
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Faculté de ...
Département de ...



Mémoire en vue de l'obtention du diplôme
de Master académique, ...

ÉTUDE ET CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR DC–DC BOOST

Rédigé par : M^r Lakhdar Toumi Abdellah
& M^r Badaoui Yacine

Dirigé par : D^r Gouichiche
Abdelmadjid
2017-2018

Remerciements : *Louanges tout d'abord à AL-LAH qui nous a donné les facultés nécessaires pour réaliser notre thèse de master et que le salut et la paix soient sur son prophète MOHAMED.*

Nos reconnaissances et nos remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :

Nos parents qui n'ont épargné aucun effort et lésiné sur aucun moyen pour nous permettre d'accomplir nos études ; de même que nos frères, sœurs et amis qui, eux aussi, ont contribué à leur manière dans cette réussite.

Notre encadreur, Monsieur GOUICHICHE Abdelmadjid, qui nous a prodigué les conseils nécessaires et orienté judicieusement pour l'élaboration de ce document.

Notre Co encadreur, Monsieur SAFA Ahmed pour ses encouragements et pour l'aide et l'assistance qu'il nous a apportées pour accomplir ce travail. Nous tenons à signaler particulièrement sa disponibilité et sa motivation pour l'intérêt qu'il a porté à ce sujet.

Monsieur MESLEM Youcef, pour nous avoir soutenu et donné certains moyens utiles à même de parfaire ce travail.

Nous tenons aussi à remercier Monsieur ALEM.A pour ses efforts et son encouragement et sa disponibilité afin qu'on puisse améliorer ce travail.

Tous les membres du laboratoire LGEP : CHIBANI, ZEBBAR, CHEDJARA KOUADRIA, ABBOU, Madame ZINE, GHLIB pour nous avoir soutenus, aidés et encouragés afin qu'on puisse terminer ce travail.

Table des matières

Liste des tableaux	5
Liste des figures	6
Introduction générale	1
1 Caractéristiques du convertisseur Boost	3
1.1 Introduction	4
1.2 Structure et Mode de fonctionnement du Convertisseur Boost	4
1.2.1 Principe de fonctionnement	4
1.2.2 Applications du Convertisseur Boost	4
1.3 Modèle Statique	5
1.3.1 Le mode de conduction continue (CCM)	5
1.3.2 Le mode de conduction discontinue (MCD)	7
1.3.3 Origine du mode discontinu et le mode limite (CCM/DCM)	7
1.4 Conclusion	16
2 Commande du convertisseur Boost	17
2.1 Introduction	18
2.2 Modèle dynamique dans le mode de conduction continu	18
2.3 Fonction de transfert du convertisseur	19
2.4 Modèle dynamique dans le mode de conduction discontinu	20
2.4.1 Modèle moyen des interrupteurs (Switch averaged modelling)	20
2.4.2 Modèle moyen des interrupteurs du boost en discontinu	21
2.4.3 Modèle dynamique du boost en discontinu	22
2.5 Fonction De transfert du convertisseur en discontinu	23
2.6 Commande du convertisseur en boucle fermée	24
2.6.1 Mode continu	24
2.6.2 Mode discontinu	27
2.7 Conclusion	28
3 Contrôle en courant du convertisseur Boost	29
3.1 Introduction	30
3.2 Commande du courant du convertisseur boost en mode continu (CCM)	30
3.2.1 Principe de la commande	30
3.2.2 Modèle simple par approche algébrique	31
3.2.3 Fonction de Transfert de la boucle externe de la tension	32
3.2.4 Résultats de simulation	32
3.3 Commande du courant du convertisseur boost en mode discontinu (DCM)	36
3.3.1 Fonction de transfert du convertisseur en mode discontinu	36

3.4	Conclusion	38
4	Réalisation du Boost	39
4.1	Introduction	40
4.2	Choix des composants	40
4.2.1	Carte Arduino	40
4.2.2	Transistor MOS FET	41
4.2.3	HCNW3120 Optocoupleur	41
4.3	Implémentation sous Proteus	41
4.4	Software implémentation	42
4.5	Réalisation du Boost	43
4.6	Résultats de simulation et expérimentaux	44
4.6.1	Test en boucle ouverte	44
4.7	Commande de la tension de sortie du convertisseur boost	45
4.8	Commande de maximum de courant du convertisseur boost	47
4.8.1	Essai de la boucle interne	47
4.9	Conclusion	50
	Conclusion générale	51
	Bibliographie	52

Liste des tableaux

2.1	Paramètres boost en mode continue.	26
2.2	Paramètres du convertisseur boost en mode DCM.	27
3.1	Paramètres du convertisseur Boost.	32
4.1	caractéristique de la carte arduinouno.	40
4.2	abréviation Mosfet.	41
4.3	le matérielle de manipulation.	43

Table des figures

1.1	Schéma électronique du Convertisseur Boost.	4
1.2	Convertisseur Boost avec interrupteurs idéaux.	5
1.3	Convertisseur Boost état 1.	5
1.4	Convertisseur Boost état 2.	6
1.5	Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance $\ll vL \gg$	6
1.6	Forme d'onde du courant qui circule dans la capacité $\ll I_c \gg$	6
1.7	Rapport de transformation du boost.	7
1.8	Schéma bloc d'un convertisseur Boost.	8
1.9	Forme d'onde du courant de l'inductance.	8
1.10	Forme d'ondes du courant de la diode.	8
1.11	Forme d'ondes du courant de l'inductance.	9
1.12	Forme d'ondes du courant de la diode.	9
1.13	Forme d'ondes du courant de l'inductance.	9
1.14	Forme d'ondes du courant de l'inductance.	10
1.15	Convertisseur Boost état 1 DCM.	11
1.16	Convertisseur Boost état 2 DCM.	11
1.17	Convertisseur Boost état 3.	11
1.18	Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance $\ll vL \gg$	12
1.19	Forme d'ondes du courant maximal de l'inductance.	13
1.20	Forme d'ondes du courant maximal de la diode.	13
1.21	Contrôle de tension.	15
1.22	Contrôle en mode courant.	16
2.1	Schéma canonique équivalent du modèle dynamique hacheur parallèle idéal en mode continu.	19
2.2	Modèle moyen des interrupteurs du boost en discontinu.	21
2.3	Forme d'onde de tension V_1	21
2.4	Forme d'onde du courant i_1	21
2.5	Forme d'onde de tension V_2	22
2.6	Forme d'onde du courant i_2	22
2.7	Schéma canonique équivalent du modèle dynamique hacheur parallèle idéal en mode discontinu.	23
2.8	Convertisseur boost en boucle fermée.	24
2.9	Convertisseur boost en boucle fermée.	25
2.10	Convertisseur (Boost) en boucle fermé en tension.	26
2.11	Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode CCM sans réglage.	26
2.12	Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode CCM avec réglage.	26
2.13	Allure de tension de sortie en continu.	27

2.14	Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode DCM sans réglage.	28
2.15	Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode DCM avec réglage.	28
2.16	Allure de tension sortie en discontinu.	28
3.1	Schéma bloc de la régulation.	30
3.2	Forme des courants d'inductance et de la diode.	31
3.3	Circuit équivalent à deux ports utilisés pour modéliser le Boost en mode CCM.	32
3.4	Schéma bloc de la boucle de régulation interne	33
3.5	Réponse temporelle du courant d'inductance	33
3.6	Schéma bloc de la régulation.	34
3.7	Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} sans réglage	34
3.8	Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} avec réglage.	34
3.9	Réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{vd} sans réglage.	35
3.10	Réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{vd} avec réglage.	35
3.11	Réponse temporelle de la tension de sortie.	35
3.12	Réponse temporelle du courant d'inductance.	35
3.13	la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} sans régulation.	37
3.14	la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} avec régulation.	37
3.15	la réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{id} Sans régulation.	37
3.16	la réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{id} Averégulation.	37
3.17	réponse temporelle de la tenson de sortie en discontinu.	38
3.18	réponse temporelle du courant d'inductance en discontinu.	38
4.1	Brochages de la carte Arduino Uno.	40
4.2	Transistor de type MOSFET IRF 840.	41
4.3	optocoupleur HCNW3120.	41
4.4	convertisseur boost en boucle fermé.	42
4.5	banc d'essai expérimentale du convertisseur Boost.	43
4.6	réponse dynamique obtenu par Proteus en mode continu Boucle ouverte.	44
4.7	résultat expérimental de tension en boucle ouverte mode continu.	44
4.8	résultat expérimental du courant en boucle ouverte mode continu.	44
4.9	réponse dynamique obtenu par Proteus en mode DCM Boucle ouverte.	45
4.10	résultat expérimental de tension en boucle ouverte mode discontinu.	45
4.11	résultat expérimental du courant en boucle ouverte mode discontinu.	45
4.12	réponse dynamique obtenu par Proteus en mode CCM Boucle fermé tension.	46
4.13	résultat expérimental de tension en boucle fermée tension mode CCM.	46
4.14	résultat expérimental du courant en boucle fermée tension mode CCM.	46
4.15	réponse dynamique obtenu par Proteus en mode DCM Boucle fermée tension.	47
4.16	résultat expérimental de tension en boucle fermée tension mode DCM.	47
4.17	résultat expérimental du courant en boucle fermé tension mode DCM.	47
4.18	résultat expérimental du courant en boucle fermée courant mode CCM.	48
4.19	réponse dynamique obtenu par Proteus en mode CCM Boucle fermée tension courant (CPM).	48
4.20	résultat expérimental de tension en boucle fermée tension courant (CPM) mode CCM.	49
4.21	résultat expérimental du courant en boucle fermée tension courant (CPM) mode CCM.	49
4.22	réponse dynamique obtenu par Proteus en mode DCM Boucle fermée tension courant (CPM).	49

4.23	résultat expérimental de tension en boucle fermée tension courant (CPM) mode DCM.	50
4.24	résultat expérimental du courant en boucle fermée tension courant (CPM) mode DCM.	50

Introduction générale

L'ÉLECTRONIQUE de puissance est la partie du génie électrique qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique. Pour cela elle utilise des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Grâce aux progrès sur ces composants et sur leur mise en œuvre, l'électronique de puissance a pris une importance considérable dans tout le domaine de l'électricité industrielle.

Le hacheur ou convertisseur continu - continu est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs électroniques commandés ce qui permet de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue avec un rendement élevé.

Il existe trois topologies de base du convertisseur hacheur, Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit dévolteur, abaisseur ou Buck. Dans le cas contraire, il est dit survolteur (ou élévateur ou Boost). En plus le hacheur est capable de travailler des deux modes abaisseur -élévateur (Boost-Buck). Ils sont constitués principalement d'une inductance, une capacité, une diode et un interrupteur statique commandé.

Généralement, les convertisseurs DC-DC de type boost sont supposés travailler en mode de conduction continu (continuous conduction mode(CCM)) ou les deux interrupteurs doivent fonctionner en complémentarité pendant une période de commutation. Cependant, il est possible d'avoir un autre mode de conduction connu sous le nom : mode de conduction discontinu (discontinuous conduction mode(DCM)) qui se traduit par l'ouverture des deux interrupteurs avant la fin de la période de commutation. Ce phénomène permet de poser des problèmes de commande vu que la tension de sortie n'est pas autonome (dépend du juste du rapport cyclique) et dépend de la charge.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le but d'étudier et de concevoir un convertisseur statique continu-continu (DC-DC) de type boost (hacheur parallèle). Notre objectif principal est de développer la commande de la tension de sortie du convertisseur via un microcontrôleur AtMega328P sous l'interface Arduino fonctionnant dans les deux modes de conduction continu et discontinu.

