification des systèmes peuvent être utilisés. Pour combler le manque des intégrateurs dans la boucle de commande, des intégrateurs explicites peuvent être ajoutés soit à la fonction objectif ou au vecteur d'état. De plus, un observateur des perturbations peut être implémenter pour ajouter une action intégrale à la boucle de commande . Dans le cadre de ce projet, le MPC est implémenté en boucle fermée et le modèle linéarisé équivalent est sous la forme d'un intégrateur pure $1/s$, cela permettrait d'aider à améliorer la robustesse du système en boucle fermée.

6.2.5 Configuration de la boucle commande MPC du projet

Ce paragraphe récapitule la configuration de la boucle commande MPC du projet tel que présenté dans ce chapitre. Tout d'abord, la boucle MPC a été choisie de forme indirecte et le signal calculé vk est de nature réel. Ensuite, le signal $d(t)$ sera calculé à l'aide de vk et de (6.10). Enfin, le signal $d(t)$ va être transmis à un bloc de modulation PWM, dans les étapes d'implémentation aux chapitres 7 et 8, afin de générer le signal PWM de commande du convertisseur. Dans le modèle de prédiction, l'horizon de prédiction choisi est unitaire afin de faciliter le calcul d'une solution analytique du problème d'optimisation tout en permettant l'atteinte des performances souhaitées. La fréquence d'échantillonnage choisie est de $T=22$ microsecondes principalement en fonction de la constante de temps du convertisseur. La fréquence de commutation choisie a été de $1/T$. Ensuite, dans le processus d'optimisation, le problème a été choisi de type QP sans contrainte et avec pénalisation de l'effort de commande. Les facteurs de pondération de la fonction objectif ont été choisis par essai erreur mais strictement positif. Cela a permis d'avoir un problème d'optimisation QP convexe et par la suite la solution optimale analytique a été calculée en (6.9) Cette solution analytique a permis par la suite l'implémentation du processus d'optimisation en temps réel sur notre microcontrôleur.

CHAPITRE 7

RÉSULTATS DE SIMULATION

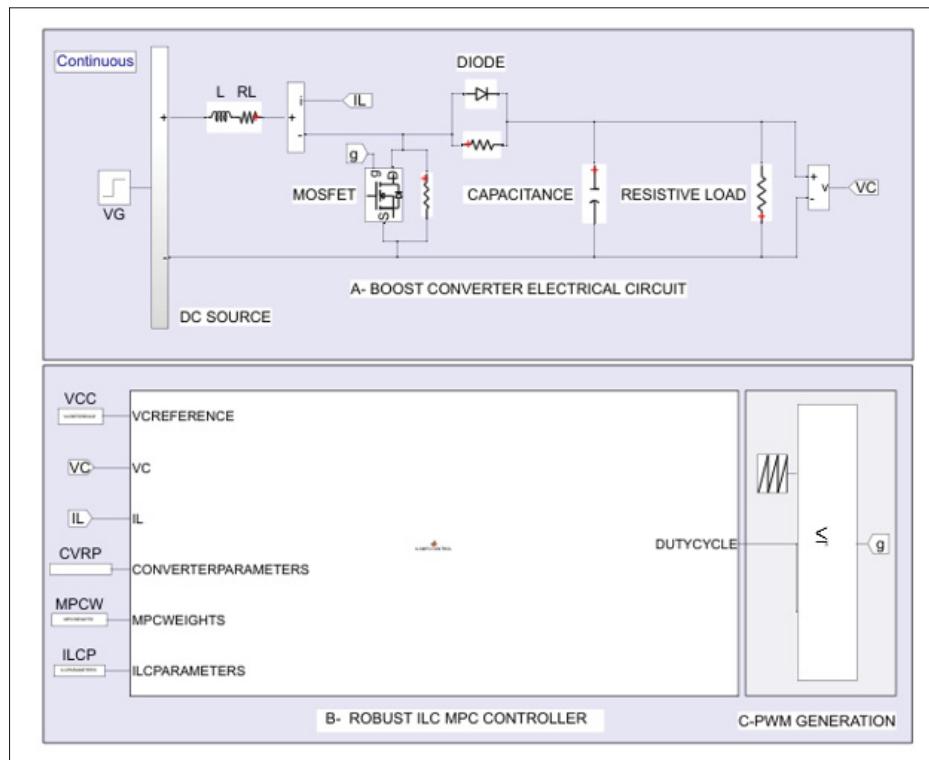


Figure 7.1 Schéma SimPowerSystems de la simulation de la commande proposée

Les résultats de la simulation ont pour objectif de montrer comment l'algorithme proposé améliore les performances dynamiques et statiques du système dans quatre cas : 1- Mise en marche du convertisseur, 2- Changement de la consigne de tension, 3- Réduction de la charge de sortie, 4- Changement de la tension de la source. Tout d'abord, les courbes du courant de la source ainsi que de la tension de la charge seront générées dans le cas de la commande proposée ainsi que dans le cas d'une commande linéaire PID. Ensuite, les performances dynamiques et statiques de ces deux groupes de courbes, seront comparées afin de permettre de situer les performances apportées par la commande proposée dans la littérature. Le circuit de simulation du convertisseur a été réalisé à l'aide de la librairie SimPowerSystems de Simulink de Matlab 2016b. De plus, les composantes passives et actives ont été sélectionnées avec des caractéristiques nonlinéaires

afin de se rapprocher le plus possible des caractéristiques du convertisseur en temps réel. La commande proposée présentait également le défi de la lourdeur de calcul quand il s'agit du MPC et de la commande linéarisante. Cette lourdeur de calcul peut entraîner par la suite une durée de simulation plus longue et même des inexactitudes dans les résultats. Afin de réduire la complexité des calculs, les signaux de la commande MPC ainsi que de la commande linéarisante ont été exprimés sous formats analytiques. La boucle de la commande proposée a été réalisée principalement à la base d'un script Matlab. Dans ce script, les paramètres de la boucle MPC ont été choisie en tenant compte des considérations mentionnées dans le chapitre 6.

7.1 Configuration nominale du système

Tableau 7.1 Paramètres du système

| Paramètre | Valeur | Unité |
|-----------|---------|---------------|
| v_g | 12.7 | V |
| L | 470 | μH |
| R | 80.9672 | Ω |
| R_L | 0.9613 | Ω |
| R_{ON} | 1.7161 | Ω |
| R_D | 0.52 | Ω |
| v_D | 0.87 | V |
| C | 217 | μF |

La configuration nominale du système est décrite dans le tableau 7.1. La fréquence du signal PWM est de 45.45 Khz. Les simulations ont été réalisées en utilisant les composantes de la bibliothèque SimPowerSystems de Simulink sur Matlab2016b avec une période d'échantillonnage de $T=22\mu\text{H}$. L'ordinateur était équipé d'un noyau Core-i7 et un processeur Intel de 3.6GHZ et une mémoire RAM de 8GB.

7.2 Programmation des algorithmes de commande

Les fonctions de la commande linéarisante ont été calculées sous une forme analytique en se basant sur les équations du chapitre 5. Ensuite, le logiciel Maple a été utilisé pour calculer cette forme. La forme analytique des fonctions de transformation et de la commande linéarisante

est présentée dans les annexes I et II. Ensuite, le signal de la commande MPC optimale a été exprimé selon l'équation (6.9). La sélection des paramètres du MPC a été basée sur les mêmes principes du chapitre 6.

7.2.1 Commande PID

La conception de la boucle de commande PID, représentée sur la figure 7.2, a été basée sur le modèle d'état linéarisé autour d'un point d'un d'équilibre du convertisseur représenté par son modèle bilinéaire (4.7). Ensuite, les paramètres du PID ont été ajustés en utilisant une stratégie de placement de pôles afin de minimiser le dépassement et le temps de réponse et pour éliminer l'erreur statique du modèle linéarisé. Les gains du PID ont été ensuite appliqués sur le modèle SimPowerSystems. Puisque ce dernier modèle présente des différences importantes avec le modèle linéaire, notamment en ce qui concerne la présence du phénomène de la commutation et la variation des caractéristiques des composants, cela peut expliquer que la variation entre les spécifications de dépassement et de temps de réponse et les caractéristiques réellement obtenus. Le script Matlab ayant servi au calcul des gains du régulateur PID, avec la méthode d'imposition des pôles, est fourni dans les annexes.

7.2.2 Commande MPC

La commande MPC a été réalisée, pendant ce projet, selon deux approches différentes. Au début du projet, le bloc MPC de la bibliothèque Model Predictive Control de Simulink a été utilisé. Ce bloc avait pour avantage principal de permettre une implémentation plus simple de l'algorithme. Toutefois, le temps d'exécution de l'algorithme présentait souvent des délais importants. De plus, le bloc MPC tout fait ne permettait pas non plus une connaissance détaillée de la structure de l'algorithme et sa modification selon le besoin. De plus, l'implémentation en temps réel du bloc MPC de Simulink sur notre microcontrôleur n'était pas possible. C'est ce qui a motivé, dans une deuxième phase du projet, le codage de l'algorithme MPC sous le format d'un code Matlab comme représenté sur l'annexe II. Les gains de la commande proposée seront présentés dans la partie annexe.

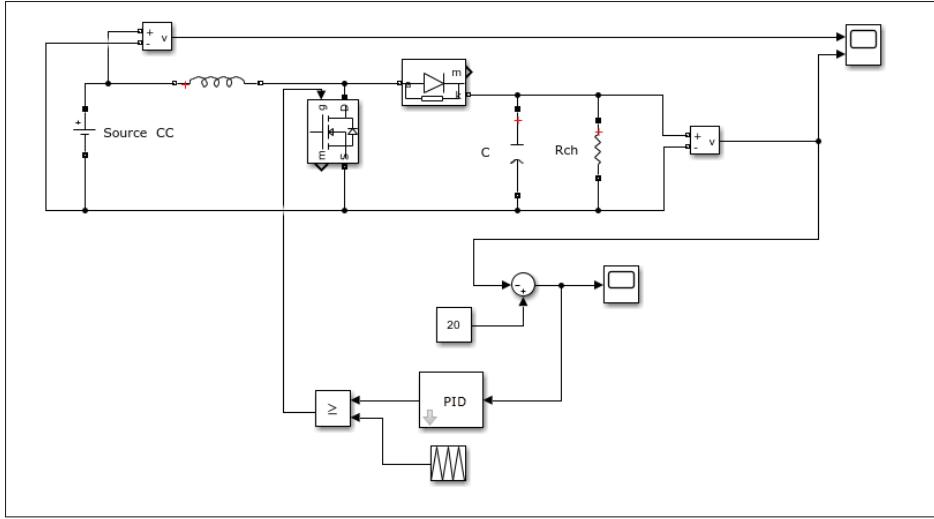


Figure 7.2 Circuit de simulation de la commande PID du convertisseur

7.3 Résultats de simulation

7.3.1 Mise en marche du convertisseur

La mise en marche du convertisseur vise à comparer la réponse du convertisseur dans le cas d'une commande linéaire PID, sur la figure 7.3, avec la commande proposée sur la figure 7.4. Pour le cas de la commande PID, la tension de sortie présente un dépassement supérieur à 40 pourcent. Le temps de réponse, est supérieur à 20ms. Dans le cas du courant de la source, la courbe présente deux dépassements autour de 6A et 3A. Dans le cas de la commande proposée, les courbes de la tension de sortie montrent un temps de réponse plus rapide de 8ms et elles n'incluent pas de dépassement ou d'erreur statique. Dans le cas de la courbe du courant de source, avec la nouvelle commande, on observe un seul dépassement de 4.5A et un courant nominal de 0.55A.

7.3.2 Variation de la consigne de tension

La variation de la consigne de tension du convertisseur vise à comparer les performances de suivi de consigne de la nouvelle commande, sur la figure 7.5, avec celle du PID linéaire sur la

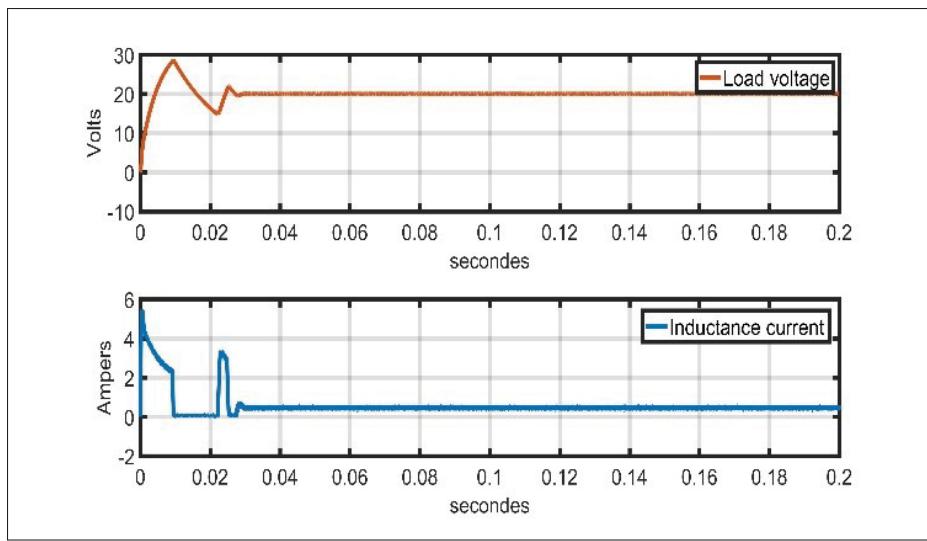


Figure 7.3 Simulation de la mise en marche du convertisseur avec un PID linéaire :
a. Tension de sortie
b. Courant d'inductance

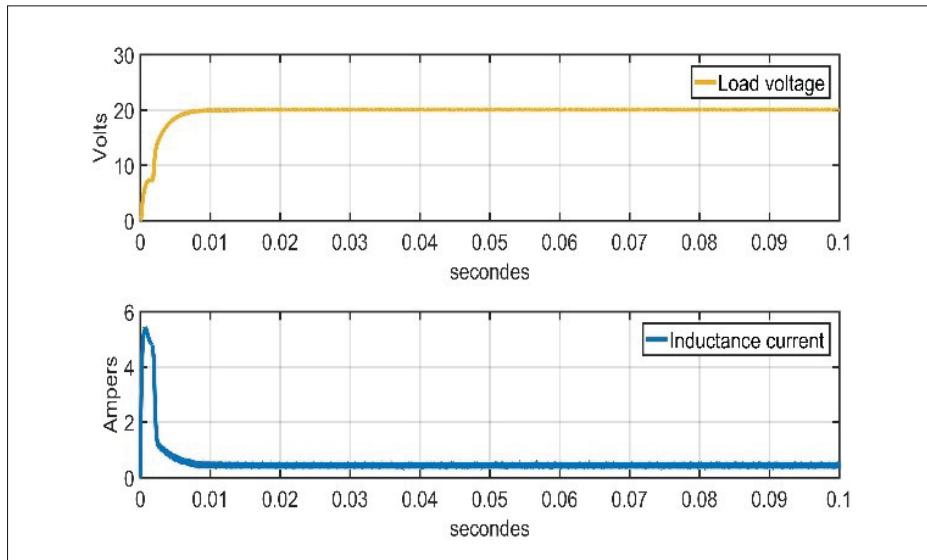


Figure 7.4 Simulation de la mise en marche du convertisseur avec la nouvelle commande :
a. Tension de sortie
b. Courant d'inductance

figure 7.6. Dans cet essai, les principales performances à analyser sont le temps de réponse et l'erreur de suivi. À $t=0.1s$, la consigne de tension est changée de 20V à 30V. Dans ce cas, la

nouvelle commande montre une bonne performance de suivi de consigne sans erreur statique et un temps de réponse de 8ms. Toutefois, après $t=0.1$ s la commande PID présente un temps de réponse plus lent de 30ms. La courbe de tension du PID présente aussi un dépassement à l'instant de changement de référence.

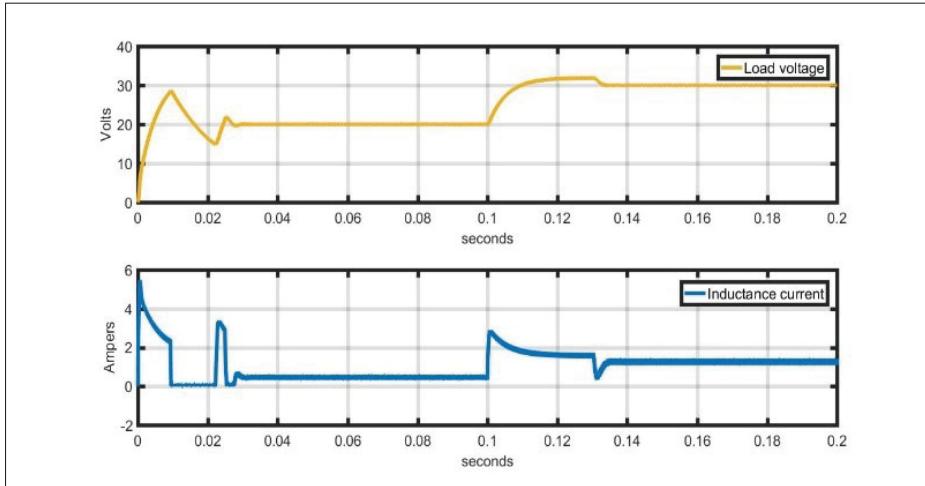


Figure 7.5 Simulation du changement de la consigne de la tension de sortie avec une commande PID linéaire : a. Tension de sortie b. Courant d'inductance

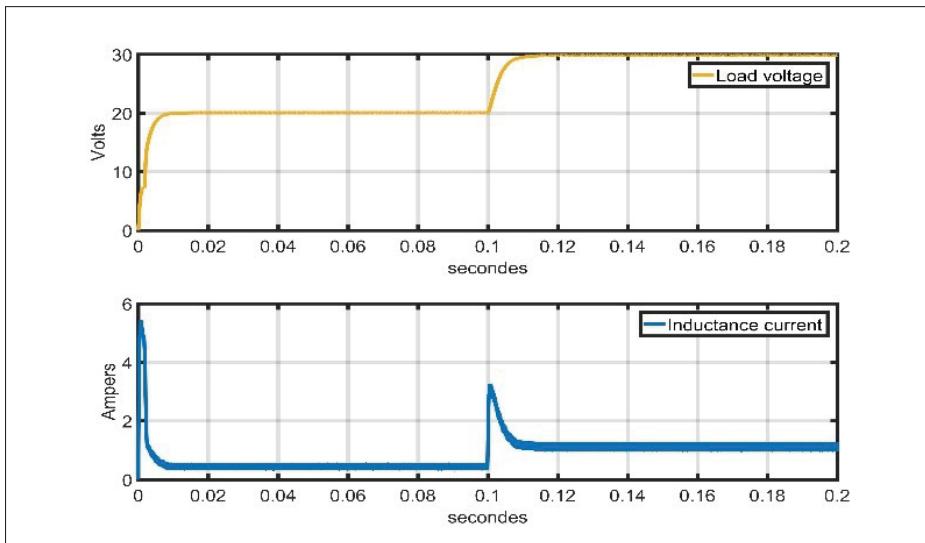


Figure 7.6 Simulation du changement de la consigne de la tension de sortie avec la nouvelle commande : a. Tension de sortie b. Courant d'inductance

7.3.3 Changement de la charge de sortie

Le changement de la charge de sortie vise à confirmer l'amélioration apportée par la nouvelle commande à la robustesse du convertisseur dans le cas du changement de ses paramètres. En effet, la valeur de charge fait partie des modèles d'état linéaire ainsi que bilinéaire du convertisseur. Ainsi, la charge résistive sera réduite à sa moitié à $t=0.1s$. La tension de référence est de 20V. Pour la commande PID, sur la figure 7.7, un creux de tension de 0.71V se produit à $t=0.1s$ et le convertisseur atteint de nouveau sa valeur de régime permanent à $t= 0.11s$. Pour la nouvelle commande, sur la figure 7.8, la valeur du creux de tension est réduite à 0.1V. Le moment où la tension revient à sa valeur nominale est aussi réduit à $t=0.101s$.

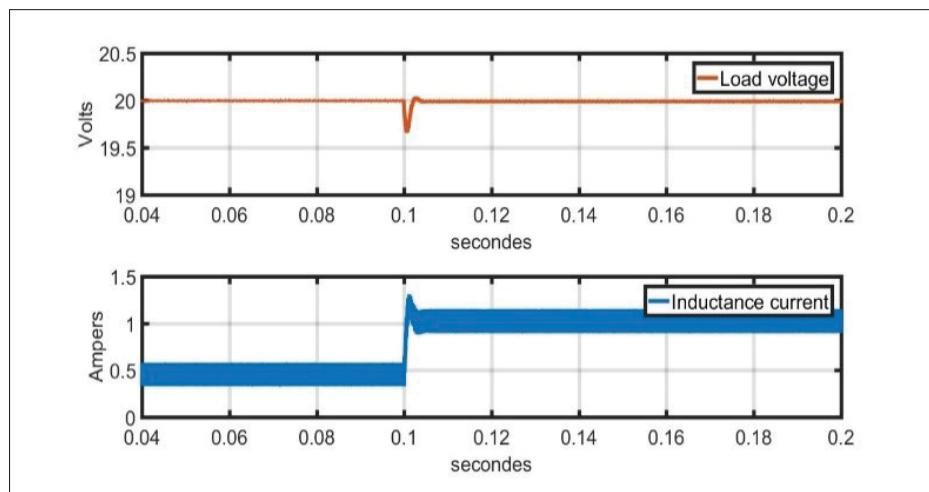


Figure 7.7 Simulation du changement de la charge de sortie avec une commande PID linéaire : a. Tension de sortie
b. Courant d'inductance

7.3.4 Variation de la tension de la source

La variation de la tension de la source d'entrée vise à confirmer l'amélioration des performances apportées par la nouvelle commande, sur la figure 7.9, dans le cas d'une augmentation en échelon de la tension de la source. L'amplitude de la tension de la source d'entrée sera augmentée de 50 pourcent à $t = 0.1s$. Pour le régulateur PID, sur la figure 7.9, il existe une erreur de suivi de la

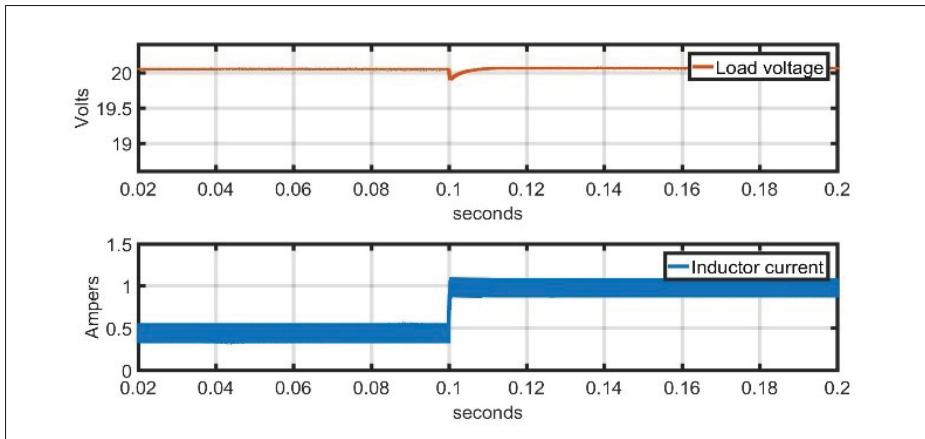


Figure 7.8 Simulation du changement de la charge de sortie avec la nouvelle commande :
a. Tension de sortie
b. Courant d'inductance

référence autour de 2.2V et un dépassement de 1.177V au niveau du courant de l'inductance à $t = 0.1\text{s}$. Dans le cas de la commande proposée, sur la figure 7.10, l'erreur de suivi de consigne est réduite à 0.25V. De plus, le courant de l'inductance ne montre plus de dépassement.

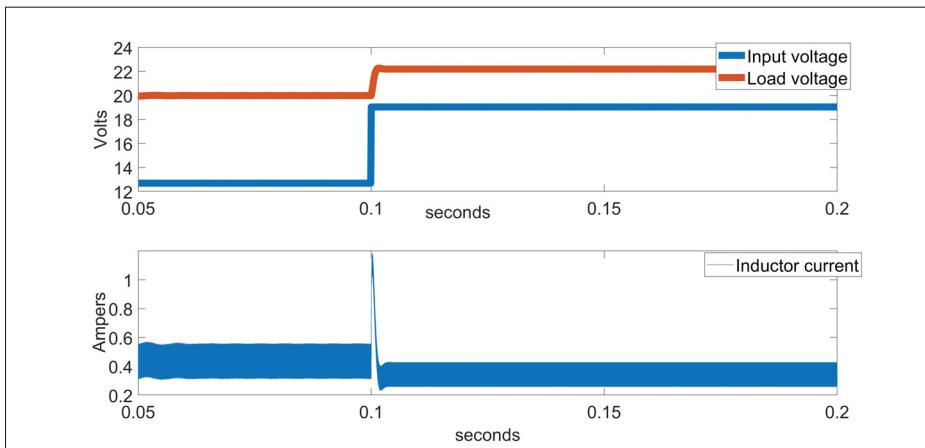


Figure 7.9 Simulation du changement de la tension de source avec un PID linéaire :
a. Tension de sortie
b. Courant d'inductance

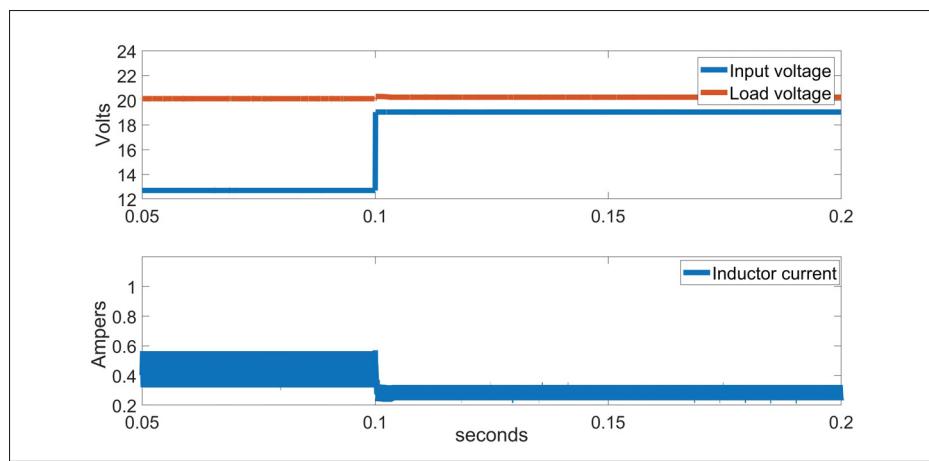


Figure 7.10 Simulation du changement de la tension de source avec la nouvelle commande :
a. Tension de sortie
b. Courant d'inductance

CHAPITRE 8

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Ce chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus avec l'utilisation de la commande proposée. Les essais ont été réalisés sur un prototype dont les caractéristiques nominales, les mêmes que celles de la simulation, ont été choisies les plus proches possible des travaux précédents afin de pouvoir établir une comparaison. La partie puissance du prototype est composée principalement du convertisseur survoltEUR et de la source de tension. Le convertisseur survoltEUR a été réalisé sous la forme d'une carte à circuit imprimé avec le logiciel Althium. La source de tension CC consiste en une batterie plomb-acide rechargeable. La partie commande est composée principalement d'un module de développement du microcontrôleur TI F2837X. La partie de mesure des variables d'état est composée d'un capteur du courant de la source de la forme d'une résistance shunt et d'un capteur de la tension de la charge qui consiste en un circuit résistif diviseur de tension. Le signal de commande calculé par l'algorithme est le rapport cyclique $d(t)$. Ce signal est ensuite transformé en un signal PWM par le microcontrôleur. Ensuite, le signal PWM est transmis au circuit de puissance à l'aide d'un circuit d'attaque de la grille du Mosfet. Les essais réalisés lors de cette phase expérimentale se dérouleront sous trois étapes : 1- Mise en marche du convertisseur, 2- Changement de la consigne de tension, 3- Réduction de la charge de sortie.

8.1 Configuration nominale du système

La configuration nominale du système dans le cas des essais expérimentaux est la même que celle de la partie simulation dans le tableau 7.1. Le Mosfet utilisé est du type nitrule de galium TP65H035WS. La diode de puissance est du type Schottky à carbure de Silicium GB01SLT12-220. L'algorithme de commande a été implémenté sur un microcontrôleur TI F28379D avec une unité centrale de 32-bit fonctionnant avec une horloge de 200MHz.

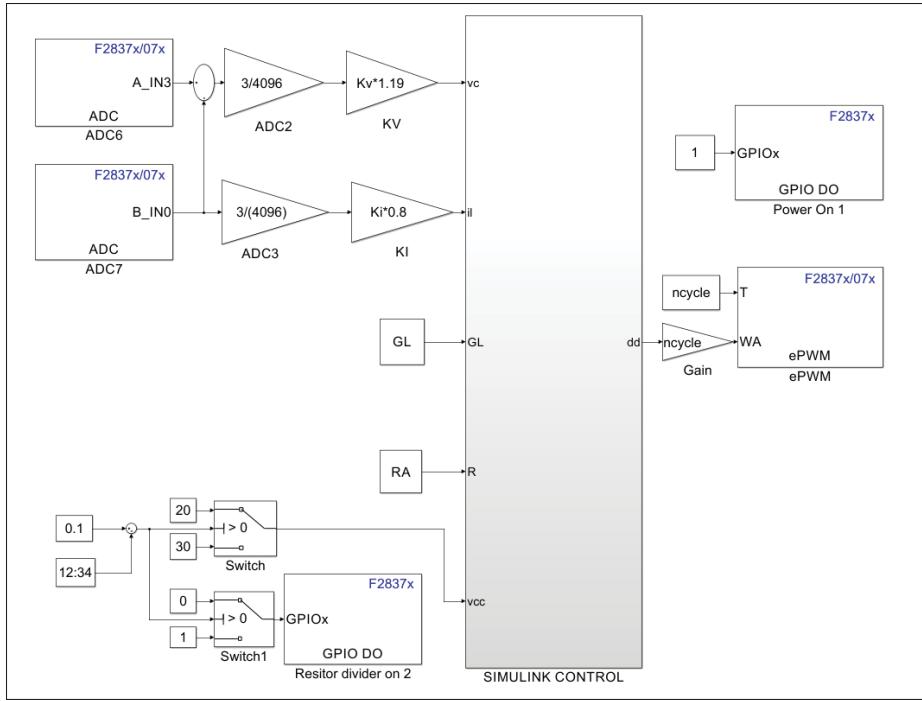


Figure 8.1 Le programme Simulink de la commande proposée en temps réel

8.1.0.1 Circuit du convertisseur

Le circuit du convertisseur a été réalisé sous la forme d'une carte à circuit imprimé (PCB) à deux couches. Les fichiers représentants le circuit PCB ont été réalisés à l'aide du logiciel Alithium Designer version 16.1. Ensuite, le circuit PCB a été réalisé par le biais de la société PCBWAY. Enfin, les composants actifs et passifs du circuit ont été soudées dans les laboratoires du GREPCI.

8.2 Programmation de l'algorithme

La programmation de l'algorithme, Fig 8.1, a été réalisée avec le logiciel Simulink de Matlab 2016b en utilisant des composants de la bibliothèque Embedded Coder Support Package pour les microcontrôleurs TI C2000. Ce programme Simulink a été ensuite traduit en C à l'aide du Embedded Coder TI C2000 et ensuite implémenté sur le microcontrôleur à l'aide du Kit de

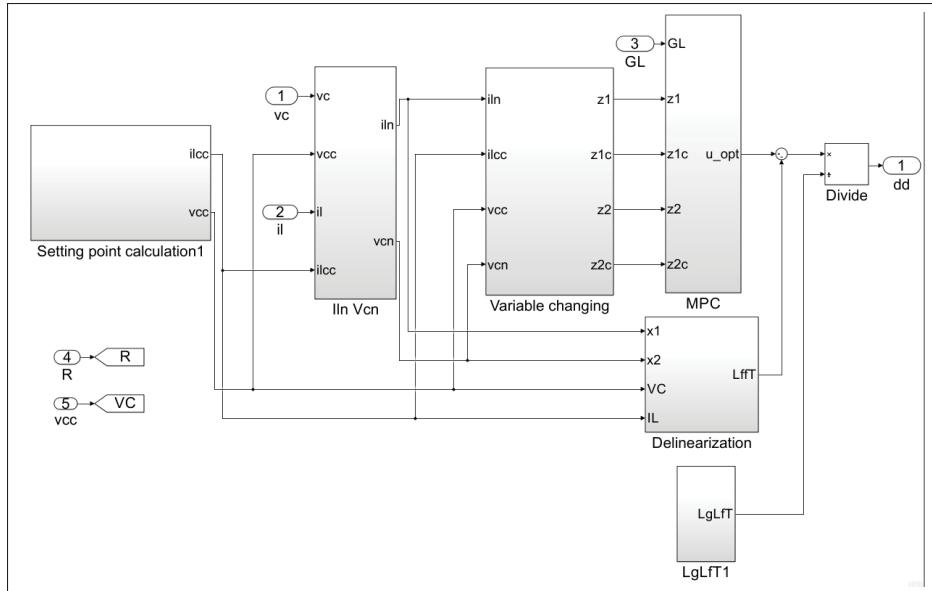


Figure 8.2 Première sous couche du programme Simulink de commande en temps réel

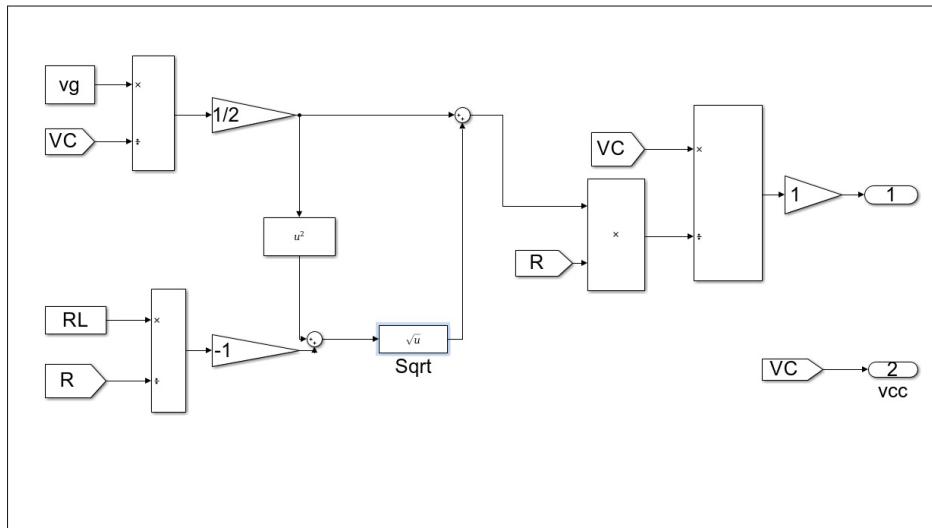


Figure 8.3 Calcul de la référence de tension et du courant

développement. Dans ce programme, Fig 8.1, les blocs de conversion analogique numériques ADC6 et ADC7 permettent de lire respectivement les signaux des capteurs de tension et de courant. Les blocs gains ADC3 et ADC2 correspondent aux facteurs de conversion de nombre de bits en volts. En effet, une variation de tension de 0 à 3V sur une entrée ADC du microcontrôleur

correspond à une variation de 0 à 4096 à la sortie du bloc ADC, d'où la valeur de 3/4096 du gain. Les gains Kv et Ki correspondent respectivement aux gains de calibration des capteurs de courant et de la tension. Ensuite, et toujours sur la même figure, le bloc SIMULINK CONTROL contient l'algorithme de la commande proposée. Les entrées de ce bloc sont les signaux de tension et de courant provenant des capteurs ainsi que la valeur de la résistance de la charge RL et la tension de consigne vcc. L'entrée GL est égale au vecteur $[T^2/2; T]$ du modèle d'état linéarisé discret de l'équation (6.1). Le signal fournit par le bloc SIMULINK CONTROL est le rapport cyclique instantané $d(t)$. Les figures 8.2 et 8.3 apportent plus de détails sur la structure interne de ce bloc de commande. Le signal $d(t)$ est transformé ensuite en signal PWM à l'aide du bloc ePWM. Enfin, le signal PWM est transmis au circuit UCC20520EVM-286 d'attaque de la grille du MOSFET représentée dans les pages 103 à 106 de l'annexe. Ce circuit permet principalement d'établir une protection entre le microcontrôleur et le convertisseur et de transformer la tension du signal PWM provenant du microcontrôleur à un niveau adapté au convertisseur. Enfin, le bloc power on permet de mettre le convertisseur en marche et le bloc resistive divider permet d'activer la réduction de la charge résistive par sa moitié lors de l'essais de changement de charge.

La figure 8.2 correspond à la première sous couche de bloc SIMULINK CONTROL. Dans cette figure on trouve le bloc Setting Point Calculation qui permet de calculer le point d'équilibre initial du convertisseur selon les considérations du paragraphe 4.2.2. Ensuite, le bloc MPC inclut l'algorithme de la commande prédictive. Ce bloc reçoit à ses entrées les valeurs instantanées des variables d'état du modèle linéarisé discret du convertisseur de l'équation (6.1). Le signal de sortie du bloc MPC est u_{opt} qui correspond au signal v de l'équation (6.10). Ensuite, les blocs Variables changing, Delinarization et LgLfT1 permettent de réaliser la commande linéarisante. Tout d'abord, le bloc variables changing permet le changement des variables du domaine nonlinéaire vers le domaine linéaire. Ensuite, Le bloc Delinarization et LgLfT1 participent au calcul du rapport cyclique $d(t)$ selon l'équation (6.10). Enfin, la figure 8.3 fournit le détail du calcul du point d'équilibre initiale selon les considérations du paragraphe 4.2.2.

8.3 Résultats expérimentaux

8.3.1 Mise en marche du convertisseur

La mise en marche du convertisseur dans la Figure 8.4 vise à valider principalement les performances dynamiques et statiques de la commande proposée. Dans ce test, la consigne de la tension d'entrée est de 20V. Le convertisseur est mis en marche à $t=10\text{ms}$. Les tests montrent une erreur statique nulle et un temps de réponse de 8ms. Le courant de l'inductance est autour de 1.6A.

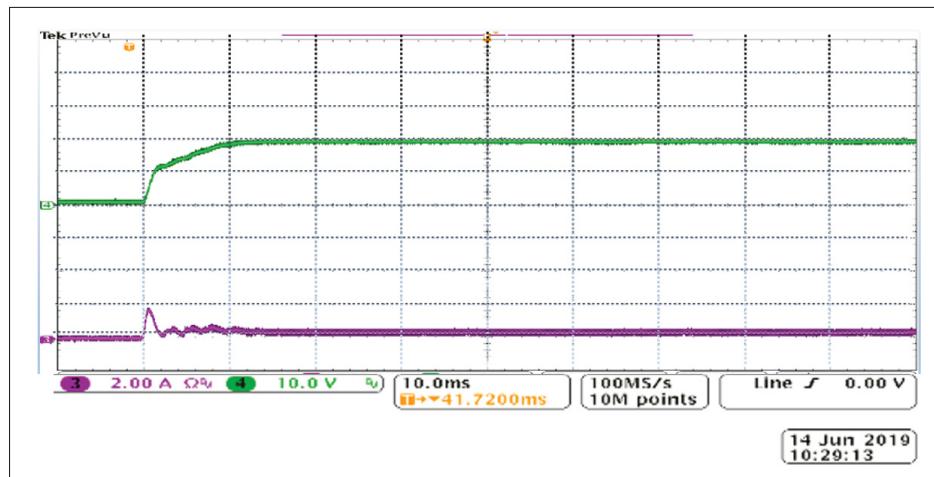


Figure 8.4 Démarrage expérimental du convertisseur avec la nouvelle commande : a. Tension de sortie b. Courant d'inductance

8.3.2 Variation de la consigne de la tension de sortie

La variation de la consigne de tension de la Figure 8.5 vise à valider l'aptitude de la commande à faire du suivi de consigne en temps réel. At $t=0.1\text{s}$ la tension de référence est changée de 20V à 30V. Dans ce cas, la nouvelle commande montre une erreur statique nulle et un temps de réponse de 8ms. Le dépassement du courant est autour de 3.2A.