Ainsi, le travail est organisé comme suit :

- Le premier chapitre sera consacré à une description sur la structure et le fonctionnement de notre convertisseur boost ainsi que les deux modes de fonctionnement continu et discontinu. À la fin de ce chapitre nous présentons un état de l'art sur le contrôle du boost.
- Le deuxième chapitre présente une étude théorique détaillée sur la modélisation et la commande du convertisseur Boost. Afin d'obtenir des modèles simples, nous avons linéarisé notre système autour de ces points de fonctionnement dans les deux modes de conduc-

tions (CCM et DCM). Puis nous avons synthétisé une commande afin de contrôler la tension de sortie dans les deux modes de conceptions.

- Le troisième chapitre sera consacré à la description détaillée de la commande de la tension de sortie tout en contrôlant le courant de l'inductance. Cette technique de contrôle est connue sous le nom « peak mode control ». Notons que dans le mode conduction discontinu, on fait appel à une autre approche de modélisation appelée modélisation des interrupteurs moyens.
- Le quatrième chapitre présente la partie pratique de notre système ainsi que les résultats de simulation obtenus par le logiciel Proteus. Aussi, nous présentons les résultats expérimentaux de notre réalisation.
- Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 1

Caractéristiques du convertisseur Boost

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter des généralités sur le convertisseur parallèle (Boost) à savoir sa construction, son fonctionnement et ses modes de conductions (continu et discontinu). Ensuite, nous allons développer les modèles statiques du convertisseur dans les deux modes de conductions. En outre, un aperçu sur le contrôle du convertisseur boost est discuté à la fin de ce chapitre.

1.2 Structure et Mode de fonctionnement du Convertisseur Boost

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, sert à convertir une tension continue à une autre tension continue de plus forte valeur, Il est basé sur deux interrupteurs (MOSFET et Diode) qui fonctionnent en complémentaire durant une période, un filtre LC et une résistance prise comme une charge, Le convertisseur peut fonctionner suivant deux modes de fonctionnements dépendants, le mode de conduction continue (CCM) et le mode de conduction discontinue(DCM). La figure 1.1 illustre le schéma électrique de notre convertisseur.

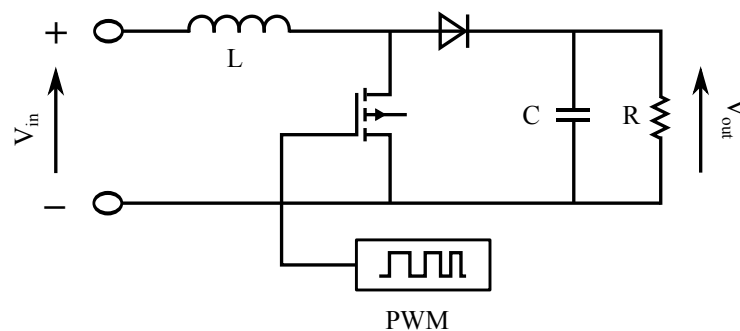


FIGURE 1.1 – Schéma électronique du Convertisseur Boost.

1.2.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases selon l'état du MOS FET, une phase d'accumulation d'énergie lorsque le MOSFET est fermé (passant) cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie et puisque la diode est bloquée, la charge est déconnectée de l'alimentation. Lorsque le MOS FET est ouvert, l'inductance se trouve en série avec la source et son énergie accumulée dans la phase 1 s'additionne à celle de la source (effet survolteur), Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode, le condensateur et la charge. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

1.2.2 Applications du Convertisseur Boost

Les applications des convertisseurs boost sont multiples dans les équipements modernes telles que les applications mobiles et les énergies renouvelables. Par exemple, le convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries, ce qui élimine le problème du nombre de batteries nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré, on le trouve aussi dans les véhicules hybrides, ainsi que les systèmes d'éclairage (utilisant des lampes à économie

d'énergie).

Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance ; par exemple les systèmes d'éclairage portatifs, comme ils peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro-éclairage des écrans à cristaux liquides ou les flashes des appareils photo par exemple.

1.3 Modèle Statique

Dans cette section, nous allons développer les équations du boost en régime statique dans les deux modes à savoir le mode de conduction continue (CCM) et mode de conduction discontinue (DCM).

1.3.1 Le mode de conduction continue (CCM)

Dans ce mode de conduction le courant dans l'inductance ne s'annule pas sur une période de commutation. Supposons que les interrupteurs sont idéaux, alors le convertisseur peut être représenté comme suite (voire la figure).

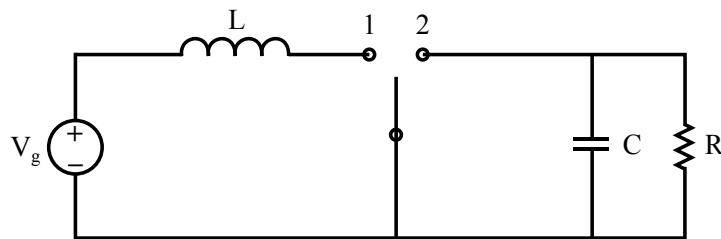


FIGURE 1.2 – Convertisseur Boost avec interrupteurs idéaux.

Durant l'intervalle : $0 < t < DT_s$, (Avec D rapport cyclique) :

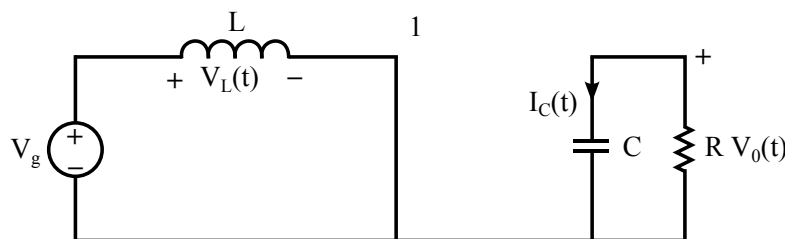


FIGURE 1.3 – Convertisseur Boost état 1.

Pendant le premier intervalle on développe les deux équations « V_L, I_C »

$$\begin{cases} V_L = V_g \\ I_c = -\frac{V}{R} \end{cases} \quad (1.1)$$

Durant l'intervalle $DT_s < t < T_s$

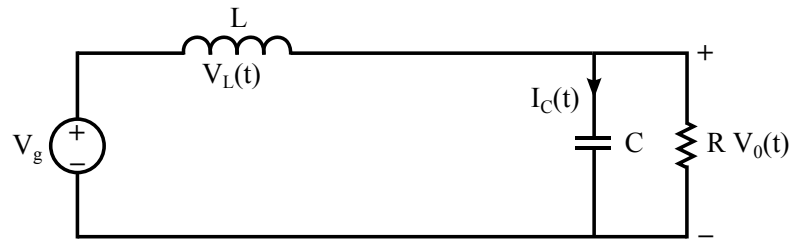


FIGURE 1.4 – Convertisseur Boost état 2.

Pendant le deuxième intervalle on développe les deux équations « V_L, I_c »

$$\begin{cases} V_L = V_g - V_0 \\ I_c = I_L - \frac{V}{R} \end{cases} \quad (1.2)$$

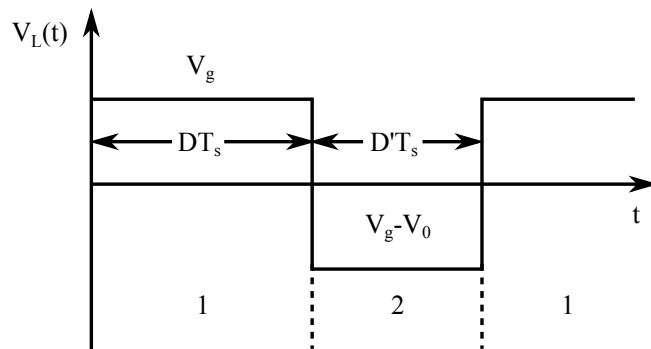


FIGURE 1.5 – Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance « v_L ».

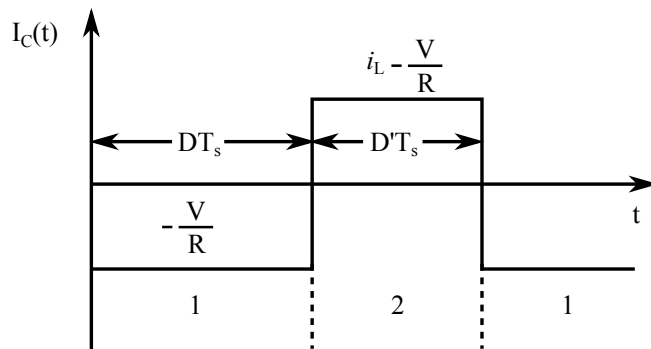


FIGURE 1.6 – Forme d'onde du courant qui circule dans la capacité « I_c ».

Appliquons la technique de « Capacitor Charge Balance and Inductance Second Balance » qui considère que la tension moyenne aux bornes de la bobine est nulle durant une période T et que le courant moyen de la capacité est nul durant une période [1].

$$\begin{aligned} \langle V_L \rangle = 0 &= \frac{1}{T_s} [DT_s * (V_0) + D'T_s * (V_g - V_0)] \\ V &= D'V_g, \text{ Avec : } D' = (1 - D) \end{aligned} \quad (1.3)$$

$$\begin{aligned} \langle I_C \rangle = 0 &= \frac{1}{T_s} \left[DT_s * \left(-\frac{V}{R}\right) + D'T_s * \left(I_L - \frac{V}{R}\right) \right] \\ I &= D'I_L \end{aligned} \quad (1.4)$$

La tension moyenne délivrée en sortie :

$$V = \frac{1}{1-D} \times V_g \quad (1.5)$$

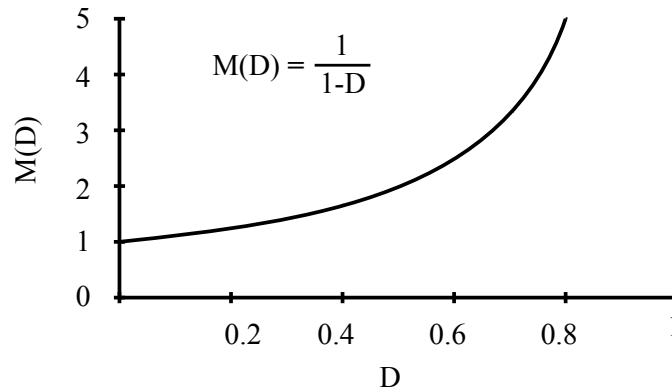


FIGURE 1.7 – Rapport de transformation du boost.

1.3.2 Le mode de conduction discontinue (MCD)

Le mode de conduction discontinue surgit quand l'ondulation de commutation dans un courant d'inducteur ou une tension de condensateur est assez grande pour forcer la polarité du courant de commutation appliqué ou la tension à s'inverser, Le mode de conduction discontinue se produit typiquement avec une grande ondulation de courant d'inducteur dans un convertisseur fonctionnant à faible charge et contenant des commutateurs courant-unidirectionnels, Dans ce mode de conduction, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation [2].