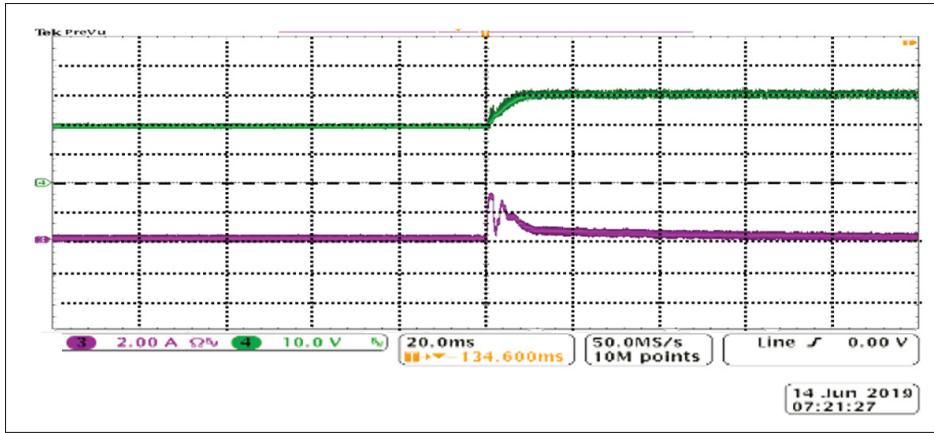


Figure 8.5 Variation expérimentale de la consigne de tension avec la nouvelle commande : a. Tension de sortie b. Courant d'inductance

8.3.3 Variation de la charge de sortie

La variation en échelon de la charge Figure 8.6 vise à confirmer l'amélioration de performance de la nouvelle commande dans le cas de la diminution de la charge. La charge résistive sera réduite à sa moitié à $t=0.2s$. Le courant est doublé de sa valeur nominale mais sans dépassement. L'erreur statique de la tension reste autour de 0.5V.

8.4 Comparaison qualitative

Le tableau 8.1 propose une comparaison qualitative des caractéristiques de la commande proposée avec celles des précédents algorithmes dans la littérature. Dans ces travaux, le choix des valeurs des composants du convertisseur n'est pas le même. De plus, dans ces travaux, les performances des commandes proposées sont comparées avec une commande PID classique. Pour cette raison, les performances de la commande proposée sont aussi comparées avec une commande classique PID. Ensuite, les améliorations apportées à la commande PID dans le cas de la commande proposée et des commandes précédentes sont comparées dans le Tableau 8.1. La réponse à la réduction de la charge est considérée améliorée si le ratio des creux de tension de la méthode de commande classique et de la nouvelle méthode est plus grand que 4.

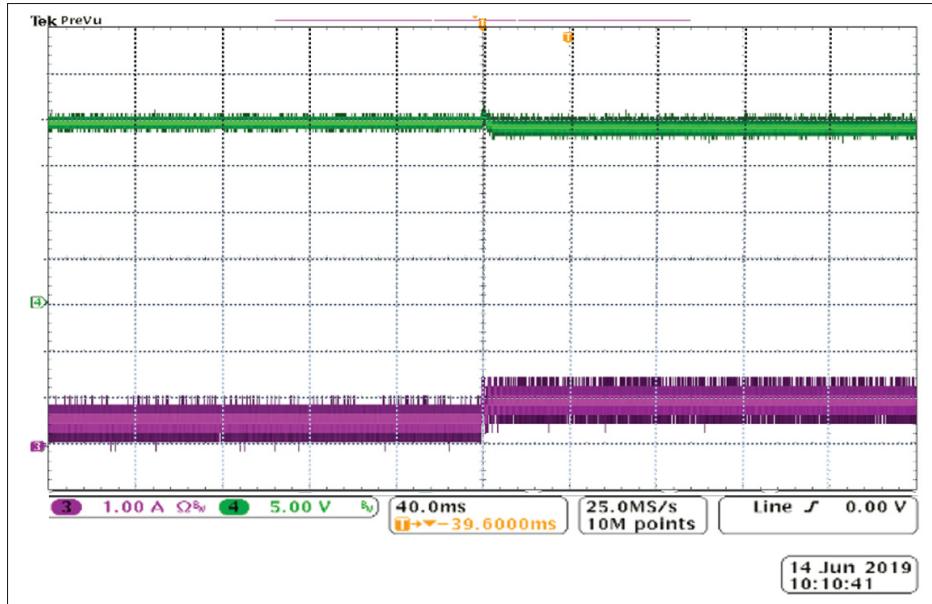


Figure 8.6 Variation expérimentale de la charge de sortie avec la nouvelle commande :a. Tension de sortie b. Courant d'inductance

Tableau 8.1 Comparaison qualitative des commandes nonlinéaires des convertisseurs survoltageurs

| Commande | Tr | $v_c = v_{c,ref}$ | $\Delta(v_c)$ | R à R/2 | $dp(i_L)$ |
|------------------------------------|------|-------------------|---------------|---------|-----------|
| Ghasemian & Taheri (2018) | ✓ | ✓ | ✓ | ✗ | ✗ |
| Vidal-Idiarte <i>et al.</i> (2015) | ✓ | ✓ | ✓ | ✗ | ✗ |
| Zhang <i>et al.</i> (2017) | ✓ | ✓ | ✗ | ✓ | ✗ |
| Kobaku <i>et al.</i> (2017) | ✓ | ✗ | ✓ | ✗ | ✗ |
| Kim & Son (2017) | ✓ | ✓ | ✓ | ✗ | ✓ |
| Kim <i>et al.</i> (2013) | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✗ |
| El Aouni <i>et al.</i> (2020) | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ |

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Cette thèse se propose de répondre aux 2 questions principales suivantes : 1- Comment, en même temps, améliorer les caractéristiques de la tension de sortie et réduire les pics du courant de la source pour un convertisseur survolté CC-CC de type PWM lors de variations de ses paramètres ou de la tension de la source ? 2- Comment réduire la complexité de l'implémentation de la solution à la question 1 afin de faciliter les étapes de prototypages et éventuellement de l'industrialisation ?

L'étendue de la réponse à ces questions a été délimitée à l'aide de 5 objectifs plus spécifiques présentés dans le chapitre 1. Pour répondre à l'objectif 1, le chapitre 4 propose une topologie de convertisseur survolté CC-CC qui inclue une caractéristique de déphasage non minimale ainsi que des paramètres aussi proches que possibles des convertisseurs similaires utilisés dans les travaux précédents.

Pour répondre à l'objectif 2, le chapitre 4 propose une modélisation non linéaire du convertisseur qui tient compte de l'effet de la commutation ainsi que des imperfections dans l'inductance, le Mosfet et de la diode du convertisseur. Ensuite, et toujours pour répondre à l'objectif 2, le chapitre propose une commande linéarisante entrée-état qui permet de transformer le système non linéaire, du chapitre 3, en un équivalent linéaire exact sans passer par aucune approximation.

Ensuite, une boucle de commande prédictive a été proposée au chapitre 5. La boucle MPC facilite en même temps l'ajout de nouveaux objectifs de commande à l'aide de la fonction objectif. La boucle MPC permet aussi d'améliorer la robustesse du convertisseur lors du changement dans ses caractéristiques, sa consigne ou sa tension de source. La commande MPC permet aussi la limitation de son temps de réponse.

Pour répondre à l'objectif 3, l'algorithme de commande a été implémenté uniquement à l'aide de diagrammes Simulink et de script Matlab dans le cas de simulation ainsi que dans le cas temps

réel. Ensuite, le codage en C dans le cas expérimental, a été réalisé de façon automatique à l'aide du module supplémentaire Simulink C2000 Encoder. L'objectif 3 a été réalisé principalement à l'aide de l'utilisation d'un kit de développement Delfino TMS320F28379D du microcontrôleur utilisé ainsi que de capteurs de courant et de tension sous la forme de composants résistifs.

La simulation de la commande proposée a été présentée dans le chapitre 7. Ensuite, dans le chapitre 8, la commande proposée est implémentée de façon expérimentale et ses performances sont testées et comparées avec la littérature considérée pour les trois essais suivants :1- Démarrage du convertisseur,2-Variation de la consigne de la tension de sortie,3- Variation de la charge de sortie. L'ensemble des tests montre que le nouvel algorithme de commande offre un meilleur temps de réponse et un meilleur suivi de la consigne de la tension que le PID linéaire tout en limitant le dépassement du courant de l'inductance durant les phases transitoires et la mise en marche du convertisseur. La réduction des pics du courant de la source pourrait permettre d'augmenter la durée de vie des composants du convertisseur ou de réduire le budget alloué aux éléments de protection et réduire la probabilité d'arrêts causées par la détection de tels pics.

Les résultats, de simulation et expérimentaux, de ce travail ont été publiés sous forme d'articles de conférence El-Aouni & Dessaint (2017) et de revue El-Aouni & Dessaint (2020) dont les références détaillées sont incluses dans la partie bibliographie . Une prochaine étape dans ce travail serait d'essayer d'améliorer la robustesse de la commande en utilisant une boucle de commande linéarisante entrée état adaptative robuste ainsi que d'utiliser une boucle de commande MPC avec un horizon de prédiction plus important ou même utiliser une commande MPC de type robuste.

ANNEXE I

FONCTIONS DE LINÉARISATION ENTRÉE-ÉTAT

```
% Exact real time Linearization
% Variables changing ( States of the linear model)

% Setting point calculation
dtcp=(1/2)*(vg/vcc)+sqrt((+RL/R)+(1/4)*(vg/vcc)^2);
ilcc=vcc/(R*dtcp);
IL=ilcc;

iln=il-ilcc;
vcn=vc-vcc;
% z1
x1=iln;
x2=vcn;
TT=-(C*(RD-RON)*atan(C*((RD-RON)*IL+(RD-RON)*x1+2*VC+2*vd+2*x2)...
    /(sqrt(-((RD-RON)^2*C-4*L)*C)*(IL+x1)))+(1/2)*sqrt(-((RD-RON)^2*C-4*...
L)*C)*log(Lam*(-((RD-RON)*IL+x2+vd+(RD-RON)*x1+VC)*(VC+vd+x2)*C-L*(IL+...
x1)^2))/sqrt(-((RD-RON)^2*C-4*L)*C));
z1=TT;

% z2
x1=iln;
x2=vcn;
LFT=(-R*(RON+RL)*IL^2+(-2*R*(RON+RL)*x1+(RON-RD)*VC+(RON-RD)*x2+R*vg)*...
IL-R*(RON+RL)*x1^2+((RON-RD)*VC+(RON-RD)*x2+R*vg)*x1-(x2+VC)*(VC+vd+x2...
))/(((VC+vd+x2)*((RON-RD)*IL+(RON-RD)*x1-x2-VC-vd)*C-L*(IL+x1)^2)*R);
z2=LFT;
```

Figure-A I-1 Code Matlab de linéarisation dans la commande linéarisante

```

% Duty cycle calculation : delinearization
x1=iln;
x2=vcn;

% Lfft
Lfft=((RL+RD)*IL+(RL+RD)*x1+x2+VC+vd-vg)*(RON+RL)*(RON-RD)*IL^2+...
(2*(RON+RL))*(RON-RD)*x1-x2-VC-vd)*IL+(RON+RL)*(RON-RD)*x1^2-...
(2*(RON+RL))*(VC+vd+x2)*x1+vg*(VC+vd+x2))*R^2*(VC+vd+x2)*C^2+...
L*((RON+RL)*(RON-RD)*IL^2+(2*((RON-RD)*x1-x2-VC-vd-...
(1/2)*vg))*(RON+RL)*IL+(RON+RL)*(RON-RD)*x1^2-...
(2*(x2+VC+vd+(1/2)*vg))*(RON+RL)*x1+vg*(x2+VC+vd+vg))*(IL+x1)^2*R^2-...
((RON-RD)*((x2+VC-vd)*RON+(RD+2*RL)*VC+(RD+2*RL)*x2+vd*RD))*IL^2+...
((2*(RON-RD))*((x2+VC-vd)*RON+(RD+2*RL)*VC+(RD+2*RL)*x2+vd*RD)*x1+...
(-VC^2+(-2*x2+vd-2*vg)*VC-x2^2+(vd-2*vg)*x2+2*vd^2)*RON+...
(-3*RD-4*RL)*VC^2+((-6*RD-8*RL)*x2+(-5*RD-4*RL)*vd+2*RD*vg)*VC+...
(-3*RD-4*RL)*x2^2+((-5*RD-4*RL)*vd+2*RD*vg)*x2-2*vd^2*RD)*IL+...
((RON-RD)*((x2+VC-vd)*RON+(RD+2*RL)*VC+(RD+2*RL)*x2+vd*RD)*x1^2+...
((-VC^2+(-2*x2+vd-2*vg)*VC-x2^2+(vd-2*vg)*x2+2*vd^2)*RON+...
(-3*RD-4*RL)*VC^2+((-6*RD-8*RL)*x2+(-5*RD-4*RL)*vd+2*RD*vg)*VC+...
(-3*RD-4*RL)*x2^2+((-5*RD-4*RL)*vd+2*RD*vg)*x2-2*vd^2*RD)*x1-...
(2*(VC^2+(2*x2+3*vd*(1/2)-2*vg)*VC+x2^2+(3*vd*(1/2)-2*vg)*x2+...
(1/2)*vd^2)*(VC+vd+x2))*(IL+x1)*R-(x2+VC)*(RON-RD)*IL+(RON-RD)*x1-x2-...
VC-vd)^2*vd)*C-((RON-RD)*IL+(RON-RD)*x1-2*VC-vd-2*x2)*L^2*((IL+x1)*R-VC-...
x2)*(IL+x1)^2)/(L*((VC+vd+x2)*(RON-RD)*IL+(RON-RD)*x1-x2-VC-vd)*C-L*...
(IL+x1)^2)^2*C*R^2);

%LgLft
LgLft=(R*((RON+RL)*(RON-RD)*IL^2+(2*(RON+RL))*(RON-RD)*x1-x2-VC-vd)*IL+...
(RON+RL)*(RON-RD)*x1^2-(2*(RON+RL))*(VC+vd+x2)*x1+vg*(VC+vd+x2))*C-L*...
(IL+x1)*(RON-RD)*IL+(RON-RD)*x1-2*VC-vd-2*x2)/(L*C*R*((VC+vd+x2)*...
(RON-RD)*IL+(RON-RD)*x1-x2-VC-vd)*C-L*(IL+x1)^2);

%dutycycle
dutycycle=(u_opt-Lfft)/(LgLft);

```

Figure-A I-2 Code Matlab de délinéarisation dans la commande linéarisante

ANNEXE II

PROGRAMME MATLAB DE LA COMMANDE PRÉDICTIVE

```
% Model predictive control in the linear frame
A1=FL(1,1)*z1+FL(1,2)*z2;
alpha=GL(1);

B1=FL(2,1)*z1+FL(2,2)*z2;
beta=GL(2);

u_opt=-(alpha*(Lam1*A+Lam4*A1)+beta*(Lam2*B+Lam5*B1))/((Lam1+Lam4)*...
alpha^2+(Lam2+Lam5)*beta^2+(Lam3));
```

Figure-A II-1 Code Matlab de la commande : Commande prédictive

ANNEXE III

GAINS DE LA COMMANDE PROPOSÉE

```
%% Controllers gains
%Nonlinear control Gains: gains of MPC and linearizing control
h=1;
Lam=-1e-35;
Lam1=11000000000*4.6*3.7;
Lam2=90.4*4.9*6.3;
Lam3=7e-6;
Lam4=1000*0;
Lam5=1000*0;
```

Figure-A III-1 Code Matlab de la commande : Gains des commandes MPC et linéarisante

ANNEXE IV

CALCUL DES GAINS DE LA COMMANDE LINÉAIRE PID

```
% Calcul des gains PID
% rapport cyclique nominal
dtcp=(1/2)*(vg/vcc)+sqrt(+(RL/(R))+(1/4)*(vg/vcc)^2);

% courant d'inductance nominal
ilcc=vcc/(R*dtcp);

% Declaration des matrices d'état linéaires & variables d'état [il;vc]
a=(1/L)*(-RL-(1-dtcp)*RON-dtcp*RD);
b=-dtcp/L;
c=dtcp/C;
d=-1/(R*C);

B1=(vcc+vd-(RON+RD)*ilcc)/L;
B2=-ilcc/C;

A=[a, b ;c, d] ;
B=[B1;B2];
C1=[0 1];
D=0;

% Calcul de la fonction de transfert a partir de
% la représentation détat
sys_ss_c = ss(A,B,C1,D);
sys_ss_d = c2d(sys_ss_c,T,'zoh');
[F,G,P,Q] = ssdata(sys_ss_d);
sys_ss_dd = ss(F,G,P,Q);
[numd , dend]=ss2tf(F,G,P,Q);
AA1=-double(numd(2));
BB1=double(numd(3));
sysd=tf(numd,dend);
bogpw = c2d(sys,T,'zoh') ;% fonction en boucle ouverte vcc/dt, discréteisée
% avec bloqueur d'ordre 0, du convertisseur

% % Calcul des gains PID par imposition de poles par utilisation du bogpw
% calculé :
% % Spécifications
zeta = 0.8 % amortissement
syms q0 wn trr
[q0, wn]=solve(exp(-2*zeta*wn*T)==BB1*q0,1+AA1*q0==2*exp(-zeta*wn*T)*...
    cos(wn*T*sqrt(1-zeta^2)),q0,wn);
qq0=double(q0);
qq2=double(q0*0.9945);
qq1=double(q0*-1.994);
trr=double(solve(wn == 0.9257*exp(1.6341*zeta)/(trr),trr));
```

Figure-A IV-1 Calcul des gains de la commande linéaire PID

ANNEXE V

COMPOSANTS DU PROTOTYPE

TP65H035WS

650V Cascode GaN FET in TO-247 (source tab)

Description

The TP65H035WS 650V, 35mΩ Gallium Nitride (GaN) FET is a normally-off device. It combines state-of-the-art high voltage GaN HEMT and low voltage silicon MOSFET technologies—offering superior reliability and performance.

Transphorm GaN offers improved efficiency over silicon, through lower gate charge, lower crossover loss, and smaller reverse recovery charge.

Related Literature

- [AN0009](#): Recommended External Circuitry for GaN FETs
- [AN0003](#): Printed Circuit Board Layout and Probing
- [AN0010](#): Paralleling GaN FETs

Ordering Information

| Part Number | Package | Package Configuration |
|-------------|---------------|-----------------------|
| TP65H035WS | 3 lead TO-247 | Source |

TP65H035WS
TO-247
(top view)

Cascode Schematic Symbol Cascode Device Structure

Features

- JEDEC qualified GaN technology
- Dynamic $R_{DS(on)eff}$ production tested
- Robust design, defined by
 - Intrinsic lifetime tests
 - Wide gate safety margin
 - Transient over-voltage capability
- Very low Q_{RR}
- Reduced crossover loss
- RoHS compliant and Halogen-free packaging

Benefits

- Improves efficiency/operation frequencies over Si
- Enables AC-DC bridgeless totem-pole PFC designs
 - Increased power density
 - Reduced system size and weight
 - Overall lower system cost
- Easy to drive with commonly-used gate drivers
- GSD pin layout improves high speed design

Applications

- Datacom
- Broad industrial
- PV inverter
- Servo motor

Key Specifications

| | |
|---------------------------|-----|
| V_{DSS} (V) | 650 |
| V_{TRIODE} (V) | 800 |
| $R_{DS(on)eff}$ (mΩ) max* | 41 |
| Q_{RR} (nC) typ | 178 |
| Q_g (nC) typ | 24 |

* Dynamic on-resistance; see Figures 17 and 18

Common Topology Power Recommendations

| | |
|----------------------------|-----------|
| CCM bridgeless totem-pole* | 3770W max |
| Hard-switched inverter** | 4600W max |

Conditions: $f_{sw}=45kHz$; $T_j=115^\circ C$; $T_{HEATSINK}=90^\circ C$; insulator between device and heatsink (6 mil Sil-Pad® K-10); power de-rates at lower voltages with constant current

* $V_{IN}=230V_{dc}$; $V_{OUT}=390V_{dc}$

** $V_{IN}=380V_{dc}$; $V_{OUT}=240V_{dc}$

February 1, 2019
tp65h035w.3

© 2018 Transphorm Inc. Subject to change without notice.