1.3.3 Origine du mode discontinu et le mode limite (CCM/DCM)

Exemple du convertisseur Boost avec commutateurs à un seul quadrant

1. Mode de Conduction continue

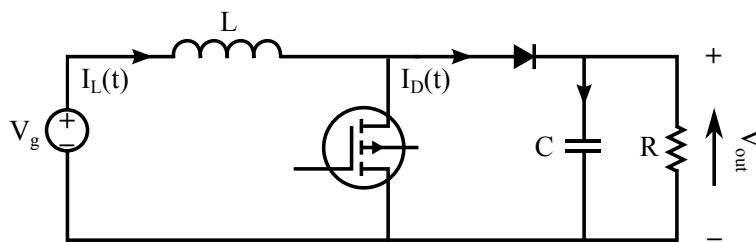


FIGURE 1.8 – Schéma bloc d'un convertisseur Boost.

Les figures 1.8, 1.9 présentent l'allure du courant i_L et le courant de la diode durant une période donc :

On a : $I = \frac{V}{R}$

Ondulation du courant :

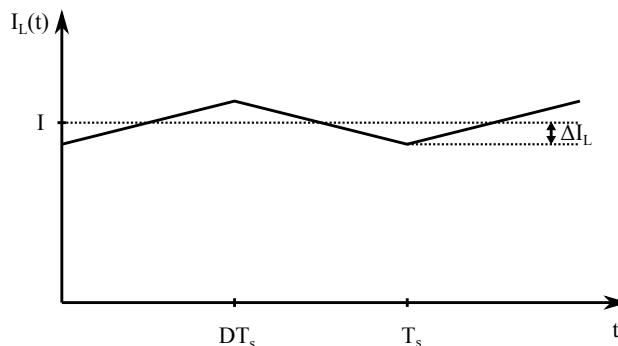


FIGURE 1.9 – Forme d'onde du courant de l'inductance.

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{2L} DT_s = \frac{V_g DT_s}{2L}$$

On constate que le courant I dépend de la charge, mais par contre ΔI_L ne dépend que du rapport cyclique , l'inductance L et la période d'échantillonnage

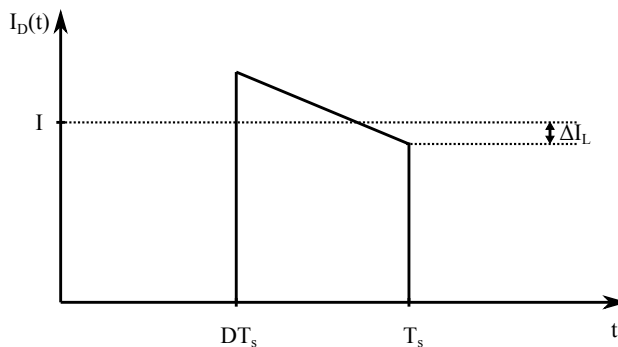


FIGURE 1.10 – Forme d'ondes du courant de la diode.

2. Mode limite (CCM-DCM) :

Si on réduit le courant de charge jusqu'au $I = \Delta I_L$ par augmentation R comme illustrent les figures 1.11 et 1.12.

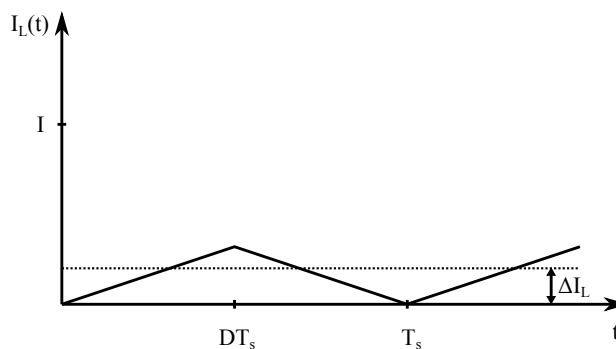


FIGURE 1.11 – Forme d’ondes du courant de l’inductance.

On a : $I = \frac{V}{R}$

Ondulation du courant :

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{2L} DT_s = \frac{V_g DT_s}{2L}$$

I dépend de la charge, mais non pas ΔI_L .

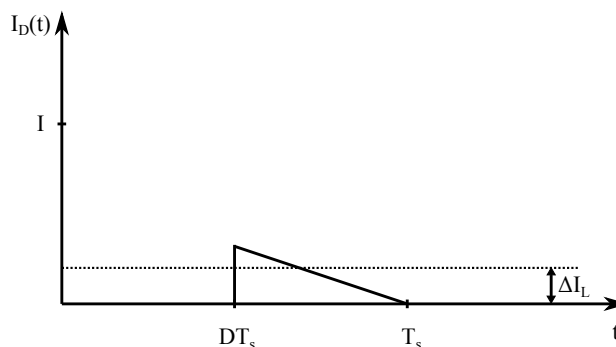


FIGURE 1.12 – Forme d’ondes du courant de la diode.

3. Mode de conduction discontinue (DCM)

Réduisons encore le courant de charge par l’augmentation de R jusqu’au $I < \Delta I_L$. On constate que le courant I s’annule avant la fin de la période. Par conséquent, l’analyse du convertisseur se fera en trois intervalles.

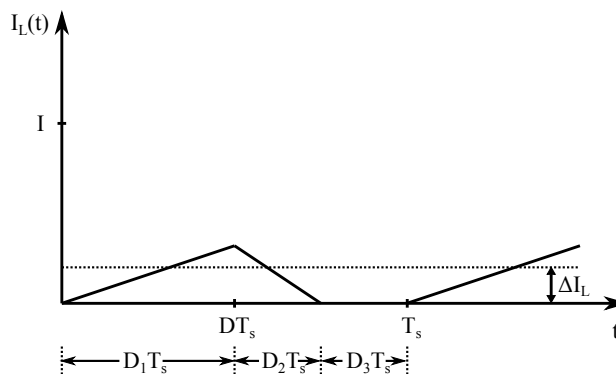


FIGURE 1.13 – Forme d’ondes du courant de l’inductance.

Aussi, pour distinguer entre les deux modes (continu et discontinu) on a :

$$\begin{cases} I > \Delta I_L CCM \\ I < \Delta I_L DCM \end{cases}$$

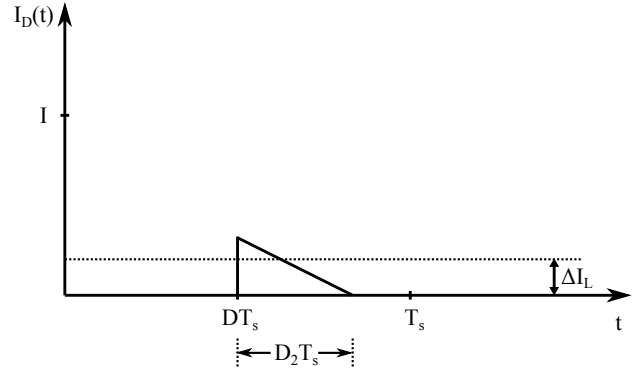


FIGURE 1.14 – Forme d'ondes du courant de l'inductance.

Analyse du mode discontinu

Puisque I et ΔI_L sont trouvés en supposant que le convertisseur fonctionne dans le mode de conduction continue, on peut déterminer un paramètre définissant le mode discontinu par l'utilisation de l'inégalité $I < \Delta I_L$:

$$\frac{V_g}{D'^2 R} < \frac{V_g D T_s}{2L} \quad (1.6)$$

Après simplification :

$$\frac{2L}{R T_s} < D D'^2 \quad (1.7)$$

$$\begin{aligned} &K < K_{crit} \text{ Pour le MCD} \\ \text{Tel que : } &K = \frac{2L}{R T_s} \text{ et } K_{crit} = D D'^2 \end{aligned}$$

Il est naturel d'exprimer le mode limite en termes de résistance R , plutôt que le paramètre K . L'équation $K < K_{crit}$ peut être réarrangée pour exposer directement la dépendance du mode limite sur la résistance : $R < R_{crit}$ pour le CCM et $R > R_{crit}$ pour le DCM .

$$\text{Tel que } R_{crit}(D) = \frac{2L}{D D' T_s}$$

Analyse du rapport de conversion $M(K, D)$

Avec quelques modifications, les mêmes techniques et approximations développées au cours de l'analyse en régime permanent du mode de conduction continue peuvent être appliquées au mode de conduction discontinu.

$$\langle v_L \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L(t) dt \quad (1.8)$$

$$\langle i_c \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_c(t) dt \quad (1.9)$$

Ces principes doivent être valables pour tout circuit fonctionnant en régime permanent, indépendamment du mode de fonctionnement.

Sous-intervalle 1 :

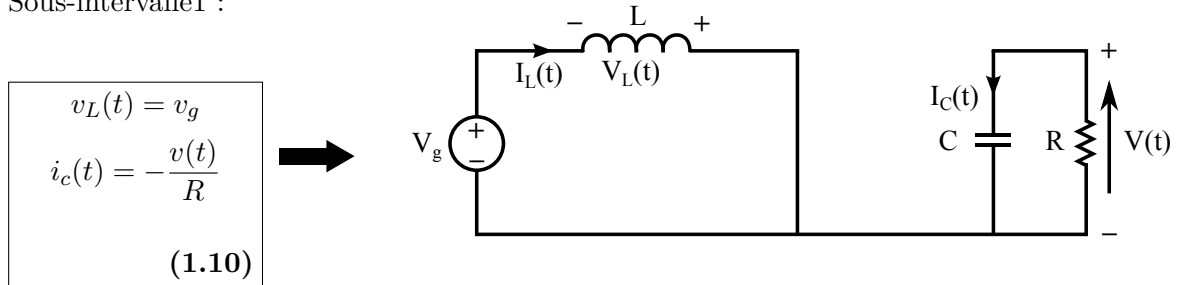


FIGURE 1.15 – Convertisseur Boost état 1 DCM.

$$0 < t < D_1 T_s$$

Sous-intervalle 2 :

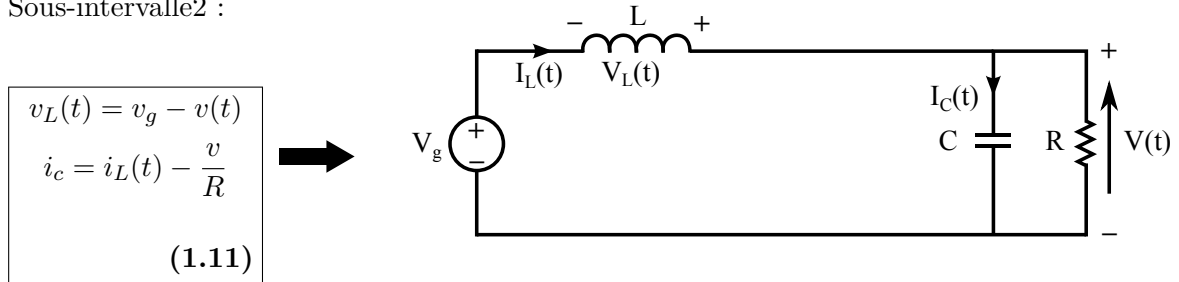


FIGURE 1.16 – Convertisseur Boost état 2 DCM.