1

Figure-A V-1 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

| TP65H035WS | | | |
|--|--|--------------------|-------------|
| Absolute Maximum Ratings ($T_c=25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated.) | | | |
| Symbol | Parameter | Limit Value | Unit |
| V_{DSS} | Drain to source voltage ($T_j = -55^\circ\text{C}$ to 150°C) | 650 | |
| $V_{(TR)DSS}$ | Transient drain to source voltage ^a | 800 | V |
| V_{GSS} | Gate to source voltage | ± 20 | |
| P_D | Maximum power dissipation @ $T_c=25^\circ\text{C}$ | 156 | W |
| I_D | Continuous drain current @ $T_c=25^\circ\text{C}$ ^b | 46.5 | A |
| | Continuous drain current @ $T_c=100^\circ\text{C}$ ^b | 29.5 | A |
| I_{DM} | Pulsed drain current (pulse width: 10μs) | 240 | A |
| $(di/dt)_{RDMC}$ | Reverse diode di/dt, repetitive ^c | 1800 | A/μs |
| $(di/dt)_{RDMT}$ | Reverse diode di/dt, transient ^d | 3800 | A/μs |
| T_C | Operating temperature Case | -55 to +150 | °C |
| T_J | Junction | -55 to +150 | °C |
| T_S | Storage temperature | -55 to +150 | °C |
| T_{SOLD} | Soldering peak temperature ^e | 260 | °C |
| - | Mounting Torque | 80 | N cm |

Notes:

- a. In off-state, spike duty cycle D<0.01, spike duration <1μs
- b. For increased stability at high current operation, see Circuit Implementation on page 3
- c. Continuous switching operation
- d. ≤300 pulses per second for a total duration ≤20 minutes
- e. For 10 sec., 1.6mm from the case

| Thermal Resistance | | | |
|---------------------------|---------------------|----------------|-------------|
| Symbol | Parameter | Maximum | Unit |
| R_{GJC} | Junction-to-case | 0.8 | °C/W |
| R_{GJA} | Junction-to-ambient | 40 | °C/W |

Figure-A V-2 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

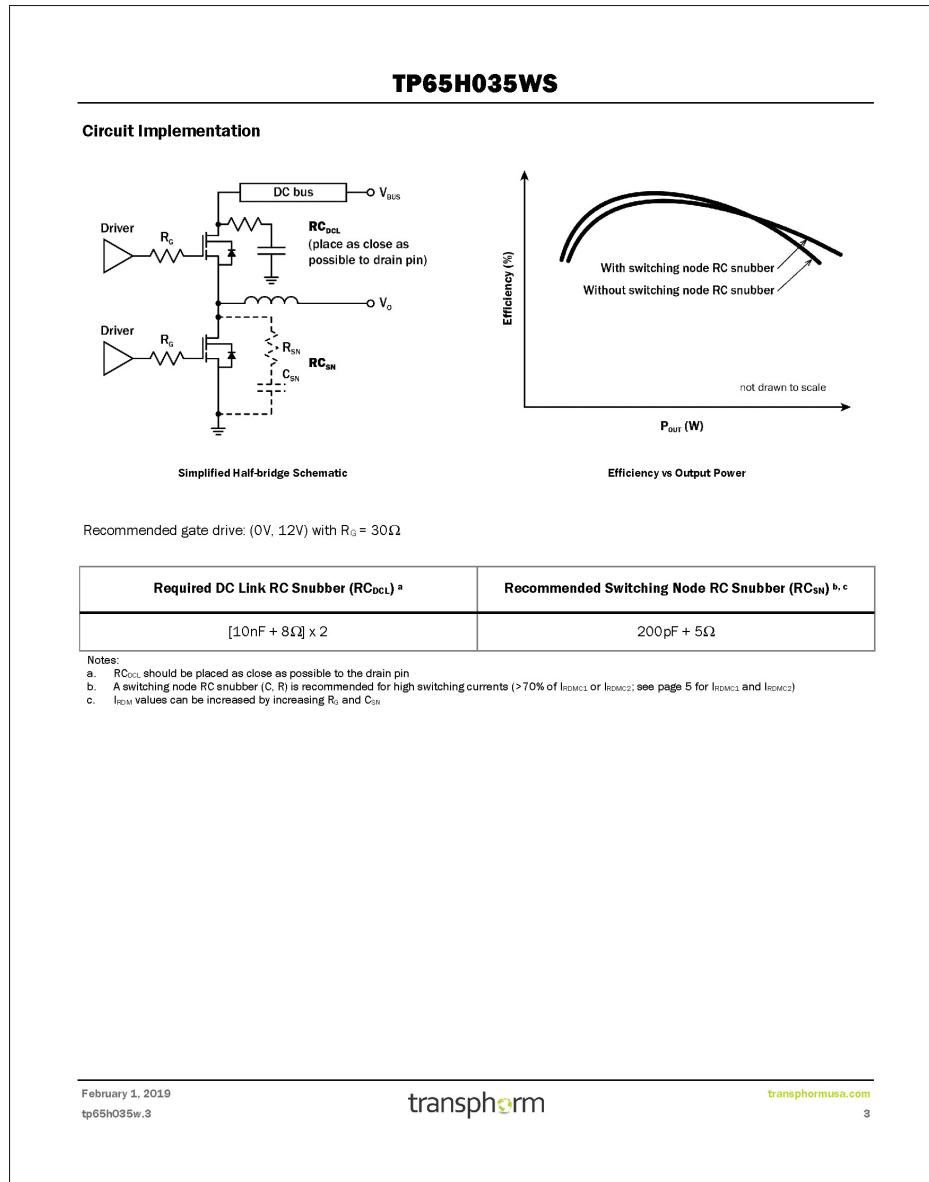


Figure-A V-3 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

| TP65H035WS | | | | | | |
|--|---|-----|------|------|----------------------|---|
| Electrical Parameters ($T_J=25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated) | | | | | | |
| Symbol | Parameter | Min | Typ | Max | Unit | Test Conditions |
| Forward Device Characteristics | | | | | | |
| $V_{(\text{BL})\text{DS}}$ | Drain-source voltage | 650 | — | — | V | $V_{GS}=0\text{V}$ |
| $V_{GS(\text{th})}$ | Gate threshold voltage | 3.3 | 4 | 4.8 | V | |
| $\Delta V_{GS(\text{th})}/T_J$ | Gate threshold voltage temperature coefficient | — | -6.5 | — | mV/ $^\circ\text{C}$ | $V_{DS}=V_{GS}, I_D=1\text{mA}$ |
| $R_{DS(\text{on})\text{eff}}$ | Drain-source on-resistance ^a | — | 35 | 41 | m Ω | $V_{GS}=10\text{V}, I_D=30\text{A}$ |
| | | — | 72 | — | | $V_{GS}=10\text{V}, I_D=30\text{A}, T_J=150^\circ\text{C}$ |
| I_{DSS} | Drain-to-source leakage current | — | 2.5 | 25 | μA | $V_{DS}=650\text{V}, V_{GS}=0\text{V}$ |
| | | — | 15 | — | | $V_{DS}=650\text{V}, V_{GS}=0\text{V}, T_J=150^\circ\text{C}$ |
| I_{GSS} | Gate-to-source forward leakage current | — | — | 400 | nA | $V_{GS}=20\text{V}$ |
| | Gate-to-source reverse leakage current | — | — | -400 | | $V_{GS}=-20\text{V}$ |
| C_{ISS} | Input capacitance | — | 1500 | — | pF | $V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=400\text{V}, f=1\text{MHz}$ |
| C_{OSS} | Output capacitance | — | 190 | — | | |
| C_{RSS} | Reverse transfer capacitance | — | 10 | — | | |
| $C_{O(er)}$ | Output capacitance, energy related ^b | — | 290 | — | | |
| $C_{O(tr)}$ | Output capacitance, time related ^c | — | 440 | — | pF | $V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=0\text{V to } 400\text{V}$ |
| Q_G | Total gate charge | — | 24 | 36 | nC | $V_{DS}=400\text{V}, V_{GS}=0\text{V to } 10\text{V}, I_D=32\text{A}$ |
| Q_{GS} | Gate-source charge | — | 10 | — | | |
| Q_{GD} | Gate-drain charge | — | 6 | — | | |
| Q_{OSS} | Output charge | — | 178 | — | | |
| $t_{D(on)}$ | Turn-on delay | — | 69 | — | ns | $V_{DS}=400\text{V}, V_{GS}=0\text{V to } 12\text{V}, I_D=32\text{A}, R_G = 30\Omega$ |
| t_R | Rise time | — | 13.5 | — | | |
| $t_{D(off)}$ | Turn-off delay | — | 98.5 | — | | |
| t_F | Fall time | — | 11.5 | — | | |

Notes:

- a. Dynamic on-resistance; see Figures 17 and 18 for test circuit and conditions
- b. Equivalent capacitance to give same stored energy as V_{GS} rises from 0V to 400V
- c. Equivalent capacitance to give same charging time as V_{GS} rises from 0V to 400V

Figure-A V-4 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

| TP65H035WS | | | | | | |
|--|--|------------|------------|------------|------------------|---|
| Electrical Parameters ($T_J=25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated) | | | | | | |
| Symbol | Parameter | Min | Typ | Max | Unit | Test Conditions |
| Reverse Device Characteristics | | | | | | |
| I_S | Reverse current | — | — | 29.5 | A | $V_{GS}=0\text{V}, T_c=100^\circ\text{C}$ $\leq 20\%$ duty cycle |
| V_{SD} | Reverse voltage ^a | — | 1.8 | — | V | $V_{GS}=0\text{V}, I_S=32\text{A}$ |
| | | — | 1.3 | — | | $V_{GS}=0\text{V}, I_S=15\text{A}$ |
| t_{RR} | Reverse recovery time | — | 65 | — | ns | $I_S=30\text{A}, V_{DD}=400\text{V},$ $dI/dt=1000\text{A}/\mu\text{s}$ |
| Q_{RR} | Reverse recovery charge | — | 178 | — | nC | |
| $(di/dt)_{RDMC}$ | Reverse diode di/dt , repetitive ^b | — | — | 1800 | A/ μs | |
| I_{RDMC1} | Reverse diode switching current, repetitive (dc) ^{c, e} | — | — | 28 | A | Circuit implementation and parameters on page 3 |
| I_{RDMC2} | Reverse diode switching current, repetitive (ac) ^{c, e} | — | — | 35 | A | Circuit implementation and parameters on page 3 |
| $(di/dt)_{RDMT}$ | Reverse diode di/dt , transient ^d | — | — | 3800 | A/ μs | |
| I_{RDMT} | Reverse diode switching current, transient ^{d, e} | — | — | 45 | A | Circuit implementation and parameters on page 3 |

Notes:

- a. Includes dynamic $R_{on,eff}$ effect
- b. Continuous switching operation
- c. Definition: dc = dc-to-dc converter topologies; ac = inverter and PFC topologies, 50-60Hz line frequency
- d. ≤ 300 pulses per second for a total duration ≤ 20 minutes
- e. I_{RDM} values can be increased by increasing R_S and C_{DS} on page 3