$$D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$$

Sous-intervalle 3 :

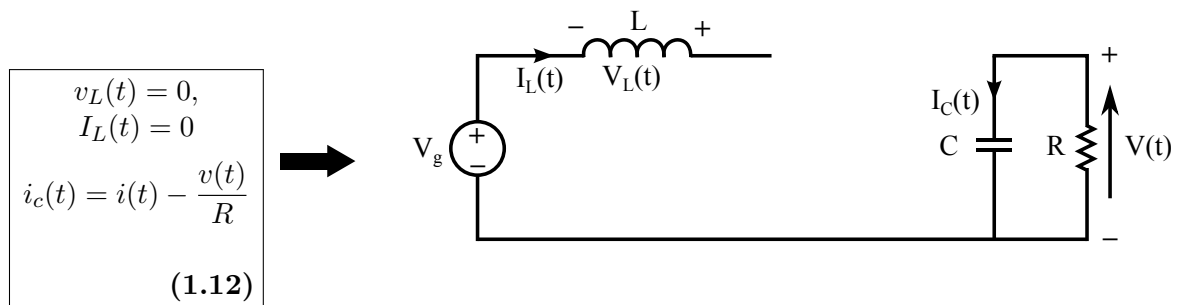


FIGURE 1.17 – Convertisseur Boost état 3.

$$(D_1 + D_2) T_s < t < T_s$$

Inductor second balance

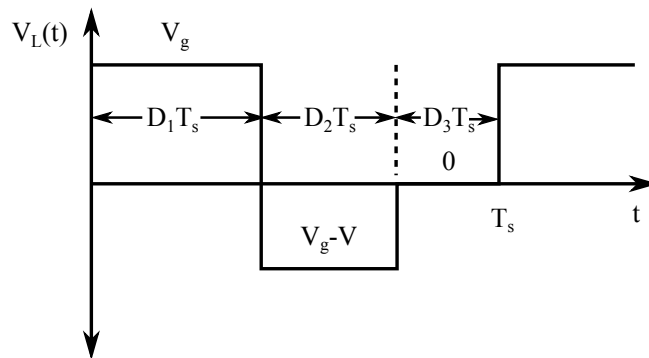


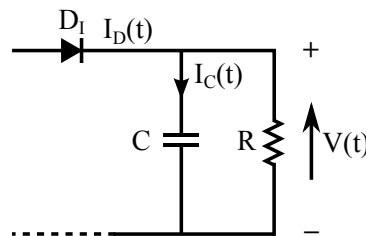
FIGURE 1.18 – Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance « vL ».

Appliquons la technique volt second balance [1] :

$$\begin{aligned}
 D_1 v_g + D_2 (v_g - v) + D_3 (0) &= 0 \\
 v &= \frac{D_1 + D_2}{D_2} v_g
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

D_2 est inconnu.

Appliquons la technique Capacitor charge balance [1] :



$$\begin{aligned}
 i_D(t) &= i_c(t) + \frac{v}{R} \\
 \langle i_c \rangle &= 0 \\
 i_D(t) &= \frac{v}{R}
 \end{aligned}
 \tag{1.14}$$

La forme du courant d'inductance et de la diode :

Le courant de pointe I_{pk} :

$$I_{pk} = \frac{V_g}{L} D_1 T_s \quad (1.15)$$

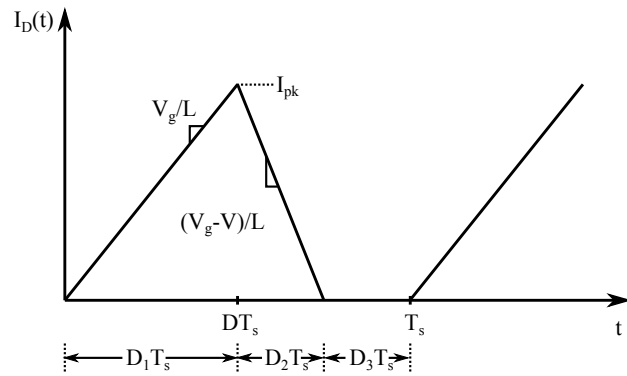


FIGURE 1.19 – Forme d’ondes du courant maximal de l’inductance.

$$\langle I_D \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_D(t) dt \quad (1.16)$$

La valeur moyenne du courant de la diode :

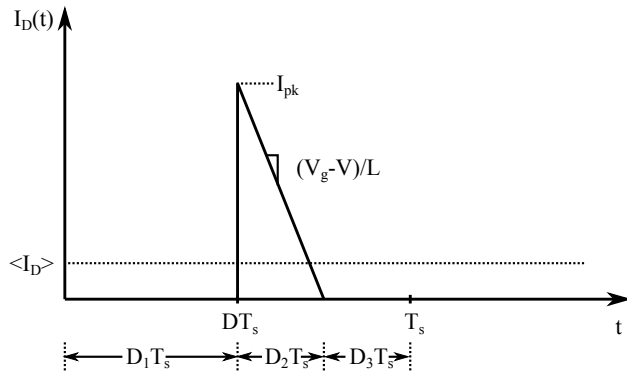


FIGURE 1.20 – Forme d’ondes du courant maximal de la diode.

La surface du triangle :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_D(t) dt = \frac{1}{2} I_{pk} D_2 T_s \quad (1.17)$$

Mettre en égalité le courant de la charge avec le courant de la diode nous donne :

$$\begin{aligned} \langle i_D \rangle &= \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{2} I_{pk} D_2 T_s \right) = \frac{v_g D_1 D_2 T_s}{2L} \\ \frac{v_g D_1 D_2 T_s}{2L} &= \frac{V}{R} \end{aligned} \quad (1.18)$$

Calcul de la tension de sortie V :

☞ On a :

$$V = \frac{D_1 + D_2}{D_2} v_g \dots (1.19)$$

$$\frac{v_g D_1 D_2 T_s}{2L} = \frac{V}{R} \dots (1.20)$$

$$D_2 = \frac{v_g}{V - v_g} \dots (1.21)$$

☞ Si on remplace (1.21) dans (1.20) on aura :

$$V^2 - V_g - \frac{V_g^2 D_1^2}{K} = 0$$

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4D_1^2/K}}{2} = M(D_1, K)$$

(1.22)

☞ Avec : $K = \frac{2L}{RT_s}$

☛ Et l'équation $K < K_{Crit}(D)$ et toujours valide. Notons que le rapport de conversion dépend de la charge (loaddependent).

Contrôle du Boost

La tension de sortie du convertisseur boost est réglée pour se maintenir dans une plage bien spécifiée en réponse aux changements et perturbation de la tension d'entrée et du courant de la charge. Classiquement, il existe deux méthodes de contrôle pour ce convertisseur ; le contrôle de tension et le contrôle du courant. Pour le contrôle de tension, la tension de sortie est comparée avec une tension de référence pour générer un signal d'erreur de telle sorte que le rapport cyclique est ajusté par rapport à ce signal via un contrôleur pour que la tension de sortie suit parfaitement la tension référence [3].

Généralement, ce régulateur est obtenu par linéarisation du modèle du convertisseur au tour d'un point de fonctionnement (Small signal model). Ce régulateur peut être un régulateur *PD*, *PI* ou *PID*. Il existe deux façons pour concevoir ces régulateurs ; analogique, en utilisant généralement des amplificateurs opérationnels, ou numérique, en utilisant un algorithme implémenté dans un microcontrôleur ou *DSP*.

Pour le mode de contrôle de courant, une autre boucle interne est ajoutée à la boucle externe de tension, de telle façon que le rapport cyclique est ajusté par un signal d'erreur venant de la comparaison du courant de l'inductance avec une référence, cette référence est générée à la boucle de tension [4].

État de l'art

Le contrôle numérique des convertisseurs *DC – DC* est devenu intéressant car c'est une recherche qui implique plusieurs disciplines à savoir l'électronique de puissance, la théorie du contrôle, et les systèmes informatiques qui sont tous nécessaires pour mener des recherches dans la commande numérique de convertisseurs *DC – DC*. L'intérêt croissant du contrôle numérique des convertisseurs a été discuté dans plusieurs conférences internationales et plusieurs travaux ont été publiés au cours des dernières années. DUAN et JIN de l'Université de la Colombie-Britannique ont fait une évaluation approfondie des différentes méthodes de conception de commande numérique pour les convertisseurs continu-continu [5]. Les méthodes comprennent des approches de conception directe et indirecte. Dans l'approche de conception directe, des modèles linéarisés des convertisseurs sont d'abord convertis en modèles à temps discret, et les contrôleurs numériques sont directement conçus sur la base des modèles à temps discret. Dans l'approche de conception indirecte, les contrôleurs analogiques sont d'abord conçus sur la base des modèles linéarisés des convertisseurs, puis convertis en contrôleurs numériques. La meilleure approche est déterminée sur la base d'une comparaison des résultats expérimentaux. Il a été

conclu que l'approche de conception directe est mieux qu'une approche de conception indirecte. Les méthodes de conception de contrôleur linéaire sont basées principalement sur la réponse fréquentielle et placement de pôles [6].

Les modèles des convertisseurs boost sont obtenus en utilisant des techniques de linéarisation autour d'un point de fonctionnement [2]. Dans ce travail, le contrôleur PI analogique a été tout d'abord conçu en utilisant l'approche fréquentielle standard basée sur la linéarisation, ensuite ce contrôleur analogique a été transformé en contrôleur numérique.

Récemment, plusieurs travaux se sont intéressés au problème du contrôle de convertisseur en mode de conduction discontinu vu que la tension de sortie va dépendre de la charge en ce mode [7], [8]. Un autre problème qui aussi peut être envisagé concernant la limite de conduction (boundary conduction mode) [9].

Dans ce travail nous nous intéressons à la conception et la commande numérique de tension de sortie du convertisseur $DC - DC$ de type Boost (parallèle) basé sur des régulateurs linéaires en deux modes de conduction continu et discontinu. Les contrôleurs sont implémentés via un microcontrôleur de type ATmega3280 sous l'interface Arduino.

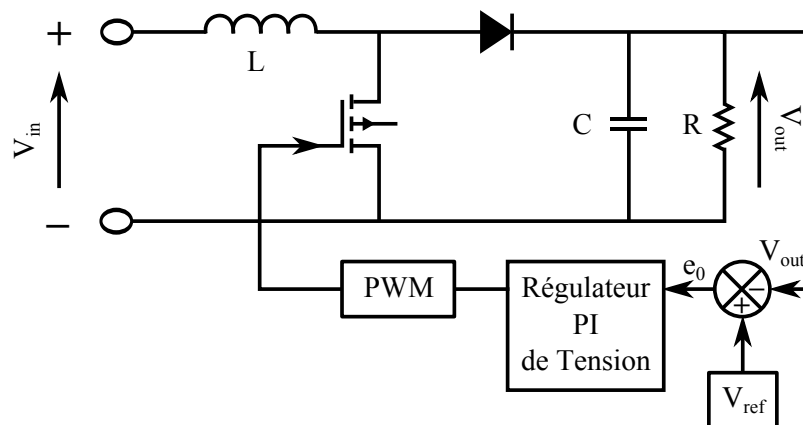


FIGURE 1.21 – Contrôle de tension.

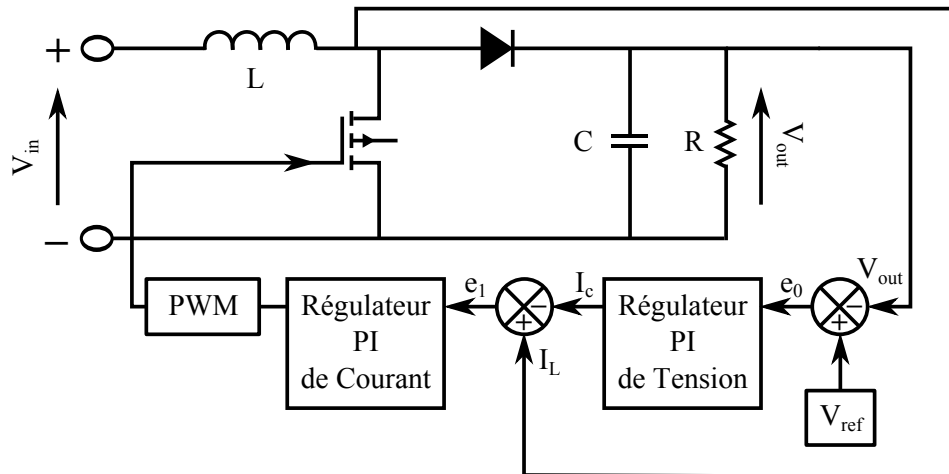


FIGURE 1.22 – Contrôle en mode courant.

1.4 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une description généralisée sur le convertisseur $DC - DC$ de type boost par la présentation de son schéma électronique de base, son fonctionnement et son modèle statique en mode de conduction continu et discontinu.

Ensuite, nous avons discuté d'une façon non exhaustive le problème de contrôle des convertisseurs $DC - DC$ par la citation de certains travaux. Dans la suite de ce mémoire, nous allons développer le modèle de notre convertisseur ainsi que sa commande qui sera munie par des simulations et des expérimentations.

Chapitre 2

Commande du convertisseur Boost

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons procéder à la modélisation du convertisseur parallèle (Boost) en boucle fermée dans les deux modes de conduction (CCM et DCM). Il sera question en premier temps de présenter le modèle dynamique du convertisseur. Ensuite nous allons développer des schémas équivalents afin de calculer les fonctions de transfert pour décrire son comportement temporel et fréquentiel.

2.2 Modèle dynamique dans le mode de conduction continu

D'un point de vue dynamique, il est nécessaire de linéariser notre système autour d'un point de fonctionnement (Small signal analysis). Les grandeurs du convertisseur sont définies comme suit [1] :

$$\left. \begin{aligned} v_g(t) &= V_g + \tilde{v}_g(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ d'(t) &= D' - \tilde{d}(t) \\ v(t) &= V + \tilde{v}(t) \\ i_L &= I_L + \tilde{i}(t) \\ v_L(t) &= V_L + \tilde{v}(t) \\ i_c(t) &= I_c + \tilde{i}(t) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

$$\langle V_L \rangle = [d \times (v_g) + (1 - d) \times (v_g - v)] \quad (2.2)$$

$$\langle I_c \rangle = \left[d \times \left(-\frac{v}{R} \right) + (1 - d) \times \left(I - \frac{v}{R} \right) \right] \quad (2.3)$$

On remplace les variables définies dans l'équation (2.1), par leurs grandeurs dans les équations (2.2) et (2.3) ce qui donne les deux équations suivantes :

$$L \frac{d \langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \left[(D + \tilde{d}(t)) (V_g + \tilde{v}_g(t)) \right] + \left[(D' - \tilde{d}(t)) \times (V_g + \tilde{v}_g(t)) + (D' - \tilde{d}(t)) \times (V + \tilde{v}(t)) \right] \quad (2.4)$$

$$L \frac{d \langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \underbrace{\left[DV_g + D'V_g - D'V \right]}_{DC_termes} + \underbrace{\left[D\tilde{v}_g(t) + D'\tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \right]}_{Equation_1^{er}_order} + \underbrace{\left[\tilde{d}(t)\tilde{v}(t) \right]}_{Equation_2^{eme}_order} \quad (2.5)$$

Pour avoir un modèle linéaire, nous allons nous contenter que des termes de premier ordre. Donc on obtient :

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = D\tilde{v}_g(t) + D'\tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \quad (2.6)$$

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = \tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \quad (2.7)$$

$$c \frac{d(V + \tilde{v}(t))}{dt} = (D' - \tilde{d}(t)) (I + \tilde{i}(t)) - \frac{(V + \tilde{v}(t))}{R} \quad (2.8)$$

$$c \frac{d(V + \tilde{v}(t))}{dt} = \underbrace{\left[D'I - \frac{V}{R} \right]}_{DC_terme} + \underbrace{\left[\left(D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \right) \right]}_{Equation_1^{er_ordre}} + \underbrace{\left[-\tilde{d}(t)\tilde{i}(t) \right]}_{Equation_2^{eme_ordre}} \quad (2.9)$$

$$c \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} = D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \quad (2.10)$$

D'après les équations (2.9) et (2.10), on peut construire le schéma canonique équivalent du modèle dynamique de l'hacheur série-parallel (Boost) [1] :

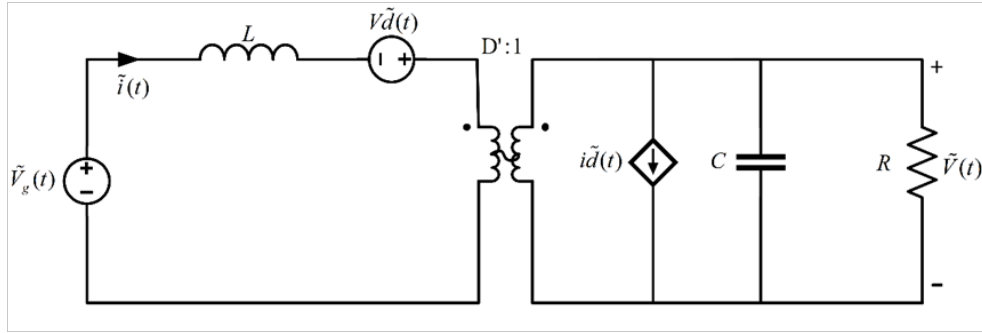


FIGURE 2.1 – Schéma canonique équivalent du modèle dynamique hacheur parallèle idéal en mode continu.

2.3 Fonction de transfert du convertisseur

Dans cette partie, les fonctions de transfert du convertisseur seront développées, en se basant sur le schéma canonique développé précédemment. La sortie \tilde{v} du convertisseur dépend de deux variables à savoir \tilde{d} et \tilde{v}_g .

$$\tilde{v} = G_d\tilde{d} + G_v\tilde{v}_g \quad (2.11)$$

$$G_d = \left. \frac{\tilde{v}}{\tilde{d}} \right|_{\tilde{v}_g=0} \quad (2.12)$$

$$G_v = \left. \frac{\tilde{v}}{\tilde{v}_g} \right|_{\tilde{d}=0} \quad (2.13)$$

$$G_{vg}(s) = \left(\frac{1}{D'}\right) \frac{1}{1 + s\frac{L}{D'^2R} + s^2\frac{LC}{D'^2}} \quad (2.14)$$

$$G_{vd}(s) = \left(\frac{V}{D'}\right) \frac{\left(1 - s\frac{L}{D'^2R}\right)}{\left(1 + s\frac{L}{D'^2R} + s^2\frac{LC}{D'^2}\right)} \quad (2.15)$$

Les fonctions G_d et G_v peuvent être présentées sous la forme canonique d'un système du 2^{eme} ordre.

$$G_{vg}(s) = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.16)$$

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.17)$$

Par identification :

$$G_{g0} = \frac{1}{D'} \text{ et } \omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}}, \quad Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.18)$$

$$G_{d0} = \frac{V}{D'} \text{ et } \omega_z = \frac{D'^2R}{DL}, \quad \omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}}, \quad Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.19)$$

Avec : Q (facteur de puissance).

Remarque : il est important de noter la présence d'un zéro avec un signe moins dans la fonction de transfert G_{vd} connu sous le nom *Right half-plan zero*. Ce dernier va forcer la sortie en régime transitoire à haute fréquence à aller au sens opposé de sa valeur finale [2].

2.4 Modèle dynamique dans le mode de conduction discontinu

2.4.1 Modèle moyen des interrupteurs (Switch averaged modelling)

Dans cette section, nous allons adopter une autre approche de modélisation du convertisseur, connue sous le nom : *modèle moyen des interrupteurs (switch averaged modelling)*. L'avantage d'utiliser une telle approche est qu'elle permet de fournir une méthode systématique et simple dans l'analyse du convertisseur en régime statique et dynamique. Aussi, elle est recommandée dans l'analyse des convertisseurs en mode discontinu [1].

Cette technique repose sur les étapes suivantes [1] :

- Séparer les interrupteurs du circuit et les convertir sous forme d'un quadripôle.
- déterminer les formes d'ondes des courants et des tensions de chaque interrupteur et calculer leurs valeurs moyennes.
- Trouver une relation directe entre les grandeurs des interrupteurs (courant et tension).

2.4.2 Modèle moyen des interrupteurs du boost en discontinu

Afin d'obtenir un modèle du convertisseur boost en régime discontinu, nous allons suivre les étapes citées ci-dessous.

1)-le convertisseur boost peut être représenté comme suite :

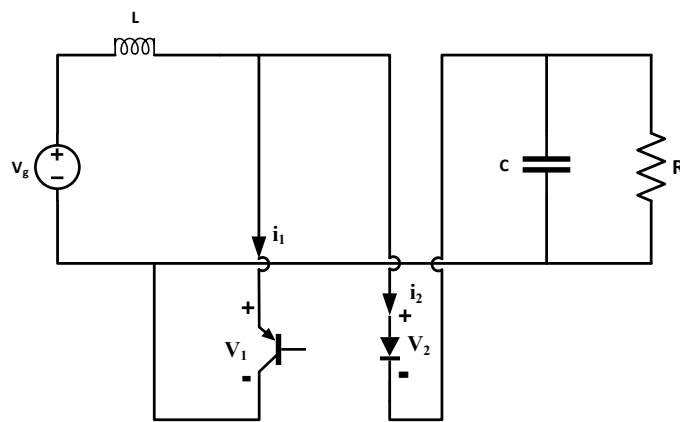


FIGURE 2.2 – Modèle moyen des interrupteurs du boost en discontinu.

Les formes d'ondes des courants et des tensions des interrupteurs en régime discontinu peuvent être représentées comme suit :

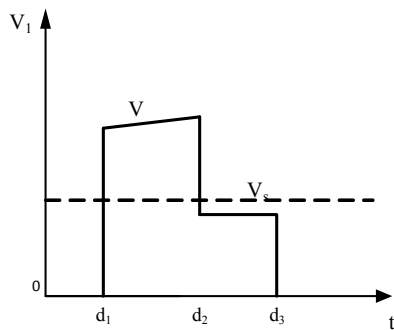


FIGURE 2.3 – Forme d'onde de tension V_1 .