February 1, 2019
tp65h035w.3

transphorm

transphormusa.com

5

Figure-A V-5 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

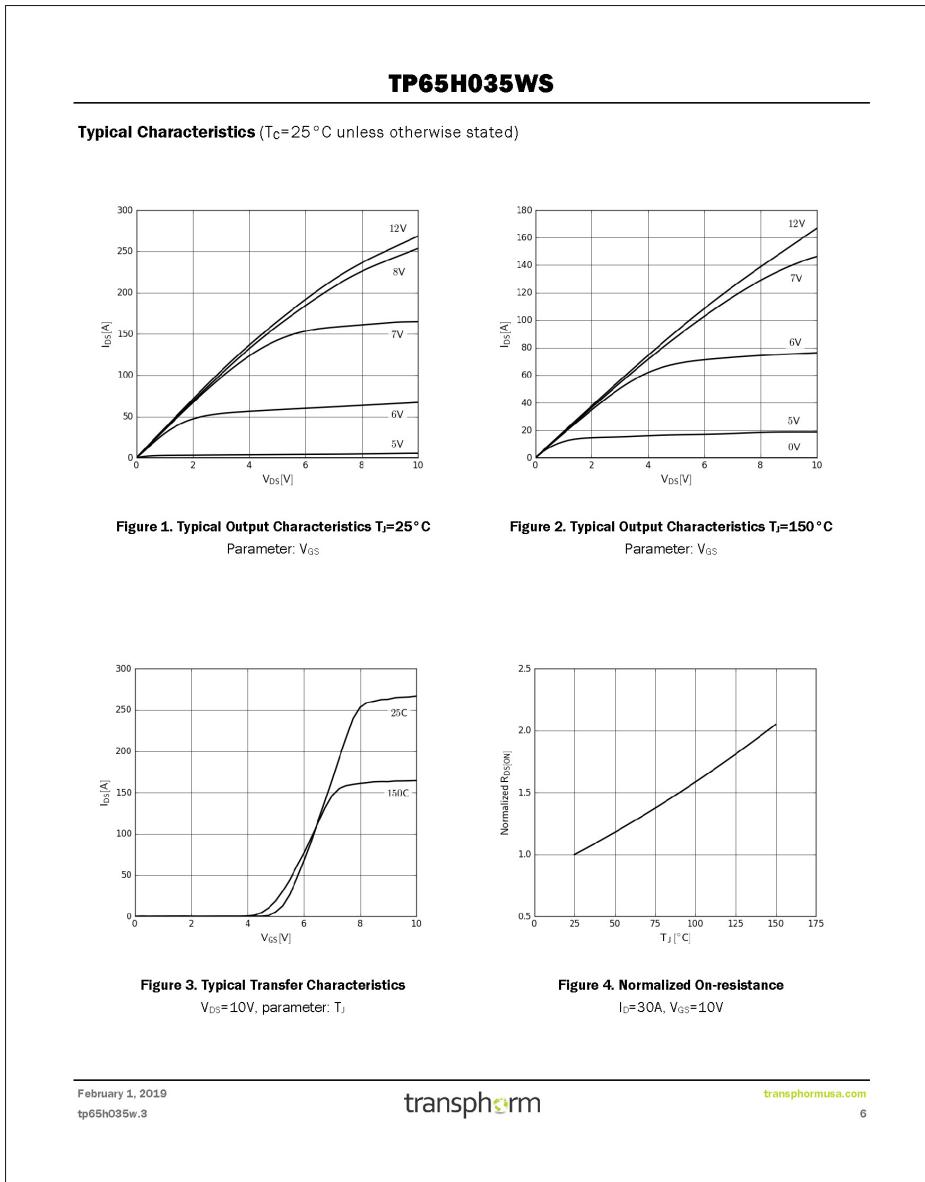


Figure-A V-6 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

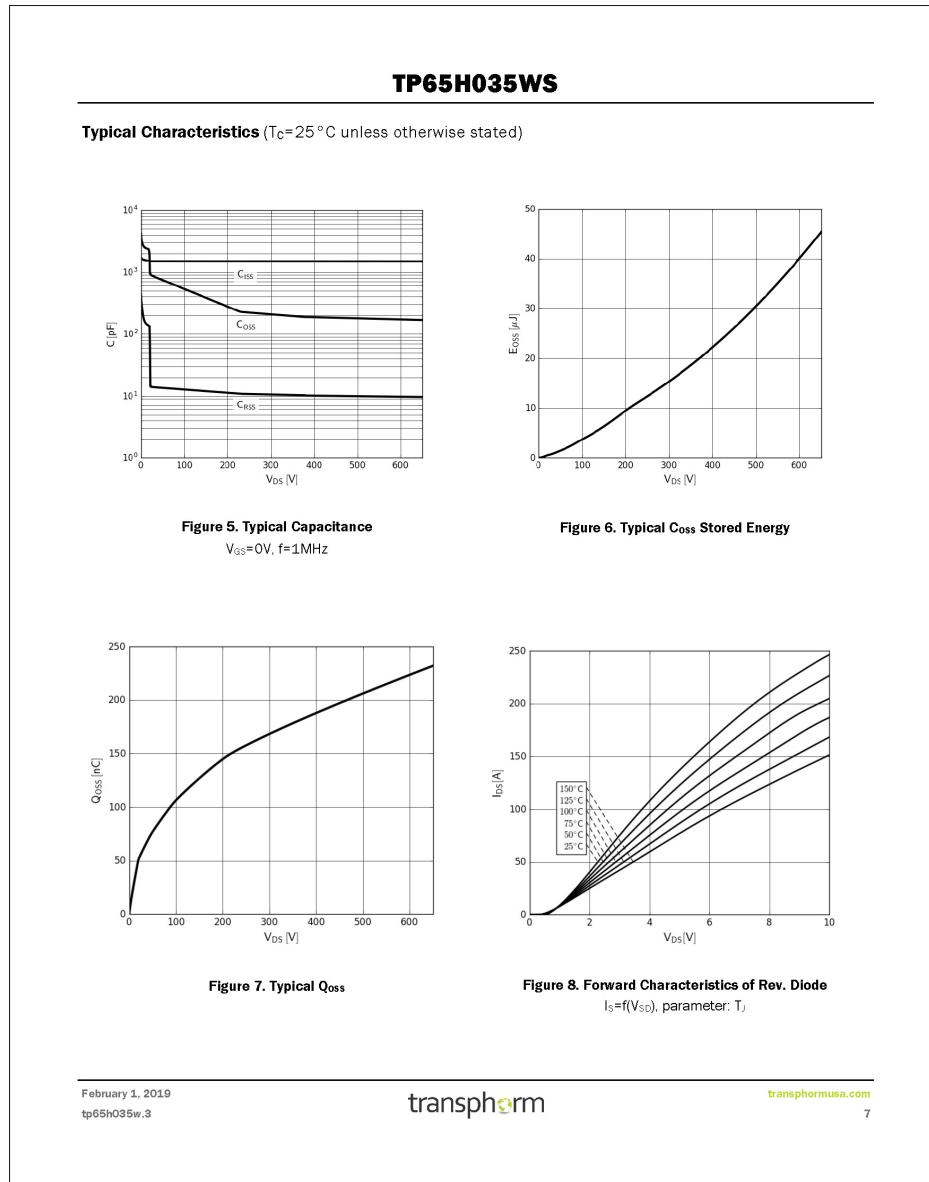


Figure-A V-7 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

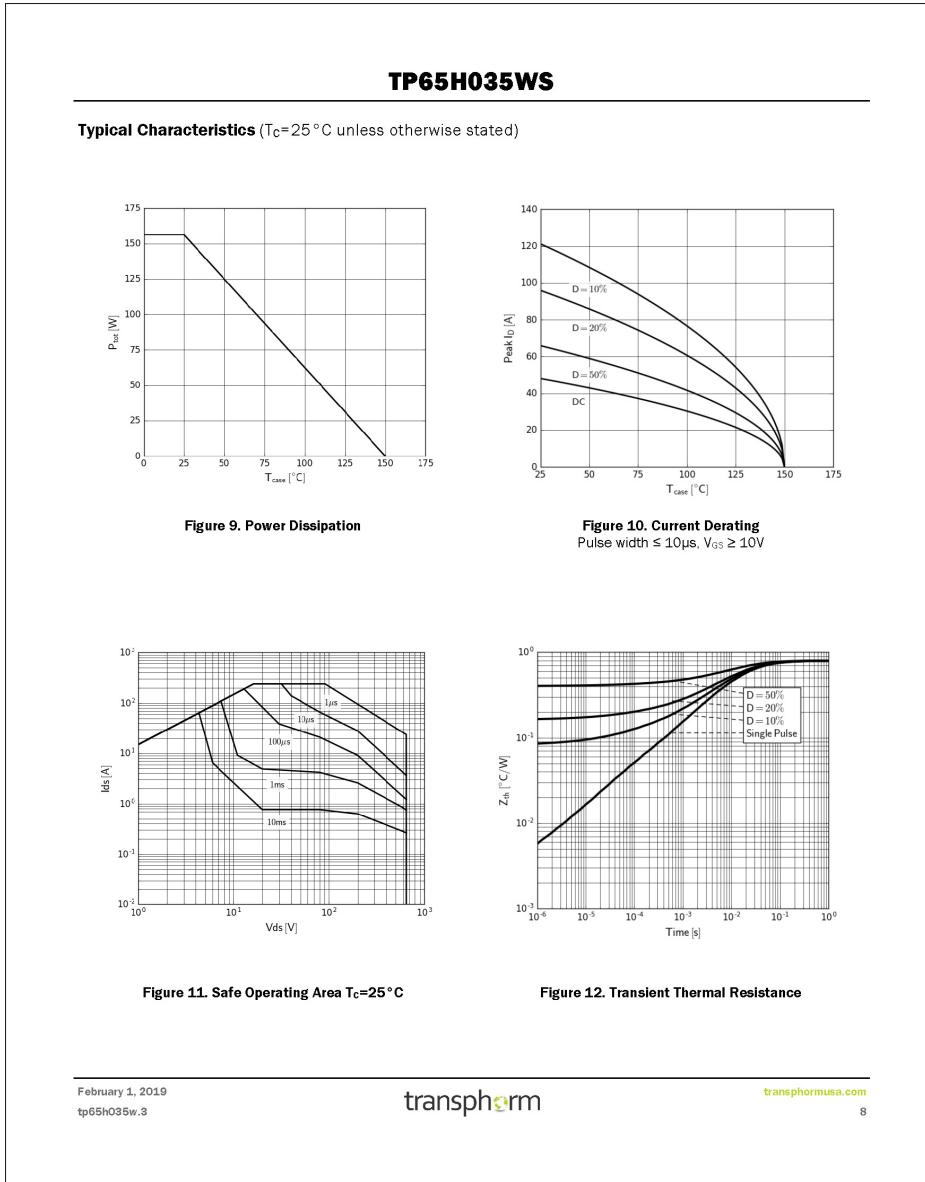


Figure-A V-8 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

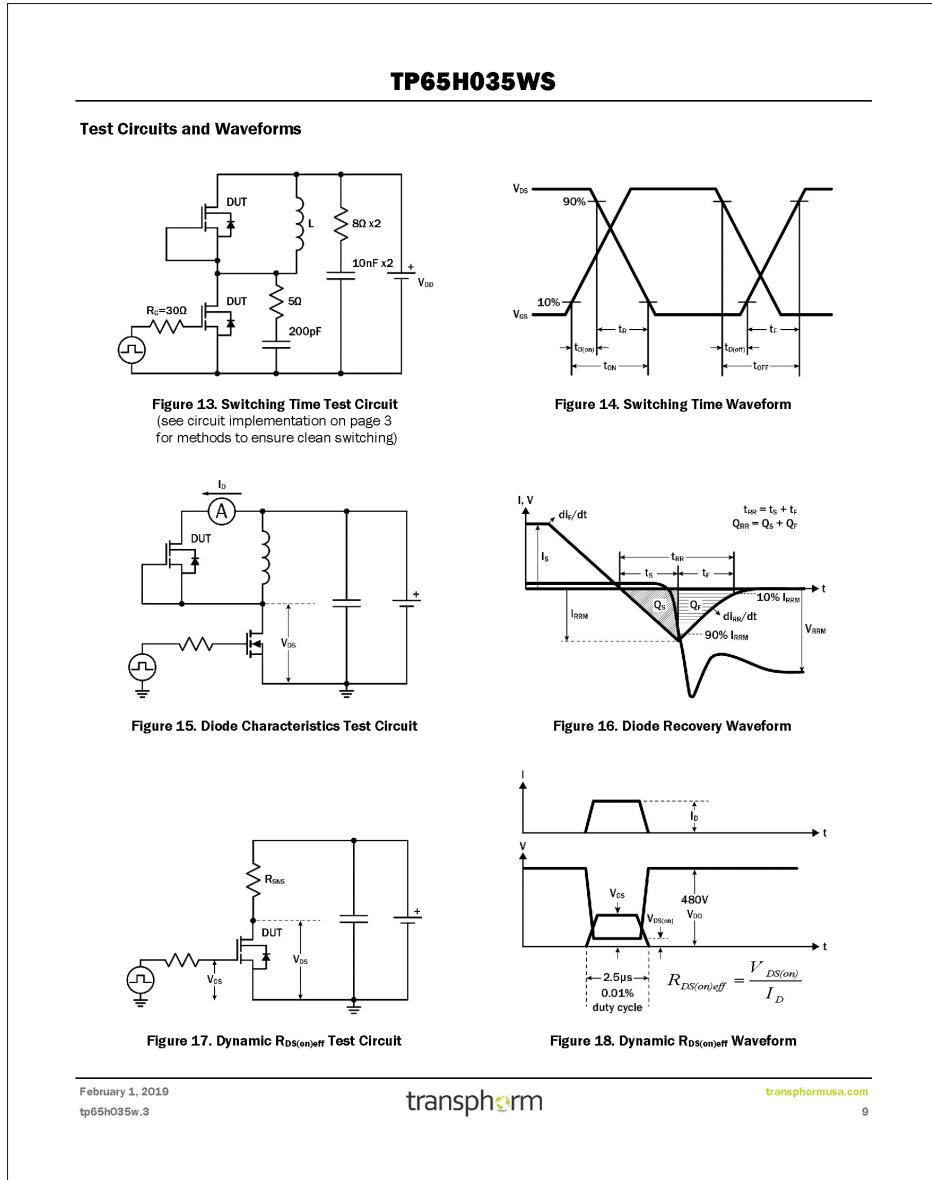


Figure-A V-9 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

TP65H035WS

Design Considerations

The fast switching of GaN devices reduces current-voltage crossover losses and enables high frequency operation while simultaneously achieving high efficiency. However, taking full advantage of the fast switching characteristics of GaN switches requires adherence to specific PCB layout guidelines and probing techniques.

Before evaluating Transphorm GaN devices, see application note [Printed Circuit Board Layout and Probing for GaN Power Switches](#). The table below provides some practical rules that should be followed during the evaluation.

When Evaluating Transphorm GaN Devices:

| DO | DO NOT |
|---|--|
| Minimize circuit inductance by keeping traces short, both in the drive and power loop | Twist the pins of TO-220 or TO-247 to accommodate GDS board layout |
| Minimize lead length of TO-220 and TO-247 package when mounting to the PCB | Use long traces in drive circuit, long lead length of the devices |
| Use shortest sense loop for probing, attach the probe and its ground connection directly to the test points | Use differential mode probe or probe ground clip with long wire |

See [AN0003: Printed Circuit Board Layout and Probing](#)

GaN Design Resources

The complete technical library of GaN design tools can be found at [transphormusa.com/design](#):

- Evaluation kits
- Application notes
- Design guides
- Simulation models
- Technical papers and presentations

February 1, 2019
tp65h035w.3

transphorm

[transphormusa.com](#)
10

Figure-A V-10 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

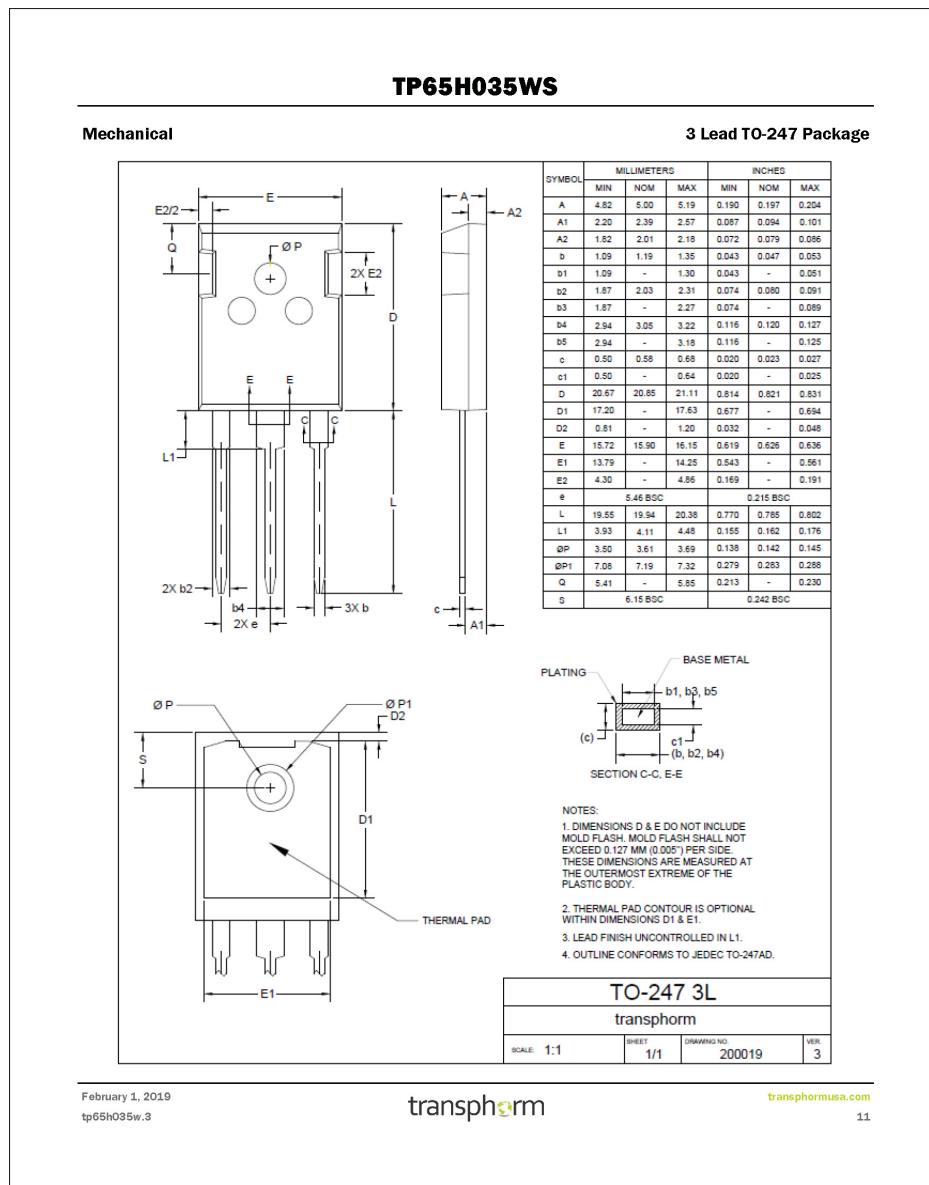


Figure-A V-11 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

| TP65H035WS | | |
|-------------------------|-------------|---|
| Revision History | | |
| Version | Date | Change(s) |
| 0 | 11/22/2017 | Initial |
| 1 | 6/13/2018 | Datasheet completed |
| 2 | 11/20/2018 | Add max mounting torque |
| 3 | 2/1/2019 | Correct Power dissipation label on Figure 9 and SOA at 10ms |

February 1, 2019
tp65h035w.3

 transphorm

transphormusa.com
12

Figure-A V-12 Caractéristiques techniques du MOSFET GAN

KOA®
KOA SPEER ELECTRONICS, INC.

BPR
rectangular type metal plate resistors

**EU
RoHS
COMPLIANT**

resistors

features

- Power type current detecting resistors
- Flame retardant resistors in ceramic case
- Automatic insertion for a 5mm pitch between terminals is applicable (26 type, 58 type)
- Low inductance
- Space saving
- Marking: Alpha/numeric marking
- Products with lead-free terminations meet EU RoHS requirements

dimensions and construction

Size Code

| | A | B | C | d | P |
|--------|-----------------------|------------------------|----------------------|----------------------|-----------------------|
| BPR26 | 335±0.4 (8.5±1.0) | 512±0.4 (13.0±1.0) | 157±0.4 (4.0±1.0) | 024±0.4 (0.6±1.0) | 364±0.4 (9.0±1.0) |
| BPR28 | 335±0.4 (8.5±1.0) | 512±0.4 (13.0±1.0) | 157±0.4 (4.0±1.0) | 031±0.4 (0.8±1.0) | 354±0.4 (9.0±1.0) |
| BPR38 | 512±0.4 (13.0±1.0) | 551±0.4 (14.0±1.0) | | 031±0.4 (0.8±1.0) | 354±0.4 (9.0±1.0) |
| BPR58 | 709±0.4 (18.0±1.0) | 551±0.4 (14.0±1.0) | | 031±0.4 (0.8±1.0) | 354±0.4 (9.0±1.0) |
| BPR108 | 699±0.6 (17.0±1.5) | 1.02±0.6 (26.0±1.5) | 197±0.4 (5.0±1.0) | 031±0.4 (0.8±1.0) | 787±0.4 (20.0±1.0) |
| BPR55 | 699±0.6 (17.0±1.5) | 1.02±0.6 (26.0±1.5) | | 031±0.4 (0.8±1.0) | 394±0.4 (10.0±1.0) |
| BPR77 | 787±0.7 (20.0±1.8) | 1.02±0.6 (26.0±1.5) | | 031±0.4 (0.8±1.0) | 394±0.4 (10.0±1.0) |

Derating Curve

For resistors operated at an ambient temperature of 70°C or above, a power rating shall be derated in accordance with the above derating curve.

ordering information

| | | | | | | |
|-------|--------------|--------------------|----------------------|--|---|-----------|
| BPR | 5 | 8 | C | F | R10 | J |
| Type | Power Rating | Lead Wire Diameter | Termination Material | Packaging | Nominal Resistance | Tolerance |
| 2: 2W | 2: e0.6mm | 6: e0.6mm | C: SnCu | Blank: Straight lead (9.0mm pitch) | 2 significant figures +1 multiplier. "R" indicates decimal on value <10Ω. | J: ±5% |
| 3: 3W | 3: e0.8mm | 8: e0.8mm | | F: Forming (9.0mm pitch) | All values less than 0.1Ω are expressed in mΩ with "L" as decimal. | K: ±10% |
| 5: 5W | 10: 10W | Blank | | FT: Radial taping (BPR26FT, BPR58FT only, 5.0mm pitch) | Ex: 20mΩ - 20L | |
| | 55: 5W+5W | | | | | |
| | 77: 7W+7W | | | | | |

For further information on packaging, please refer to Appendix C.
Specifications given herein may be changed at any time without prior notice. Please confirm technical specifications before you order and/or use.

11/21/17

KOA Speer Electronics, Inc. • 199 Bolivar Drive • Bradford, PA 16701 • USA • 814-362-5536 • Fax: 814-362-8883 • www.koaspeer.com

219

Figure-A V-13 Caractéristiques techniques du capteur de courant

KOA®
KOA SPEER ELECTRONICS, INC.

BPR
rectangular type metal plate resistors

applications and ratings

| Part Designation | Power Rating | T.C.R. (ppm/°C) Max. | Resistance Range | | Rated Ambient Temperature | Operating Temperature Range |
|------------------|--------------|----------------------------|------------------------------|---------------------|---------------------------|-----------------------------|
| | | | J: ±5% (E12) | K: ±10% (E12) | | |
| BPR26 | 2W | ±350* | 0.01Ω 0.1Ω - 0.68Ω | 0.01Ω - 0.68Ω | +70°C | -40°C to +200°C |
| BPR28 | 2W | | 0.01Ω - 0.1Ω - 1.0Ω | 0.01Ω - 1.0Ω | | |
| BPR38 | 3W | | — | 0.05Ω - 0.1Ω - 1.0Ω | | |
| BPR58 | 5W | | 0.05Ω, 0.1Ω 0.22Ω - 0.47Ω | 0.03Ω - 0.47Ω | | |
| BPR108 | 10W | | — | — | | |
| BPR55 | 5W+5W | | — | — | | |
| BPR77 | 7W+7W | | — | — | | |

* Application range: The straight style of 0.018Ω or over

standard resistance

| Resistance | 26, 28 | | 38 | | 58 | | 108 | | 55 | | 77 | |
|------------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|
| | J: ±5% | K: ±10% |
| 0.01 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.012 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.015 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.02* | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.022 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.027 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.03* | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | ○ | — | — |
| 0.033 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.039 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.04* | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.047 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.05* | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — |
| 0.068 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — |
| 0.082 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.1 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.12 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.15 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.18 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.22 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.27 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.33 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.39 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.47 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.56 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 0.68 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 0.82 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | — | — | — | — | — | — |
| 1.00 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |

○ : Available Blank : Please consult — : Not available * Non standard E-12 Decade Value

environmental applications
Performance Characteristics

| Parameter | Requirement Δ R% Limit | Typical | Test Method |
|---------------------------|---|---------|---|
| Resistance | Within regulated tolerance | — | 25°C (Measurement position: 10mm under from the case) |
| T.C.R. | Within specified T.C.R. | — | +25°C-55°C and +25°C-125°C (Application range: the straight style of 0.018Ω over) |
| Overload (Short time) | ±2.0% | ±1.0% | Rated power x 2.5 for 5 seconds (Application range: 0.05Ω & over) |
| Resistance to Solder Heat | ±2.0% | ±1.0% | 260°C ± 5°C, 10 seconds ± 1 second |
| Moisture Resistance | ±5.0% | ±3.0% | 40°C ± 2°C, 90 - 95% RH, 1000 hours, 1.5 hr ON, 0.5 hr OFF cycle |
| Endurance at 70°C | ±5.0% | ±3.0% | 70°C ± 2°C, 1000 hours, 1.5 hr ON, 0.5 hr OFF cycle |
| High Temperature Exposure | ±3.0% | ±2.0% | +125°C, 100 hours |
| Resistance to Solvent | No evidence of damage to protective coating and marking | — | After immersing the sample in I.P.A for 60 seconds ± 10 seconds, the resistor surface should be rubbed with absorbent cotton 10 times |

Specifications given herein may be changed at any time without prior notice. Please confirm technical specifications before you order and/or use. 12/18/12

220 KOA Speer Electronics, Inc. • 199 Bolivar Drive • Bradford, PA 16701 • USA • 814-362-5536 • Fax: 814-362-8883 • www.koaspeer.com

Figure-A V-14 Caractéristiques techniques du capteur de courant

TEXAS INSTRUMENTS

www.ti.com

| | <i>Description</i> |
|---|-----------------------------------|
| 3.1 Features | |
| <ul style="list-style-type: none"> • Evaluation module for the UCC21520DW, UCC20520DW, and UCC21521CDW in a wide body SOIC-16 (DW), along with the UCC21530DWK in wide body SOIC-14 (DWK) package • 3-V to 18-V VCCI power supply range, and up to 25-V VDDA/VDBB power supply range • 4-A and 6-A source/sink current capability • 5.7-kV_{RMS} Isolation for 1 minute per UL 1577 • TTL/CMOS-compatible inputs • Onboard trimmer potentiometer for dead-time programming • 3-position header with for INA, INB, DT and enable/disable • PCB layout optimized for power supply bypassing cap, gate driver loop • PCB board cutout that facilitates high voltage isolation test between primary side and secondary side • Maximized creepage distance between two output channels • Support for half-bridge test with MOSFETs, IGBTs and SiC MOSFETs with connection to external power stage • Testing points allows probing all the key pins of the UCC21520DW, UCC20520DW, UCC21521CDW, UCC21530DWK, and other wide-body ISO driver family parts. | |
| 3.2 I/O Description | |
| Table 1. Jumpers Setting | |
| PINS | DESCRIPTION |
| J1-1 | VCCI positive input |
| J1-2 | VCCI negative input |
| J2-1 | VDDA negative input |
| J2-2 | Driver A output |
| J2-3 | VDDA positive input |
| J3-1 | VDBB negative input |
| J3-2 | Driver B output |
| J3-3 | VDBB positive input |
| J-INA-1 | Primary ground |
| J-INA-2 | INA/PWM signal input |
| J-INA-3 | Primary VCC |
| J-INB-1 | Primary ground |
| J-INB-2 | INB signal input |
| J-INB-3 | Primary VCC |
| J-DIS-1 or J-DIS/EN-1 | Primary VCC |
| J-DIS-2 or J-DIS/EN-2 | Enable/Disable signal input |
| J-DIS-3 or J-DIS/EN-3 | Primary ground |
| J-DT-1 | Primary VCC |
| J-DT-2 | Dead-time programming pin |
| J-DT-3 | Connects to trimmer potentiometer |