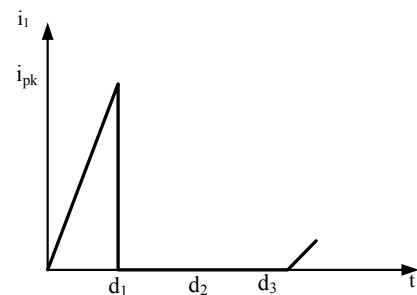


FIGURE 2.4 – Forme d'onde du courant i_1 .

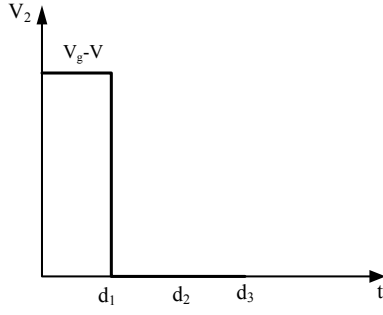


FIGURE 2.5 – Forme d'onde de tension V_2 .

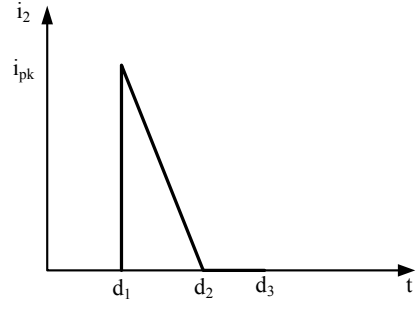


FIGURE 2.6 – Forme d'onde du courant i_2 .

Les valeurs moyennes des grandeurs des deux interrupteurs peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{aligned} \langle V_2 \rangle &= d_1(t)(V_g - V) \\ \langle i_2 \rangle &= d_2(t) \langle i_2 \rangle \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \langle V_1 \rangle &= d_1(t)V + d_3V_g \\ \langle i_1 \rangle &= d_1(t)i_2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.4.3 Modèle dynamique du boost en discontinu

Étant donné que les équations du boost sont non linéaires, il est nécessaire de linéariser le modèle autour d'un point de fonctionnement, donc les grandeurs du convertisseur deviennent :

$$\begin{cases} v_g(t) = V_g + \tilde{v}_g(t) \\ v_1(t) = V_1 + \hat{v}_1(t) \\ v_2(t) = V_2 + \hat{v}_2(t) \\ v(t) = V + \tilde{v}(t) \\ i_1(t) = I_1 + \tilde{i}_1(t) \\ i_2(t) = I_2 + \tilde{i}_2(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \end{cases} \quad (2.22)$$

Remplaçons les termes de l'équation (2.22) dans les équations (2.21) et (2.20) on obtient [1] :

$$\begin{aligned} \langle \hat{i}_1 \rangle &= \left[\frac{\hat{v}_1}{r_1} + j_1 \hat{d} + g_1 \hat{v}_2 \right] \\ \langle \hat{i}_2 \rangle &= \left[-\frac{\hat{v}_2}{r_2} + j_2 \hat{d} + g_2 \hat{v}_1 \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Par identification :

$$\frac{1}{r_1} = \frac{1}{R_e(D)} \quad (2.24)$$

$$g_1 = \frac{1}{R_e} \quad (2.25)$$

$$j_1 = \frac{2(1-M)V_1}{DR_e} \quad (2.26)$$

$$\frac{1}{r_2} = \frac{1}{R} = \frac{1}{M^2 R_e} \quad (2.27)$$

$$g_2 = \frac{2-M}{MR_e} \quad (2.28)$$

$$j_2 = \frac{2(1-M)V_1}{DMR_e} \quad (2.29)$$

D'après les équations (2.27) et (2.28), on peut construire le schéma canonique équivalent du modèle dynamique de l'hacheur série-parallèle (Boost) [1].

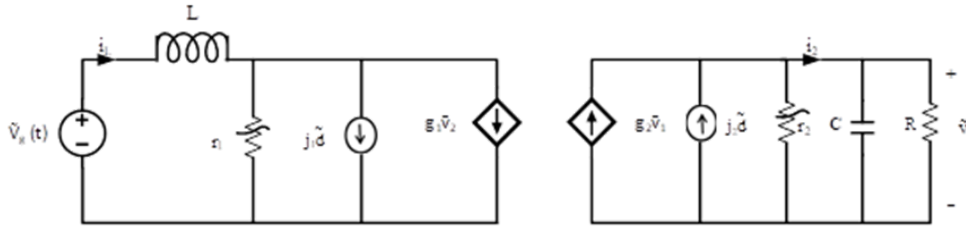


FIGURE 2.7 – Schéma canonique équivalent du modèle dynamique hacheur parallèle idéal en mode discontinu.

2.5 Fonction De transfert du convertisseur en discontinu

Dans cette partie, les fonctions de transfert du convertisseur seront développées, en se basant sur le schéma canonique développé précédemment [1] :

$$G_{vg}(s) = (M) \frac{1}{1 + s \left(\frac{(M-1)RC}{2M-1} \right)} \quad (2.30)$$

$$G_{vd}(s) = \left(\frac{2V}{D} \frac{M-1}{2M-1} \right) \frac{1}{\left(1 + s \frac{(M-1)RC}{2M-1} \right)} \quad (2.31)$$

$$G_{vg}(s) = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{W_p}} \quad (2.32)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{G_{d_0}}{1 + \frac{s}{W_p}} \quad (2.33)$$

Par identification :

$$G_{g_0} = M \text{ et } M = \frac{1 + \sqrt{1 + 4R/R_e}}{2} \quad (2.34)$$

$$G_{d_0} = \frac{2V}{D} \frac{M - 1}{2M - 1} \text{ et } \omega_p = \frac{2M - 1}{(M - 1)RC} \quad (2.35)$$

2.6 Commande du convertisseur en boucle fermée

Dans cette partie, nous allons essayer de synthétiser un contrôleur de type *PI* afin de contrôler la tension de sortie dans les deux modes (continu et discontinu).

2.6.1 Mode continu

La structure du réglage de la tension de ce convertisseur en boucle fermée est donnée comme suit :

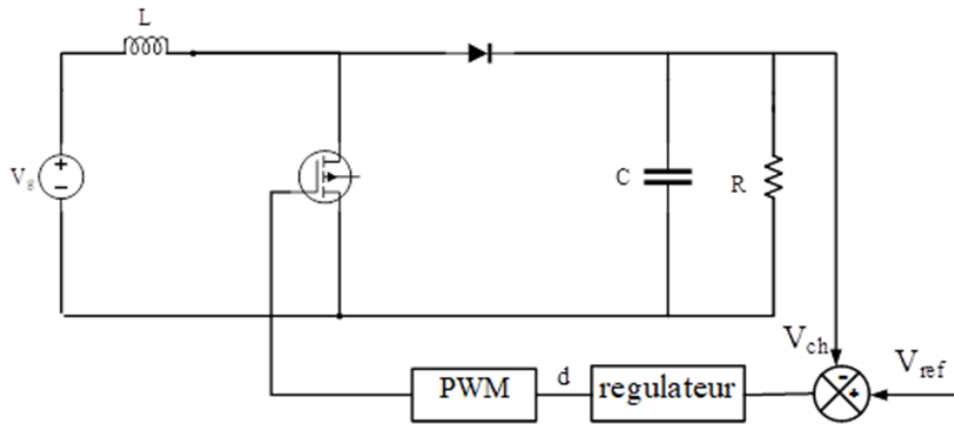


FIGURE 2.8 – Convertisseur boost en boucle fermée.

Le schéma bloc en boucle fermée du système est représenté par la figure suivante [1] :

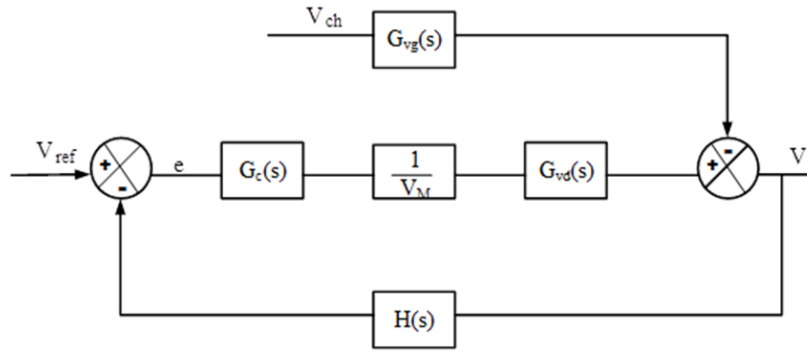


FIGURE 2.9 – Convertisseur boost en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est :

$$G_{BF} : \tilde{v} = \frac{1}{H(S)} \frac{T_i}{1 + T_i} \tilde{v}_{ref} + \frac{1}{1 + T_i} \tilde{v}_g \quad (2.36)$$

Avec : $T_i = \frac{H(s)G_c(s)G_d(s)}{V_m}$ fonction de transfert de la chaîne directe.

Si on choisit $G_c(s)$ tel que le gain de la fonction $T_i(s)$ est très supérieur à 1 c'est-à-dire $\|T_i\| \gg 1$ on peut déduire que :

$$\tilde{v} = \frac{1}{H(s)} \tilde{v}_{ref}, \text{ avec : } \begin{cases} \frac{T_i}{1 + T_i} = 1 \\ \frac{1}{1 + T_i} = 0 \end{cases} \quad \|T_i\| \gg 1 \quad (2.37)$$

Résultats de simulation

Afin de valider le modèle du convertisseur développé, nous allons procéder à un test de simulation pour étudier le comportement temporel et fréquentiel du boost en boucle fermée. La figure suivante représente le modèle sur Matlab Simulink de notre convertisseur (boost) en boucle fermée.

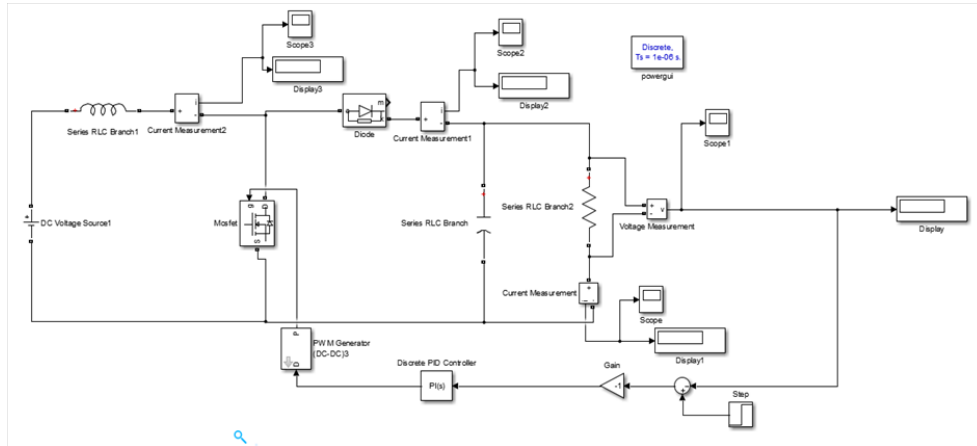


FIGURE 2.10 – Convertisseur (Boost) en boucle fermé en tension.

Les paramètres de l'hacheur dans le mode continu sont illustrés dans le tableau suivant :

Grandeur	V_g	R	L	C	D(rapport cyclique)
Valeur	20v	50ohm	1mh	470 μ F	0.5

TABLE 2.1 – Paramètres boost en mode continu.