SLUJUBG8B – June 2016 – Revised November 2018 Using the UCC21520EVM-286, UCC20520EVM-286, UCC21521CEVM-286,
Submit Documentation Feedback and UCC21530EVM-286 5
Copyright © 2016–2018, Texas Instruments Incorporated

Figure-A V-15 Caractéristiques techniques du circuit d'attaque de la grille du Mosfet

| <i>Description</i> | | www.ti.com |
|------------------------------------|--|--|
| 3.3 Jumpers (Shunt) Setting | | |
| Table 2. Jumpers Setting | | |
| | | |
| JACK | Jumper Setting Options | FACTORY SETTING |
| J-IN/A | Option A: Jumper not installed, INA/PWM signal provided by external signal and this pin is default low if left open | Option A |
| | Option B: Jumper on J-IN/A-2 and J-IN/A-1 set INA low | |
| | Option C: Jumper on J-IN/A-2 and J-IN/A-3 set INA high | |
| J-IN/B | Option A: Jumper not installed, INB signal provided by external signal and this pin is default low if left open | Option A for UCC21520EVM-286, UCC21521CEM-286 and UCC21530EVM-286; Option D for UCC20520EVM-286 |
| | Option B: Jumper on J-IN/B-2 and J-IN/B-1 set INB low | |
| | Option C: Jumper on J-IN/B-2 and J-IN/B-3 set INB high | |
| | Option D: Header J-IN/B is not installed, and no connection on the device under test | |
| J-DIS or J-DIS/EN | Option A: Jumper not installed, the devices under test are enabled when left open on enable/disable pin | Option C for UCC21520EVM-286 and UCC20520EVM-286; Option B for UCC21521CEV-286 and UCC21530EVM-286 |
| | Option B: Jumper on J-DIS-2 and J-DIS-1 or J-DIS/EN-2 and J-DIS/EN-1 | |
| | Option C: Jumper on J-DIS-2 and J-DIS-3 or J-DIS/EN-2 and J-DIS/EN-3 | |
| J-DT | Option A: Jumper not installed, interlock with 8-ns dead time | Option B |
| | Option B: Jumper on J-DT-2 and J-DT-1 allows driver output overlap or driver output follows PWM input for UCC21520EVM and UCC21521CEVM. The dead time will be around 0 ns in this option for UCC20520EVM | |
| | Option C: Jumper on J-DT-2 and J-DT-3 set the dead time by DT (in ns) = R_{DT} (in kΩ) × 10. For better noise immunity and dead-time matching, TI recommends to parallel a 2.2-nF or above bypassing capacitor from DT pin to GND. | |

4 Electrical Specifications

Table 3. UCC2x5xxEVM-286 Electrical Specifications

| | DESCRIPTION | MIN | TYP | MAX | UNIT |
|--------------------|--|------|-----|-----|------|
| V_{CCI} | Primary-side power supply | 3 | 18 | 18 | V |
| V_{DDA}, V_{DOB} | Driver output power supply for UCC21520EVM-286 and UCC20520EVM-286 | 9.2 | 25 | 25 | V |
| | Driver output power supply for UCC21521CEM-286 and UCC21530EVM | 14.7 | 25 | 25 | V |
| F_S | Switching frequency | 0 | 5 | 5 | MHz |
| T_J | Operating junction temperature range | -40 | | 125 | °C |

6 Using the UCC21520EVM-286, UCC20520EVM-286, UCC21521CEVM-286, SLUUBG8B–June 2016–Revised November 2018
and UCC21530EVM-286
Copyright © 2016–2018, Texas Instruments Incorporated Submit Documentation Feedback

Figure-A V-16 Caractéristiques techniques du circuit d'attaque de la grille du Mosfet

TEXAS INSTRUMENTS

www.ti.com

Test Summary

5 Test Summary

The UCC21520EVM-286 is used as the primary example for this section. Different Jumper settings, PWM signal input options and voltage source settings can be found in [Section 3](#) and [Section 4](#)

5.1 Definitions

This procedure details how to configure the UCC2x5xx evaluation board. Within this test procedure the following naming conventions are followed. Refer to the UCC21520EVM-286 Schematic in [Figure 7](#) for details.

V_{xx}: External voltage supply name.
V_(TPxx): Voltage at test point TPxx. For example, V(TP12) means the voltage at TP12.
V_(Jxx): Voltage at jack terminal Jxx.
J_{xy(y)}: Terminal or pin yy of jack xx.
DMM: Digital multi-meters.
UUT: Unit under test
EVM: Evaluation module assembly, in this case the UUT assembly drawings have location for jumpers, test points and individual components.

5.2 Equipment

5.2.1 Power Supplies

Three DC power supply with voltage/current above 25 V/1 A (for example: Agilent E3634A)

5.2.2 Function Generators

One two-channel function generator over 20 MHz (for example: Tektronics AFG3252)

5.3 Equipment Setup

5.3.1 DC Power Supply Settings

- DC power supply #1
 - Voltage setting: 5 V
 - Current limit: 0.05 A
- DC power supply #2
 - Voltage setting: 12 V for UCC21520EVM and UCC20520EVM
 - Voltage setting: 15 V for UCC21521CEVM and UCC21530EVM
 - Current limit: 0.1 A
- DC power supply #3
 - Voltage setting: 12 V for UCC21520EVM and UCC20520EVM
 - Voltage setting: 15 V for UCC21521CEVM and UCC21530EVM
 - Current limit: 0.1 A

SLUUBG8B–June 2016–Revised November 2018 *Using the UCC21520EVM-286, UCC20520EVM-286, UCC21521CEVM-286,
and UCC21530EVM-286* 7
[Submit Documentation Feedback](#)
 Copyright © 2016–2018, Texas Instruments Incorporated

Figure-A V-17 Caractéristiques techniques du circuit d'attaque de la grille du Mosfet

Texas
INSTRUMENTS

www.ti.com

Test Summary

5.3.2 Digital Multi-Meter Settings

- Digital multi-meter #1
 - DC current measurement, auto-range.
- Digital multi-meter #2
 - DC current measurement, auto-range.

5.3.3 Two-Channel Function Generator Settings

Table 4. Two-Channel Function Generator Settings

| | MODE | FREQUENCY | DUTY | DELAY | HIGH | LOW | OUTPUT IMPEDANCE |
|-----------|-------|------------|------|--------|-------|-----|------------------|
| Channel A | Pulse | DC ~ 5 MHz | 50% | 0 ns | 3.3 V | 0 V | High Z |
| Channel B | | | | 100 ns | | | |

5.3.4 Oscilloscope Setting

Table 5. Oscilloscope Settings

| | BANDWIDTH | COUPLING | TERMINATION | SCALE SETTINGS | INVERTING |
|-----------|------------------|----------|-------------------|------------------|-----------|
| Channel A | 500 MHz or above | DC | 1 MΩ or automatic | 10x or automatic | OFF |
| Channel B | | | | | |

5.3.5 Jumper (Shunt) Settings

There are two jumpers (shunts) need to be installed before test:

- Install shunt #1 for header J-DIS on pin 2-3 for the UCC21520EVM shown in [Figure 1](#). For the UCC20520EVM, UCC21521CEVM and the UCC21530EVM, refer to [Table 1](#). The UCC20520EVM is set as disable high on the DIS pin while the UCC21521CEM and UCC21530EVM is set as enable high on the EN pin.
- Install shunt #2 on header J-DT on pin 1-2 as shown in [Figure 1](#).

Figure 1. Jumpers Installation Position

Using the UCC21520EVM-286, UCC20520EVM-286, UCC21521CEVM-286, SLUUBG9B-June 2016-Revised November 2018 and UCC21530EVM-286
Copyright © 2016–2018, Texas Instruments Incorporated

Figure-A V-18 Caractéristiques techniques du circuit d'attaque de la grille du Mosfet

TEXAS INSTRUMENTS

User's Guide
SPRUI76A—March 2017—Revised January 2019

Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3

The Delfino F28379D controlCARD (TMDSCNCD28379D) from Texas Instruments (TI) provides a great way to learn and experiment with the F2837x device family within TI's C2000™ family of microcontrollers (MCUs). This 180-pin controlCARD is intended to provide a well-filtered robust design that is capable of working in most environments. This document provides the hardware details of the F28379D controlCARD and explains the functions, locations of jumpers, and connectors present on the board.



Figure 1. TMDSDOCK28379D Experimenter's Kit

| Contents | | |
|-----------------|---|----|
| 1 | Introduction | 2 |
| 2 | Errata | 2 |
| 3 | Getting Familiar With the controlCARD | 3 |
| 4 | Special Notes on Connectivity | 5 |
| 5 | Hardware References | 9 |
| 6 | References | 11 |

| List of Figures | | |
|------------------------|--|---|
| 1 | TMDSDOCK28379D Experimenter's Kit | 1 |
| 2 | xds100v2 Emulation Circuitry and Isolation Circuitry is Denoted by A | 5 |
| 3 | Hirose DF40HC(4.0)-60DS-0.4V(51) | 6 |
| 4 | Partial Schematic Showing Default R and C values | 7 |
| 5 | Female SMA Connector | 8 |
| 6 | Key components on the controlCARD | 9 |

SPRUI76A—March 2017—Revised January 2019 *Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3* 1
[Submit Documentation Feedback](#)
 Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated

Figure-A V-19 Carte de développement du microcontrôleur

 www.ti.com

| | |
|---------------------|--------------------------------|
| <i>Introduction</i> | List of Tables |
|---------------------|--------------------------------|

| | | |
|---|--------------------------------|---|
| 1 | Getting Started Reference..... | 4 |
| 2 | Hardware References..... | 9 |

Trademarks

Delfino, C2000, Code Composer Studio are trademarks of Texas Instruments.
All other trademarks are the property of their respective owners.

1 Introduction

As of January 2016, all kits based on the F28377D MCU will now be replaced with the new F28379D superset device. These two MCUs are identical except for the addition of the CLB on the F28379D MCU to enable Position Manager. If the CLB is not a requirement in your application, that feature can be left untouched and the MCU will perform like the F28377D.

Each controlCARD comes with a Hardware Developer's Kit, a full set of files necessary to evaluate and develop with a C2000 device. These files include:

- Schematics – Designed in Mentor PADS Logic
- Bill of Materials (BOM)
- Layout PCB files - Designed in Mentor layout
- Gerber files

NOTE: This kit is designed to explore the functionality of the F2837x microcontroller. Even though the controlCARD can be treated as a good reference design, it is not intended to be a complete customer design. Full compliance to safety, EMI/EMC, and other regulations are left to the designer of the final customer's system.

2 Errata

Current revision of controlCARD as of 2-Oct-2015: PCB rev - R1.3, ASSY rev - B.

NOTE: The Letter B on the controlCARD's Serial Number sticker denotes ASSY rev – B.

2.1 Warnings/Notes/Errata

Notes for all controlCARDS:

- The F28379D controlCARD supports USB host/device connectivity. However, the micro-USB port, J8, is not isolated from the board ground. Care should be taken when this controlCARD is being used in a high-power application and this USB port is also being used. Note that external USB isolation buffers may be required for these types of applications.
- The F28379D Experimenter's Kit ships with a USB cable and is designed to be powered via USB. However, in extreme cases the board/controlCARD may require more power than the 5V @ 500mA a computer's USB port can provide (<0.01% of use cases). This is especially true when additional circuitry has been added to the docking station.
In such cases, it is recommended to use an external 5V power supply (2.5 mm inner diameter x 5.5 mm outer diameter) and plug it into J1. A compatible supply could be the: Phihong PSAC05R-050(P)-R-C2 + Phihong RPBAG.
- In Boot-from-SCI mode the MCU will, by default, expect GPIO84 and GPIO85 to be the IO pins responsible for sending the program to the device. These GPIOs are different from the GPIOs that connect to the isolated USB-to-serial interface via the FTDI chip, which uses GPIO28 and GPIO29. To use GPIO28 and 29 instead:
 - Change the boot mode to Get Mode and then, in your main flashed code, you can decide to call the bootloader for SCIBoot IOOption2 (in the bootROM) always, or based on whatever is desired.

2 *Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3* SPRUI76A–March 2017–Revised January 2019
Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated [Submit Documentation Feedback](#)

Figure-A V-20 Carte de développement du microcontrôleur

TEXAS INSTRUMENTS

www.ti.com

Errata

- Change the boot mode to Get Mode and configure the OTP such that SCIBoot IOOption2 is called. This is really only an option if you always want to boot from SCI or Parallel GPIO, because you will be overwriting your ability to boot from Flash.
- With an emulator connected ($TRSTn = 1$), registers can be set such that SCIBoot's IOOption2 boot mode is called.
For more information, see the device-specific TRM.
- R83 on the controlCARD is populated to allow a customer to evaluate the controlCARD without a baseboard if desired. Because R83 is populated, the controlCARD puts more capacitance on the USB 5V supply than the USB specification allows. R83 should be removed in order to meet the specification.

2.2 Warnings About Specific controlCARD Revisions

Warnings about R1.0a revision F28377D controlCARDS:

- Among many other changes made, the pinout of the R1.1 F28377D controlCARD is different from the pinout of the pre-release R1.0a controlCARDS. When porting code, see the kit documentation and schematics in the C2000Ware install on your computer in the */boards/controlCARDS* subdirectory.

Warnings about R1.1 and earlier F28377D controlCARDS:

- The F28377D MCU is not 5 V tolerant. Because of this, some additional protection is needed between the USB port J8 and the MCU. In particular, resistor R72 should change from 0R0 to 100K and resistor R74 should change from 0R0 to 10K. This effectively limits the voltage/current received by the MCU pin. This issue was fixed in R1.1a and later revision controlCARDS.
- If used, the crystal X1 should be acceptable in most applications. However, it can fail under some worst case conditions. To assure proper operation, see the *TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ MCUs Silicon Errata*. This issue was fixed in R1.1a and later revision controlCARDS.
- Several name changes were made to pins on the device and are now reflected in R1.1a controlCARD documentation. No functionality was affected.

Warnings about R1.1a and earlier F28377D controlCARDS:

- The circuitry used to drive the C2000 MCU's voltage references is not ideal. Instead, it is recommended that users use the voltage reference driving circuitry found in the R1.3 controlCARD.

Warnings about R1.3 of F28379D controlCARD:

- R51-R54 were mistakenly populated with 100 $M\Omega$ resistors instead of 100 $m\Omega$ resistors. With 100 $M\Omega$ resistors used, the voltage references for the analog-to-digital converters (ADCs) may not be held adequately constant and the accuracy/precision of ADC results may be affected during sampling/conversion. It is recommended that customers replace R51-R54 with 100 $m\Omega$, 0603, 5% tolerance (or better) resistors. For evaluation of the controlCARD in a lab environment, it is also acceptable to short R51-R54 using 0 Ω resistors or solder bridges; however, populating with 100 $m\Omega$ is preferred. For more information, see the following E2E post:
<https://e2e.ti.com/support/microcontrollers/c2000/f/171/n/576301>.

3 Getting Familiar With the controlCARD

3.1 F28379D controlCARD Features

- Delfino F28379D Microcontroller – High performance C2000 microcontroller is located on the controlCARD.
- 180-pin HSEC8 Edge Card Interface – Allows for compatibility with all of C2000's 180-pin controlCARD-based application kits and controlCARDS. Compatibility with 100-pin controlCARDS can be accomplished using the TMDSDADAP180TO100 adapter card (sold separately).
- Built-in Isolated JTAG Emulation – An xds100v2 emulator provides a convenient interface to Code Composer Studio™ without additional hardware. Flipping a switch allows an external JTAG emulator to be used.

SPRU176A—March 2017—Revised January 2019
[Submit Documentation Feedback](#)

Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3 Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated

3

Figure-A V-21 Carte de développement du microcontrôleur



www.ti.com

Getting Familiar With the controlCARD

- Connectivity – The controlCARD contains connectors that allow the user to experiment with USB, a microSD card, and isolated UART/SCI with the F2837x MCU. A hi-density connector is also provided to experiment with external memory.
- Key Signal Breakout – Most GPIO, ADC and other key signals routed to hard gold connector fingers.
- Robust Power Supply Filtering – Single 5 V input supply powers an on-CARD 3.3 V LDO. All MCU inputs are then decoupled using LC filters near the device.
- ADC Clamping – ADC inputs are clamped by protection diodes.
- Anti-Aliasing Filters – Noise filters (small RC filters) can be easily added on several ADC input pins.

3.2 Assumed Operating Conditions

This kit is assumed to run at standard room conditions. The EVM should run at approximately standard ambient temperature and pressure (SATP) with moderate-to-low humidity.

3.3 Using the controlCARD

In order for the controlCARD to work, the controlCARD's MCU must be powered. This is most often done by inputting 5 V through the HSEC connector via an accompanying baseboard. For example, if using a docking station baseboard, 5VDC should be input into the docking station's J1 or J17. Then, SW1 needs to be toggled to the appropriate position.

Optionally, the MCU could also be powered via the micro-USB connector on the controlCARD.

Based on the way the controlCARD will be used, additional hardware settings are necessary, see [Table 1](#).

Table 1. Getting Started Reference

| | Debug Using CCS and the On-Card xds100v2 Emulator | Debug Using CCS and an External Emulator via the Baseboard | Standalone (Boot from FLASH or other boot mode) |
|--|---|--|---|
| A:SW1 (controlCARD) | Position 1: ON (up) | Position 1: OFF (down) | Position 1: OFF (down) |
| A:J1 (controlCARD) | Connect a mini USB cable between A:J1 and your computer. In CCS, use this target configuration: TMS320F28379D device with an xds100v2 emulator. | --- | --- |
| SW1 (controlCARD) | Position 1: OFF (up) Position 2: ON (down) Putting the C2000 device into Wait Mode can reduce the risk of connectivity issues. | Position 1: OFF (up) Position 2: ON (down) Putting the C2000 device into Wait Mode can reduce the risk of connectivity issues. | Set SW1 as desired |
| Baseboard's JTAG connector (J2 on the Docking Station baseboard) | --- | Connect an external emulator. | --- |

Code Composer Studio is an Integrated Development Environment (IDE) used to debug and develop software for the C2000 series of MCUs.

CCS can be downloaded from the following URL: http://processors.wiki.ti.com/index.php/Download_CCS.

For users new to C2000's F28x7x series of devices and CCS, TI's Technical Training Organization provides several workshops (online and in person) that may be helpful:

- http://processors.wiki.ti.com/index.php/C2000_32-bit_Real-Time_MCU_Training
- http://processors.wiki.ti.com/index.php/Hands-On_Training_for_TI_EMBEDDED_Processors

The following PDF documents are provided to describe where each of the F2837x MCU's pins will appear on the controlCARD connector/docking station:

- TTMDSCNCD28379D_180cCARD_pinout_R1_3 – tells where each MCU pin will go on the HSEC controlCARD connector or the 120/180-pin controlCARD docking station.

4 [Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3](#) SPRUI76A–March 2017–Revised January 2019
Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated [Submit Documentation Feedback](#)

Figure-A V-22 Carte de développement du microcontrôleur

TEXAS INSTRUMENTS

www.ti.com

Getting Familiar With the controlCARD

- TMDSCNCD28379D_100DIMmap_R1_3 – tells where each MCU pin will go to on the DIM100 controlCARD connector or the DIM100 docking station. This assumes that the TMDSCNCD28379D_VX_X1 adapter card is used.

More information on the controlCARD docking station can be found at the following locations:

- \controlSUITE\development_kits\controlCARDS\TMDSCNCD28379D_VX_X1
- \controlSUITE\development_kits\ExperimentersKits\120or180pin_HSEC_DockingStn-HWdevPkg_vX_X1

3.4 Experimentation Software

All key examples for the F28379D MCU can be found within controlSUITE at:
 \controlSUITE\device_support\f2837xD\

This example software package includes many projects that allow the user to experiment with the ADC, PWM, and other C2000 peripherals.

4 Special Notes on Connectivity

4.1 xds100v2 Emulator and SCI/UART Connectivity

The F28379D controlCARD provides emulation and USB-to-UART adapter functionality on the controlCARD. This allows for a convenient method to debug and demo the F2837x MCU.

Note that the FTDI chip, its support circuitry, and associated isolation components are placed in Macro A, the left section of the controlCARD. Each of these components contains an additional A within the component reference designator (that is, A'R2 for resistor 2 in Macro A), see [Figure 2](#).

Each F28379D controlCARD's xds100v2 is programmed with a fixed serial number. If a debug session needs to involve two or more F28379D controlCARDS, each controlCARD needs to have a unique serial number and some need to be reprogrammed, see:
http://processors.wiki.ti.com/index.php/XDS100#Q:_Can_I_change_the_serial_number_on_my_X
 DS100v2.3F

The configuration of the switches on A:SW1 determine whether the on-board emulator is active, whether an external emulator can be used, or whether the device will boot from FLASH/peripherals, see [Table 2](#).

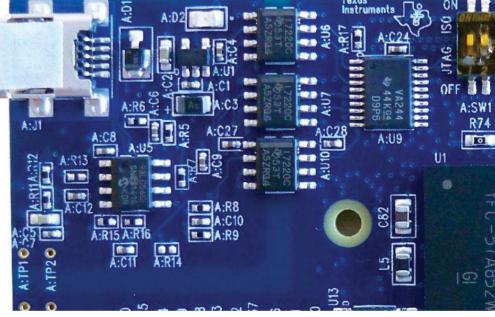


Figure 2. xds100v2 Emulation Circuitry and Isolation Circuitry is Denoted by A

SPRUI76A–March 2017–Revised January 2019
[Submit Documentation Feedback](#)

Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3
 Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated

Figure-A V-23 Carte de développement du microcontrôleur



www.ti.com

Special Notes on Connectivity

4.2 External Connector – J9

External connector, J9, can be used to connect the controlCARD to another board. The ability to connect up to EMIF2, SPI-C, I2C-A, and 2 GPIO are provided – although any peripheral mux option provided on these GPIOs is technically possible.

Note that the GPIOs (122-125) that attach to the SPI portions of this connector, also go to the microSD connector. At any specific time, only one should be used to avoid contention.

Note that the GPIOs (53-68) that attach to the EMIF data lines of this connector and GPIOs (91 and 92) that attach to the I2C portions of this connector also go to the baseboard via the HSEC connector. These GPIOs should either be used to connect to the baseboard OR utilized on this header to avoid contention.

Figure 3 shows the connector that mates with J9 is the Hirose DF40HC(4.0)-60DS-0.4V(51).

J9

| | | | |
|----|----------|----------|----|
| 2 | EM_BA0 | GND | 1 |
| 4 | EM_A0 | EM_BA1 | 3 |
| 6 | EM_A2 | EM_A1 | 5 |
| 8 | EM_A4 | EM_A3 | 7 |
| 10 | GND | EM_A5 | 9 |
| 12 | EM_A7 | EM_A6 | 11 |
| 14 | EM_A9 | EM_A8 | 13 |
| 16 | EM_A11 | EM_A10 | 15 |
| 18 | EM_DQM1 | EM_DQMO | 17 |
| 20 | EM_RNW | GND | 19 |
| 22 | EM_D1 | EM_D0 | 21 |
| 24 | EM_D3 | EM_D2 | 23 |
| 26 | EM_D5 | EM_D4 | 25 |
| 28 | EM_D7 | EM_D6 | 27 |
| 30 | SPI_CS | GND | 29 |
| 32 | SPI_SIMO | SPI_CLK | 31 |
| 34 | EM_D8 | SPI_SOMI | 33 |
| 36 | EM_D10 | EM_D9 | 35 |
| 38 | EM_D12 | EM_D11 | 37 |
| 40 | EM_D14 | EM_D13 | 39 |
| 42 | GND | EM_D15 | 41 |
| 44 | /EM_OE | /EM_CS2 | 43 |
| 46 | EM_CLK | /EM_WE | 45 |
| 48 | EM_RAS | EM_CAS | 47 |
| 50 | EM_WAIT | IRQ | 49 |
| 52 | 3V3 | GND | 51 |
| 54 | I2C_SCL | 3V3 | 53 |
| 56 | 3V3 | I2C_SDA | 55 |
| 58 | EM_SDCKE | 3V3 | 57 |
| 60 | /RESET | /EM_CS0 | 59 |

Figure 3. Hirose DF40HC(4.0)-60DS-0.4V(51)

8 Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3 SPRU176A–March 2017–Revised January 2019
Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated Submit Documentation Feedback

Figure-A V-24 Carte de développement du microcontrôleur

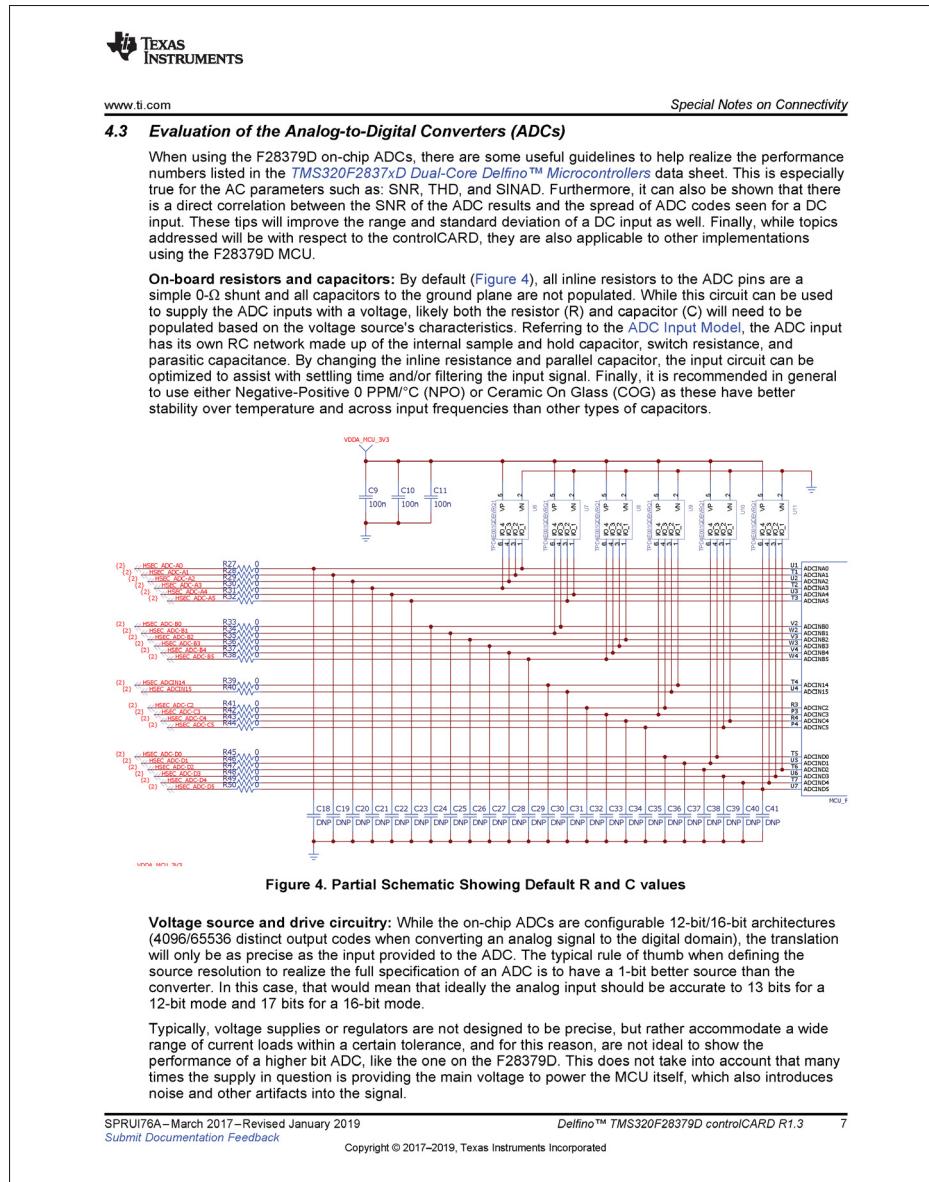


Figure-A V-25 Carte de développement du microcontrôleur



www.ti.com

Special Notes on Connectivity

In addition to the quality of the input signal, there is also the aspect of the load presented to the ADC when it samples the input. Ideally, an input to an ADC would have zero impedance so as not to impact the internal R/C network when the sampling event takes place. In many applications, however, the voltages that are sampled by the ADC are derived from a series of resistor networks that are often large in value to decrease the active current consumption of the system. A solution to isolate the source impedance from the ADC sampling network is to place an operational amplifier in the signal path. Not only does this isolate the impedance of the signal from the ADC, it also shields the source itself from any effects the sampling network may have on the system.

Recommended source for evaluation: The [Precision Signal Injector \(PSI\) EVM](#) from TI was used to validate the ADC performance on the F28379D ControlCARD. This EVM supports both single ended as well as differential ended outputs using a [16-bit digital-to-analog converter \(DAC\)](#) as the signal source then passed through a [high precision op-amp](#) with post amplifier filtering. The EVM is powered and controlled through a standard USB connection from a host PC and includes a GUI to control its output. The outputs are routed through single or dual SMA type connectors. It is highly recommended to place additional female SMA connectors ([Figure 5](#)) on the controlCARD docking station to receive the signal via SMA cable for best noise immunity. For the local RC network, 30Ω resistors and 300 pF capacitors were used. Using this setup, the ADC parameters were observed to be consistent with the published numbers in the [TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ Microcontrollers](#).



Figure 5. Female SMA Connector

8 *Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3* SPRUI76A–March 2017–Revised January 2019
 Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated [Submit Documentation Feedback](#)

Figure-A V-26 Carte de développement du microcontrôleur

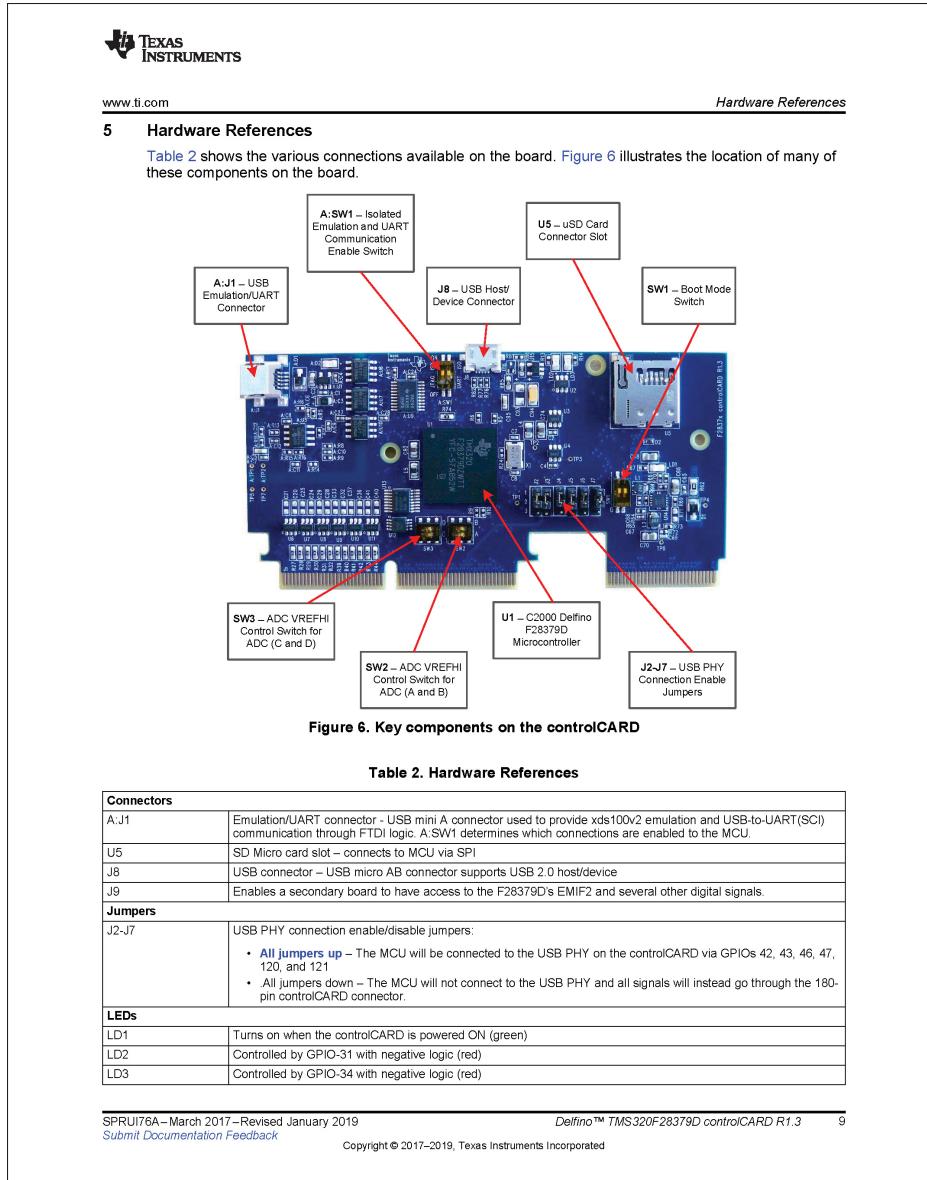


Figure-A V-27 Carte de développement du microcontrôleur



www.ti.com

Hardware References

Table 2. Hardware References (continued)

| A:D2 | TURNS ON WHEN ISO JTAG LOGIC IS POWERED ON (GREEN) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|--|-----------------------------|------------------------------------|-----------------------------|-----------|----|---|---|--------------|----|---|---|---------------|----|---|---|----------------|----|----------|----------|------------------------------------|
| A:D3 | JTAG/UART RX TOGGLE INDICATOR (BLUE) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A:D4 | JTAG/UART TX TOGGLE INDICATOR (BLUE) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Resistors and Capacitors | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| R59, R60 | Alternate Reference Configuration Resistors These resistors allow the user to choose whether the alternate reference for the ADCs will be given by: <ul style="list-style-type: none">• If R59 is unpopulated & R60 is populated A precision 3.0V reference (REF5030)• If R59 is populated & R60 is unpopulated The reference will be given by pin 45 of the HSEC controlCARD connector. This will presumably allow the baseboard to provide the desired voltage reference. | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| R27-R50 and C18-C41 | Optional RC input filter for all ADC inputs | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Switches (default position in BOLD) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| SW1 | <p>Boot Mode Switch: Controls the Boot Options of the F2837x device. For more information, (0 is down, 1 is up), see the device-specific data sheet. Mode # Switch Position 1 (GPIO-72) Switch Position 2 (GPIO-84) Boot from 00 0 0 Parallel I/O 0 1 0 Boot from SCI 0 2 1 0 Wait Boot Mode 0 3 1 1 Get Mode (Flash by default)</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <thead> <tr> <th>Mode #</th> <th>Switch Position 1 (GPIO-72)</th> <th>Switch Position 2 (GPIO-84)</th> <th>Boot from</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>00</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Parallel I/O</td> </tr> <tr> <td>01</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>Boot from SCI</td> </tr> <tr> <td>02</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Wait Boot Mode</td> </tr> <tr> <td>03</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>Get Mode (Flash by default)</td> </tr> </tbody> </table> | Mode # | Switch Position 1 (GPIO-72) | Switch Position 2 (GPIO-84) | Boot from | 00 | 0 | 0 | Parallel I/O | 01 | 0 | 1 | Boot from SCI | 02 | 1 | 0 | Wait Boot Mode | 03 | 1 | 1 | Get Mode (Flash by default) |
| Mode # | Switch Position 1 (GPIO-72) | Switch Position 2 (GPIO-84) | Boot from | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 00 | 0 | 0 | Parallel I/O | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 01 | 0 | 1 | Boot from SCI | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 02 | 1 | 0 | Wait Boot Mode | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 03 | 1 | 1 | Get Mode (Flash by default) | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| SW2 | <p>ADC VREFHI Control Switch for ADC modules A & B: Switch 1 (lower switch) – VREFHI Control Switch for ADC module A:<ul style="list-style-type: none">• In the left position – ADC-A is configured to use VDDA (3.3 V) as the ADC's voltage reference. The full-scale range of this ADC will be 0-3.3 V, but the ADC will have reduced accuracy/precision.• In the right position – ADC-A is configured to either use a precise 3.0 V voltage reference or an external voltage may be used as a reference. R59 and R60 determine which setting is used (see description for R59/R60, above)Switch 2 (upper switch) – VREFHI Control Switch for ADC module B:<ul style="list-style-type: none">• In the left position – ADC-B is configured to use VDDA (3.3 V) as the ADC's voltage reference. The full-scale range of this ADC will be 0-3.3 V, but the ADC will have reduced accuracy/precision.• In the right position – ADC-B is configured to either use a precise 3.0 V voltage reference or an external voltage may be used as a reference. R59 and R60 determine which setting is used (see description for R59/R60, above)</p> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| SW3 | <p>ADC VREFHI Control Switch for ADC modules C & D: Switch 1 (lower switch) – VREFHI Control Switch for ADC module C:<ul style="list-style-type: none">• In the left position – ADC-C is configured to use VDDA (3.3 V) as the ADC's voltage reference. The full-scale range of this ADC will be 0-3.3 V, but the ADC will have reduced accuracy/precision.• In the right position – ADC-C is configured to either use a precise 3.0 V voltage reference or an external voltage may be used as a reference. R59 and R60 determine which setting is used (see description for R59/R60, above)Switch 2 (upper switch) – VREFHI Control Switch for ADC module D:<ul style="list-style-type: none">• In the left position – ADC-D is configured to use VDDA (3.3 V) as the ADC's voltage reference. The full-scale range of this ADC will be 0-3.3 V, but the ADC will have reduced accuracy/precision.• In the right position – ADC-D is configured to either use a precise 3.0 V voltage reference or an external voltage may be used as a reference. R59 and R60 determine which setting is used (see description for R59/R60, above)</p> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

Figure-A V-28 Carte de développement du microcontrôleur

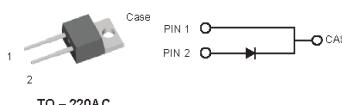
|  | | www.ti.com | References |
|--|--|--|----------------------------|
| Table 2. Hardware References (continued) | | | |
| A:SW1 | Isolated emulation and UART communication enable switches: | | |
| | Switch Position 1 – JTAG Enable: <ul style="list-style-type: none">• ON – All signals between the xds100v2 emulation logic and the MCU will be connected. This setting is valid when the MCU is being debugged or programmed via the on-card xds100v2 emulator.• OFF – The xds100v2 emulation logic will NOT be connected to the MCU. This setting is valid when the device will boot from FLASH, boot from a peripheral directly, or when an external JTAG emulator will be used. | | |
| | Switch Position 2 – ISO UART communication enable: <ul style="list-style-type: none">• ON – The C2000 MCU's GPIO-28 (and pin 76 of the 180-pin controlCARD connector) will be coupled to the FTDI's USB-to-Serial adapter. This allows UART communication to a computer via the FTDI chip. However, in this position, GPIO-28 will be forced high by the FTDI chip. Functionality of pin 76 of the connector will be limited.• OFF – The C2000 MCU will NOT be connected to the FTDI USB-to-Serial adapter. Pin 76 of the 180-pin controlCARD connector will be directly connected to GPIO-28. | | |
| 6 References | | | |
| <ul style="list-style-type: none"> • Texas Instruments: <i>TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ MCUs Silicon Errata</i> • Texas Instruments: <i>TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ Microcontrollers</i> data sheet • E2E post: https://e2e.ti.com/support/microcontrollers/c2000/f/171/t/576301 • http://processors.wiki.ti.com/index.php/Download_CCS_wiki • http://processors.wiki.ti.com/index.php/C2000_32-bit_Real-Time_MCU_Training_wiki • http://processors.wiki.ti.com/index.php/Hands-On_Training_for_TI_EMBEDDED_Processors_wiki | | | |
| SPRU176A–March 2017–Revised January 2019 Submit Documentation Feedback | | Delfino™ TMS320F28379D controlCARD R1.3 | 11 |
| Copyright © 2017–2019, Texas Instruments Incorporated | | | |