La figure 2.10 illustre la réponse fréquentielle de la fonction de transfert T_i avec $G_c = 1$. On peut constater que le gain de T_i est égal 1 à la fréquence 15000rad/s avec une marge de phase positive égale à 118. Afin d'améliorer les performances de la commande, nous allons synthétiser un régulateur de type PI

La figure 2.12 représente la réponse fréquentielle de la fonction de transfert T_i pour un $G_c = PI$. La fonction de transfert du contrôleur PI peut être écrite comme suit :

$$G_C(s) = G_{\infty} \cdot \left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \quad (2.38)$$

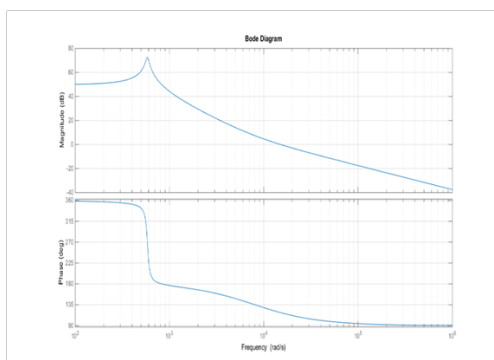


FIGURE 2.11 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode CCM sans réglage.

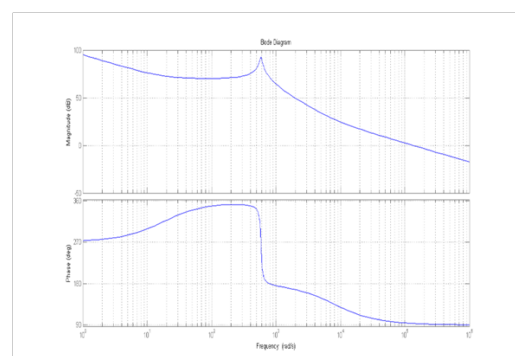


FIGURE 2.12 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode CCM avec réglage.

Ce type de régulateur est utilisé pour améliorer la réponse en boucle fermée en basse fréquence en choisissant un grand gain de G_c . Aussi, il est recommandé de choisir un gain inférieur à la fréquence de résonance du convertisseur [13].

On constate qu'une augmentation du gain permet d'augmenter la fréquence f_c (cross over frequency) qui garantit une grande marge de fréquence dont $Ti \gg 1$. Aussi on peut voir clairement que la marge de phase est positive ce qui permet de garantir la stabilité du convertisseur.

La figure 2.12 présente la réponse de la tension de sortie en adoptant le régulateur PI , on remarque que la tension de sortie suit la référence avec une très bonne dynamique ce qui montre que la synthèse de ce régulateur est bien réalisée.

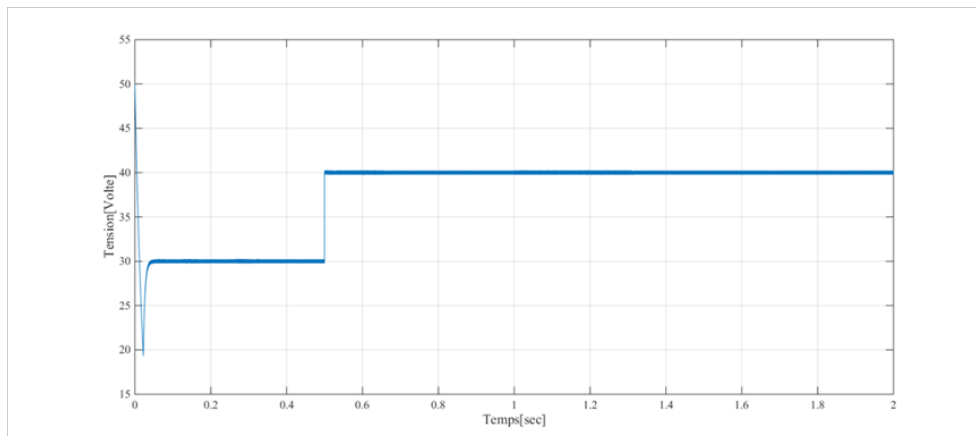


FIGURE 2.13 – Allure de tension de sortie en continu.

2.6.2 Mode discontinu

Afin de provoquer le mode discontinu dans le convertisseur, nous allons changer certains paramètres à savoir la charge, ainsi les paramètres deviennent :

Grandeur	V_g	R	L	C	D(rapport cyclique)
Valeur	20v	2000ohm	1mh	470 μF	0.5

TABLE 2.2 – Paramètres du convertisseur boost en mode DCM.

En se basant sur le même raisonnement développé pour la commande du boost en mode continu, un régulateur de type PI est adopté pour la commande de la tension de sortie.

La figure 2.14 illustre la réponse fréquentielle de la fonction de transfert Ti avec $G_c = 1$. On peut constater que le gain de Ti est égal 1 à la fréquence 69.8rad/s avec une marge de phase positive égale à 91.1

La figure 2.15 représente la réponse fréquentielle de la fonction de transfert Ti pour un $G_c = PI$. Noter qu'on a utilisé les fonctions de transfert calculées sous le mode de conduction discontinu.

On constate que l'augmentation du gain permet d'augmenter la fréquence f_c (cross over frequency) qui garantit une grande marge de fréquence dont $Ti \gg 1$. Aussi On peut voir clai-

rement que la marge de phase est positive ce qui permet de garantir la stabilité du convertisseur

La figure 2.16 présente la réponse de la tension de sortie en adoptant le régulateur PI , on remarque que la poursuite de la tension de sortie est acceptable.

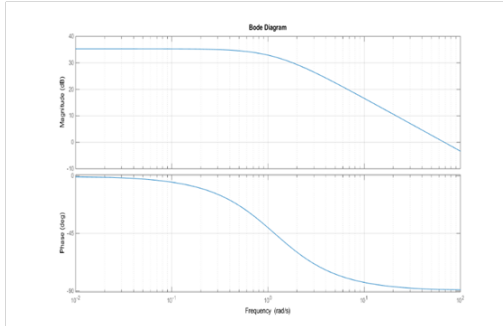


FIGURE 2.14 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode DCM sans réglage.

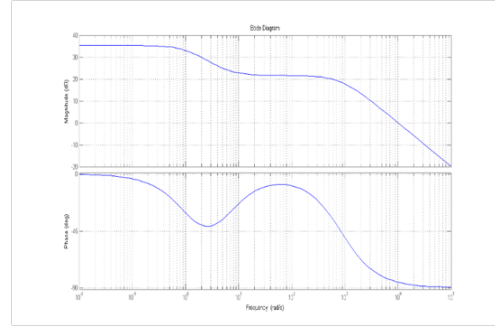


FIGURE 2.15 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert G_{vd} en boucle fermée tension du convertisseur en mode DCM avec réglage.

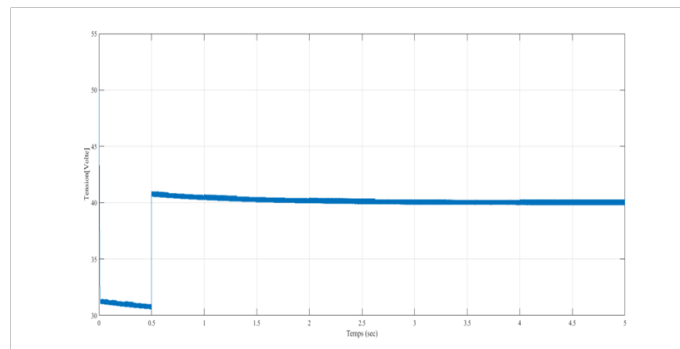


FIGURE 2.16 – Allure de tension sortie en discontinu.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés la modélisation dynamique du convertisseur de Boost dans les deux modes de conduction (CCM et DCM). L'idée principale est de développer des modèles linéaires simples permettant de calculer les fonctions de transferts afin d'étudier le comportement temporel et fréquentiel du boost. On a remarqué que dans le mode de conduction continu et discontinu le régulateur PI a donné de bonnes performances. Dans la suite de ce travail nous allons développer une autre structure de commande qui permet de contrôler le courant et la tension.

Chapitre 3

Contrôle en courant du convertisseur Boost

3.1 Introduction

Ce chapitre traitera une autre technique de contrôle du convertisseur boost qui a une large application dans l'industrie qui est le contrôle du courant maximum (*peak mode control*), dans lequel on ajoutera une boucle interne à la boucle de la tension de sortie du convertisseur. En outre, dans le mode de conduction discontinu, on fera appel à la technique de modélisation présentée au chapitre précédent à savoir modèle des interrupteurs moyens (*averaged switch modeling*). Les résultats de simulation montrent les performances de contrôle pour chaque mode.

3.2 Commande du courant du convertisseur boost en mode continu (CCM)

3.2.1 Principe de la commande

La structure de base d'un convertisseur boost avec contrôle du courant est illustrée dans la figure 3.1. Une impulsion à l'entrée déclenche la période de commutation, provoquant l'activation du MOSFET. Alors que le transistor conduit, son courant est égal au courant de l'inductance, ce courant augmente avec une certaine pente positive qui dépend de la valeur de l'inductance et des tensions du convertisseur. Finalement, le courant de commutation devient égal au signal de commande. À ce stade, le contrôleur éteint le transistor et le courant de l'inducteur diminue pendant le reste de la période de commutation. Le rapport cyclique $d(t)$ est ainsi ajusté pour fournir le courant de charge nécessaire à la tension de sortie désirée. Le courant $I_L(t)$, le courant de contrôle et le rapport cyclique D sont illustrés dans la figure 3.2.

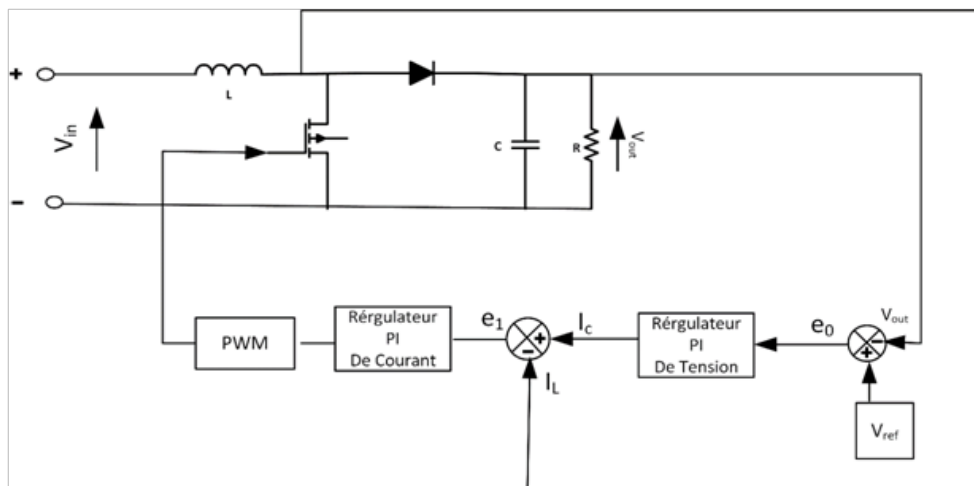


FIGURE 3.1 – Schéma bloc de la régulation.