Figure-A V-29 Carte de développement du microcontrôleur

GeneSiC SEMICONDUCTOR

GB01SLT12-220

Silicon Carbide Power Schottky Diode

| | |
|--|--|
| Features | Package |
| <ul style="list-style-type: none"> • 1200 V Schottky rectifier • 175 °C maximum operating temperature • Zero reverse recovery charge • Positive temperature coefficient of V_f • Extremely fast switching speeds • Temperature independent switching behavior • Lowest figure of merit Q_c/I_r | <ul style="list-style-type: none"> • RoHS Compliant  <p>TO - 220AC</p> |
| Advantages | Applications |
| <ul style="list-style-type: none"> • Improved circuit efficiency (Lower overall cost) • Low switching losses • Ease of paralleling devices without thermal runaway • Smaller heat sink requirements • Industry's lowest reverse recovery charge • Industry's lowest device capacitance • Ideal for output switching of power supplies • Best in class reverse leakage current at operating temperature | <ul style="list-style-type: none"> • Power Factor Correction (PFC) • Switched-Mode Power Supply (SMPS) • Solar Inverters • Wind Turbine Inverters • Motor Drives • Induction Heating • Uninterruptible Power Supply (UPS) • Voltage Clamping • High Voltage Multipliers |

Maximum Ratings, at $T_j = 175^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

| Parameter | Symbol | Conditions | Values | Unit |
|--|---------------------|---|------------|------------------|
| Repetitive peak reverse voltage | V_{RPM} | | 1200 | V |
| Continuous forward current | I_f | $T_c \leq 150^\circ\text{C}$ | 1 | A |
| RMS forward current | $I_{f,\text{RMS}}$ | $T_c \leq 150^\circ\text{C}$ | 2 | A |
| Surge non-repetitive forward current, Half Sine Wave | $I_{f,\text{SH}}$ | $T_0 = 25^\circ\text{C}, t_s = 10\text{ ms}$ | tbd | A |
| Non-repetitive peak forward current | $I_{f,\text{pmax}}$ | $T_0 = 25^\circ\text{C}, t_s = 10\text{ }\mu\text{s}$ | tbd | A |
| PF value | $ F _{\text{PF}}$ | $T_0 = 25^\circ\text{C}, t_s = 10\text{ ms}$ | tbd | A ² s |
| Power dissipation | P_{diss} | $T_0 = 25^\circ\text{C}$ | 42 | W |
| Operating and storage temperature | $T_{j,\text{Ta}}$ | | -55 to 175 | °C |

Electrical Characteristics, at $T_j = 175^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

| Parameter | Symbol | Conditions | Values | Unit |
|-------------------------|--------|--|--------------|--------------|
| Diode forward voltage | V_f | $I_f = 1\text{ A}, T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_f = 1\text{ A}, T_j = 175^\circ\text{C}$ | 1.65 3.05 | 1.8 V |
| Reverse current | I_R | $V_R = 1200\text{ V}, T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 1200\text{ V}, T_j = 175^\circ\text{C}$ | 1 5 | 30 300 μA |
| Total capacitive charge | Q_c | $V_R = 950\text{ V}, I_s \leq I_{f,\text{pmax}}$ | 4 | nC |
| Switching time | t_s | $dI/dt = 330\text{ A}/\mu\text{s}, T_j = 150^\circ\text{C}$ | < 15 | ns |
| Total capacitance | C | $V_R = 3\text{ V}, f = 1\text{ kHz}, T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 200\text{ V}, f = 1\text{ kHz}, T_j = 25^\circ\text{C}$ | 36 7 | pF |

Thermal Characteristics

| | | | |
|-------------------------------------|-------------------|------|------|
| Thermal resistance, junction - case | R_{thJC} | 3.54 | °C/W |
|-------------------------------------|-------------------|------|------|

Mechanical Properties

| | | | |
|-----------------|---|-----|----|
| Mounting torque | M | 0.6 | Nm |
|-----------------|---|-----|----|

1. Considering worst case Z_T conditions

<http://www.genesicsemi.com/index.php/silicon-carbide-products/schottky-rectifiers/discrete-rectifiers>

December 2010 Preliminary Datasheet http://www.genesicsemi.com Page 1 of 4

Figure-A V-30 Caractéristiques techniques de la diode

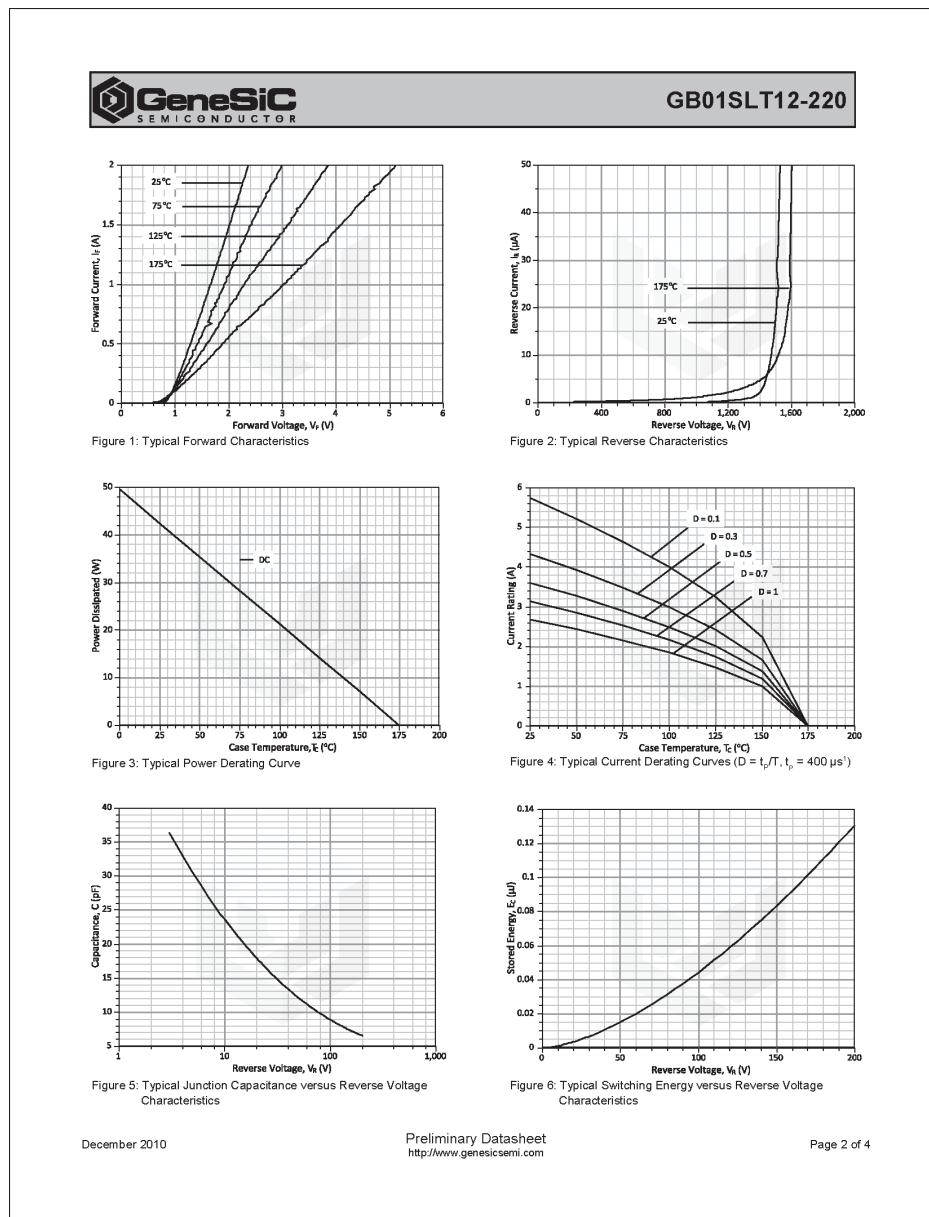


Figure-A V-31 Caractéristiques techniques de la diode

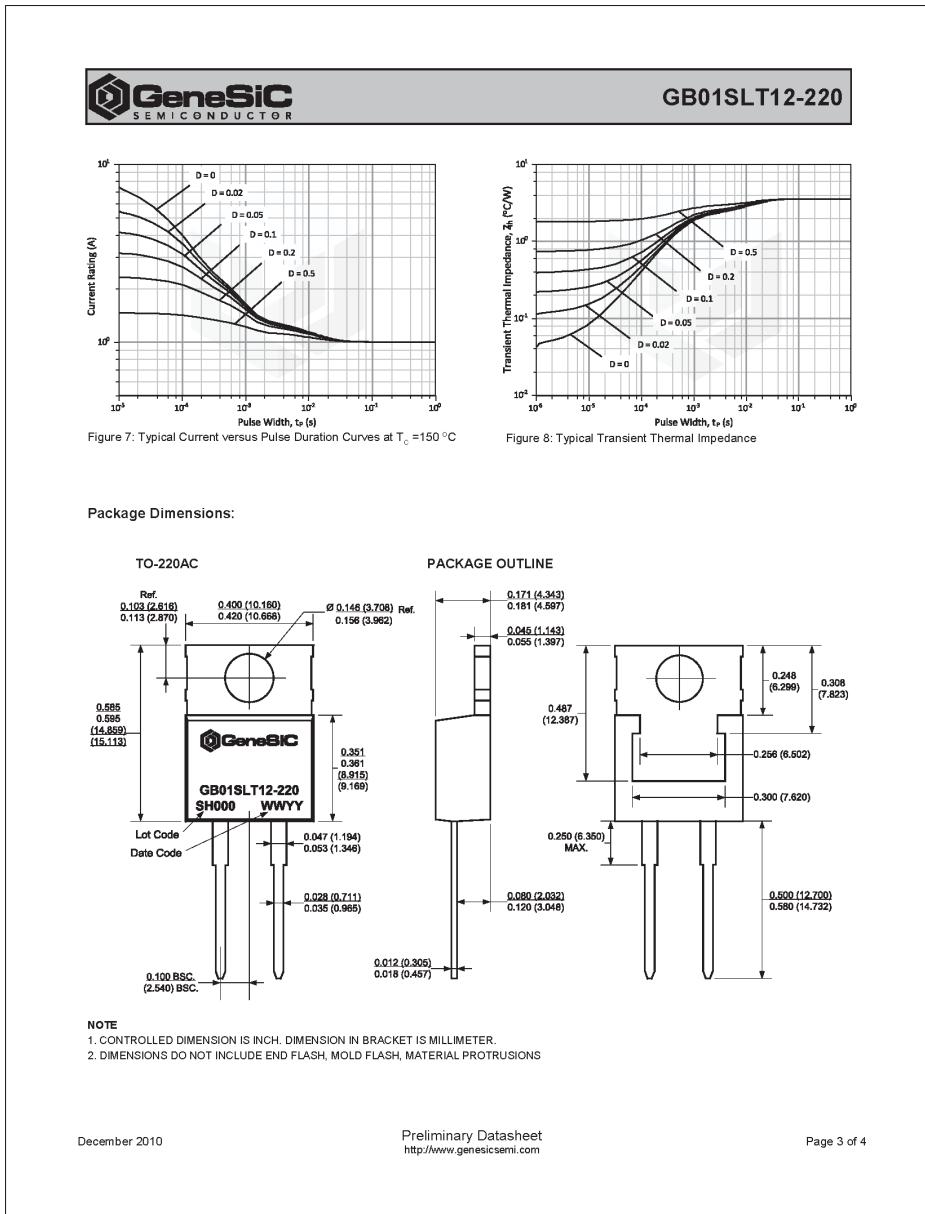


Figure-A V-32 Caractéristiques techniques de la diode

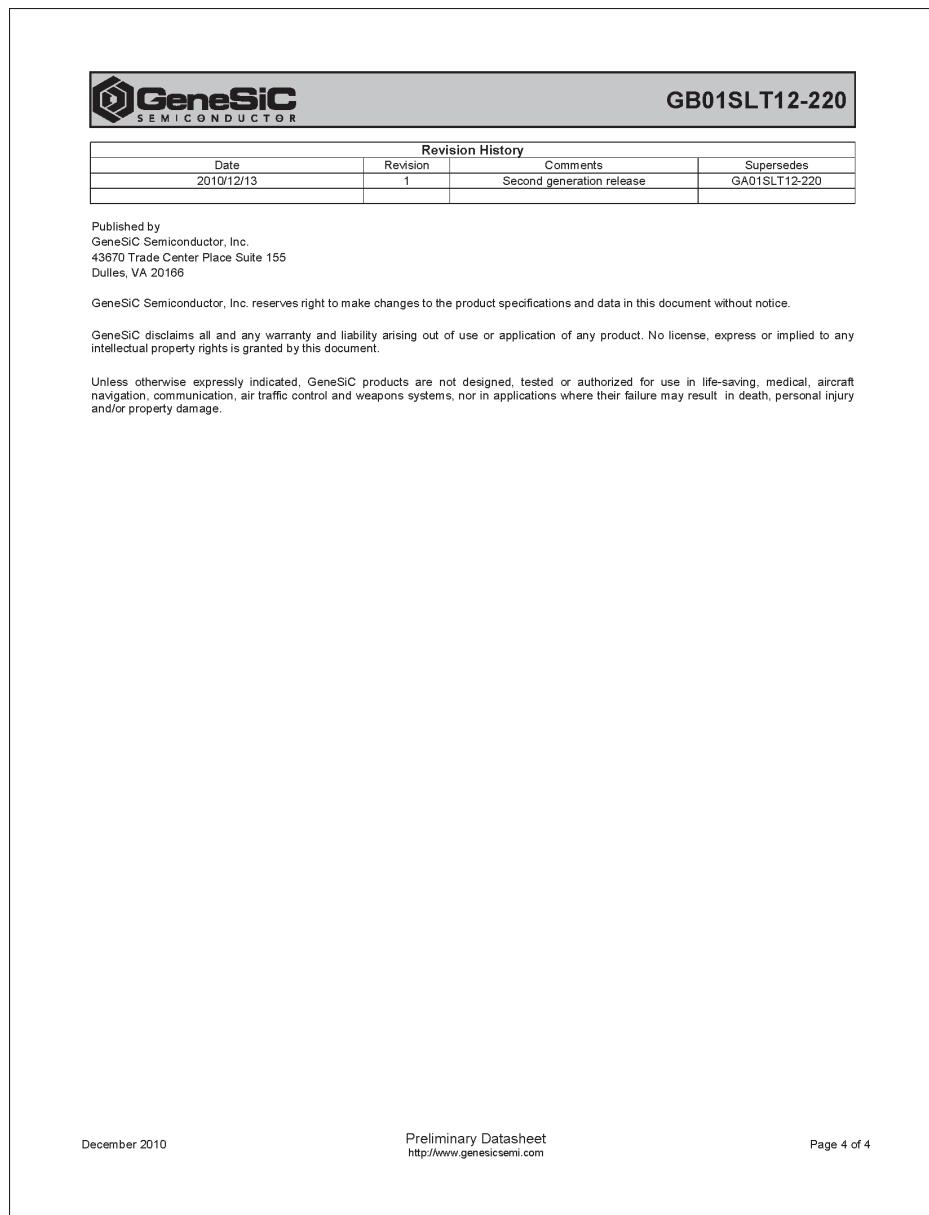


Figure-A V-33 Caractéristiques techniques de la diode

LISTE DE RÉFÉRENCES

- Allgower, F., Findeisen, R., Nagy, Z. K. et al. (2004). Nonlinear model predictive control : From theory to application. *Journal-Chinese Institute Of Chemical Engineers*, 35(3), 299–316.
- Beccuti, A. G., Kvasnica, M., Papafotiou, G. & Morari, M. (2013). A decentralized explicit predictive control paradigm for parallelized DC-DC circuits. *IEEE Transactions On Control Systems Technology*, 21(1), 136–148.
- Boyd, S. & Vandenberghe, L. (2004). *Convex Optimization*. Cambridge University Press.
- Che, L. & Shahidehpour, M. (2014). DC microgrids : Economic operation and enhancement of resilience by hierarchical control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(5), 2517–2526.
- Cho, H., Yoo, S. J. & Kwak, S. (2015). State observer based sensor less control using Lyapunov's method for boost converters. *IET Power Electronics*, 8(1), 11–19.
- El-Aouni, W. & Dessaint, L.-A. (2017). Model Predictive Control Strategy For DC-DC Boost Converters. *ELECTRIMACS 2017,4th-6th JULY 2017, Toulouse , France*, 1, 609–615.
- El-Aouni, W. & Dessaint, L.-A. (2020). REAL Time Implementation of Input-State Linearization and Model Predictive Control for Robust Voltage Regulation of a DC-DC Boost Converter. *IEEE Access*, 8, 192101-192108.
- Erickson, R. W. & Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of power electronics*. Springer Science and Business Media.
- Ghasemian, A. & Taheri, A. (2018). Constrained near-time-optimal sliding-mode control of boost converters based on switched affine model analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1), 887–897.
- Karamkos, P. & Eyke, L. (2020). Model predictive control of power electronic systems : methods, results, and challenges. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 1.
- Khalil, H. K. & Grizzle, J. W. *Nonlinear systems*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ.
- Kim, I. H. & Son, Y. I. (2017). Regulation of a DC/DC boost converter under parametric uncertainty and input voltage variation using nested reduced-order PI observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1), 552–562.
- Kim, S.-K. (2018). Output voltage-tracking controller with performance recovery property for DC/DC boost converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 27(3), 1301–1307.

- Kim, S.-K. & Lee, K.-B. (2015). Robust feedback-linearizing output voltage regulator for DC/DC boost converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(11), 7127–7135.
- Kim, S.-K., Kim, J.-S., Park, C. R. & Lee, Y. I. (2013). Output-feedback model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC converter. *IET Control Theory and Applications*, 7(16), 1959–1968.
- Kim, S.-K., Park, C. R., Kim, J.-S. & Lee, Y. I. (2014). A stabilizing model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC boost converter. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 22(5), 2016–2023.
- Kobaku, T., Patwardhan, S. C. & Agarwal, V. (2017). Experimental evaluation of internal model control scheme on a DC–DC boost converter exhibiting nonminimum phase behavior. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(11), 8880–8891.
- Liu, K. H. & Lee, F. C. (1986). Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits. *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*
- Maknouninejad, A., Qu, Z., Lewis, F. L. & Davoudi, A. (2014). Optimal, nonlinear, and distributed designs of droop controls for DC microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(5), 2508–2516.
- Mojtaba, F. & al. (2017). Step-Up DC–DC Converters : A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 32.
- Nasirian, V., Moayedi, S., Davoudi, A. & Lewis, F. L. (2015). Distributed cooperative control of DC microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4), 2288–2303.
- Okou, A.-F., Akhrif, O. & Dessaint, L.-A. (1999). Nonlinear control of non-minimum phase systems : application to the voltage and speed regulation of power systems. *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications (Cat. No. 99CH36328)*, 1, 609–615.
- Polycarpou, J. A. F. A. M. M. (2006). *Sliding Mode Control*. John Wiley and Sons, Inc.
- Rodriguez, J. & Cortes, P. (2012). *Predictive Control of Power Electronics and Electrical Drives*. Wiley and IEEE.
- Rodriguez, J., Kazmierkowski, M. P., Espinoza, J. R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H. A. & Rojas, C. A. (2013). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1003–1016.

- Shadmand, M. B., Balog, R. S. & Abu-Rub, H. (2014). Model predictive control of PV sources in a smart DC distribution system : Maximum power point tracking and droop control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(4), 913–921.
- Singh, S. & Fulwani, D. (2020). On design of a robust controller to mitigate CPL effect 2014; A DC micro-grid application. *Industrial Technology (ICIT), 2014 IEEE International Conference on*.
- Song, W. & B, L. (2007). Current-fed dual-bridge DC–DC converter. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 22.
- Srinivasan, M. & Kwasinski, A. (2014). Decentralized control of a vehicular microgrid with constant power loads. *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, pp. 1–8.
- Vidal-Idiarte, E., Marcos-Pastor, A., Garcia, G., Cid-Pastor, A. & Martinez-Salamero, L. (2015). Discrete-time sliding-mode-based digital pulse width modulation control of a boost converter. *IET Power Electronics*, 8(5), 708–714.
- Zhaksylyk, A. (2019). *Implementation of a phase Shifted Full bridge DC-DC ZVS converter with pick current mode control*. Universidad de Oviedo.
- Zhang, M., Li, X., Liu, J. & Su, H. (2017). Dual-mode LQR-feedforward optimal control for non-minimum phase boost converter. *IET Power Electronics*, 10(1), 92–102.