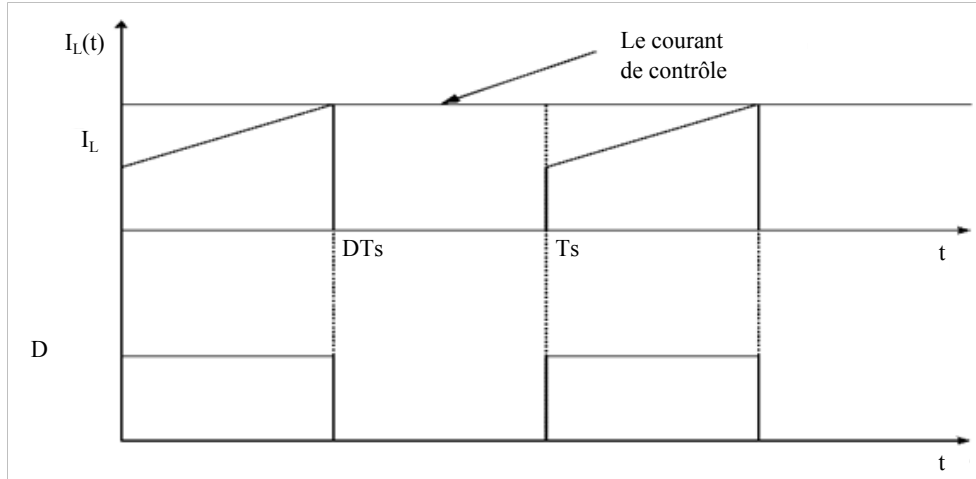


FIGURE 3.2 – Forme des courants d'inductance et de la diode.

3.2.2 Modèle simple par approche algébrique

Le modèle linéaire du convertisseur boost qui a été abordé en chapitre 2 est donné comme suit [4] :

$$L \frac{di(t)}{dt} = v_g(t) + d(t)V - D'v(t) \quad (3.1)$$

$$C \frac{dv(t)}{dt} = D'i(t) - \frac{v(t)}{R} - Id(t) \quad (3.2)$$

Les transformées de Laplace de ces équations, avec des conditions initiales fixées à zéro, sont :

$$\begin{aligned} sLi(s) &= v_g(s) + d(s)V - D'v(s) \\ sCv(s) &= D'i(s) - \frac{v(s)}{R} - Id(s) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Pour faciliter l'analyse, on va poser l'approximation suivante :

$$i_L(s) = i_{c0}(s)$$

Cette approximation, peut nous aider maintenant à trouver une relation entre le courant de contrôle et le rapport cyclique comme suit :

$$\begin{aligned} sLi(s) &= v_g(s) + d(s)V - D'v(s) \\ d(s) &= \frac{sLi(s) - v_g(s) + D'v(s)}{V} \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$sCv(s) = D'i(s) - \frac{v(s)}{R} - I \frac{sLi(s) - v_g(s) + D'v(s)}{V} \quad (3.5)$$

Ces équations peuvent être utilisées pour construire un circuit représentant le modèle linéaire du convertisseur boost en mettant la relation entre les ports d'entrée et de sortie du convertisseur. $sCv(s)$ et le courant du condensateur de sortie. $i_c(s)$ Le terme est représenté sur la figure 3.3 Par un indépendant [1]

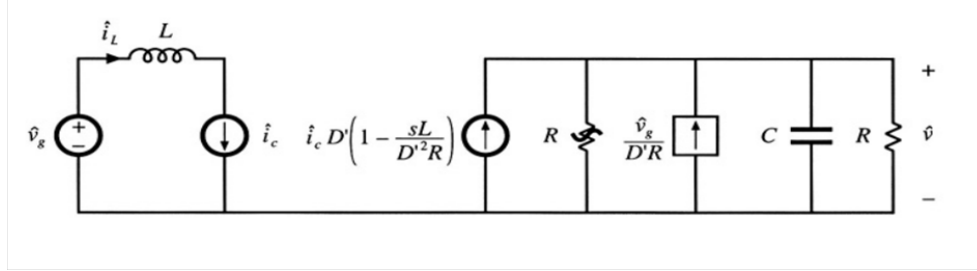


FIGURE 3.3 – Circuit équivalent à deux ports utilisés pour modéliser le Boost en mode CCM.

3.2.3 Fonction de Transfert de la boucle externe de la tension

Selon le modèle précédent, on peut déduire les fonctions de transfert nécessaires pour le contrôle du courant [1] :

La fonction de transfert reliant la tension de sortie au courant de contrôle $i_c(s)$:

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}}{\hat{i}_c} = \frac{D'R}{2} \frac{\left(1 - s \frac{L}{D^2 R}\right)}{\left(1 + s \frac{RC}{2}\right)} \quad (3.6)$$

La fonction de transfert reliant le courant i_{c0} au rapport cyclique d :

$$G_{id} = \frac{2V}{D^2 R} \frac{\left(1 + s \frac{RC}{2}\right)}{\left(1 + s^2 \frac{LC}{D^2} + s \frac{L}{D^2 R}\right)} \quad (3.7)$$

3.2.4 Résultats de simulation

Nous allons développer dans cette section les simulations du modèle du convertisseur en boucle fermée. Les paramètres du convertisseur Boost sont :

Grandeur	V_g	L	C	R	F_s	V_{ref}	D
Valeur	20V	1mH	470μF	50Ω	10000 Hz	40	0.5

TABLE 3.1 – Paramètres du convertisseur Boost.

Réglage de la boucle interne (réglage du courant)

Afin de tester la boucle de régulation interne, nous avons effectué un test de simulation illustré dans la figure 3.4 avec une référence de 1.

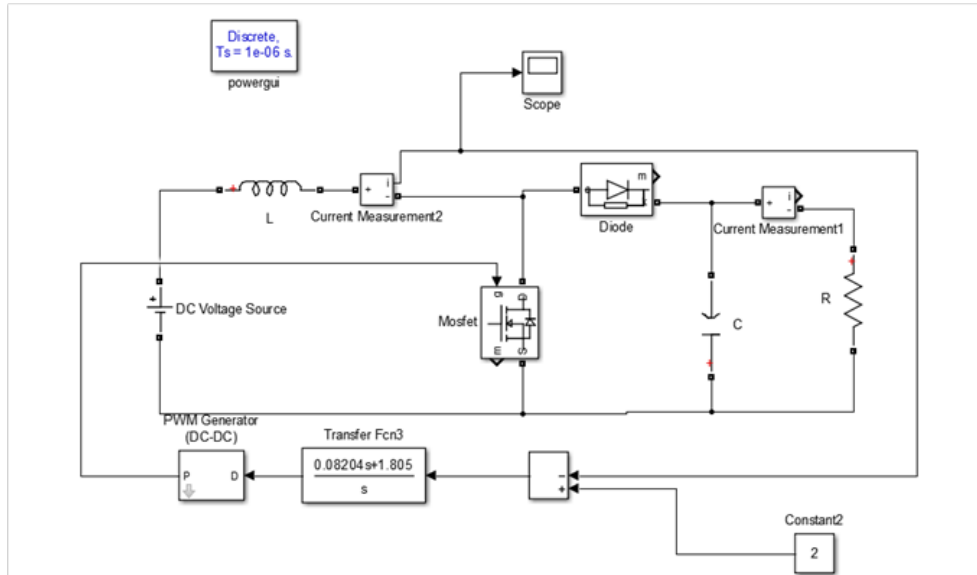


FIGURE 3.4 – Schéma bloc de la boucle de régulation interne

La figure 3.5 représente la réponse temporelle du courant de l'inductance (ou courant contrôlé i_{co}). On constate que le courant mesuré suit la référence.

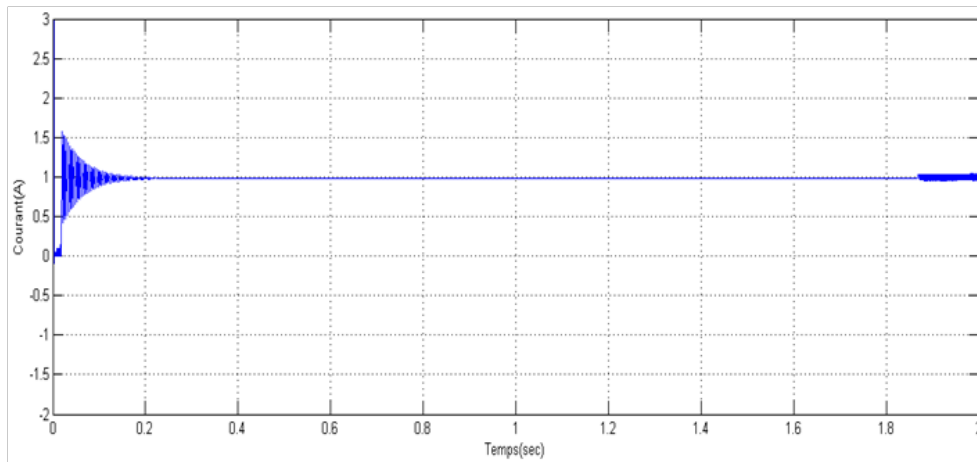


FIGURE 3.5 – Réponse temporelle du courant d'inductance

Réglage de la boucle externe (réglage de la tension)

Afin de tester la boucle de régulation interne, nous avons effectué des tests de simulations en se basant sur le bloc illustré dans la figure 3.6.

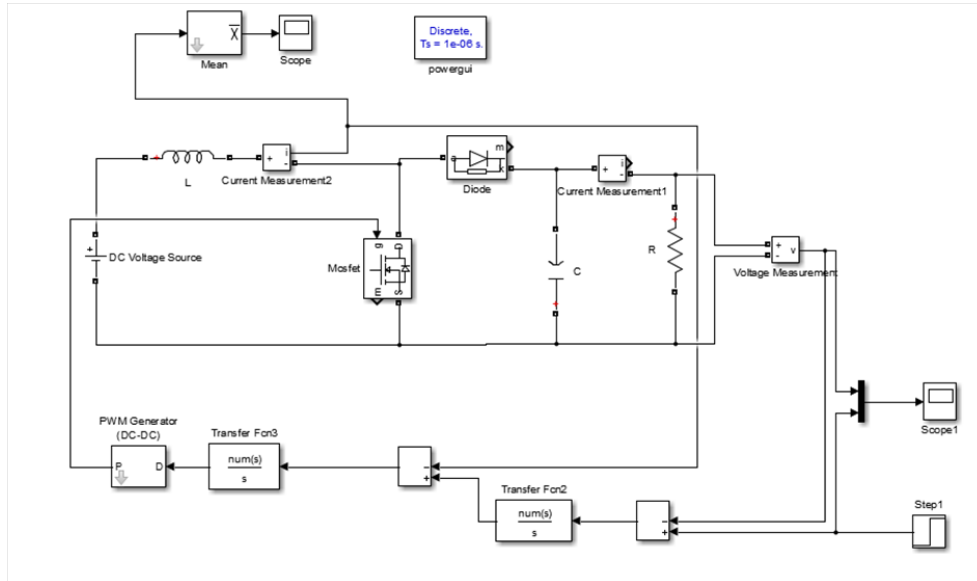


FIGURE 3.6 – Schéma bloc de la régulation.

Les figures 3.7 et 3.8 Représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} en boucle fermée du convertisseur boost avec et sans réglage.

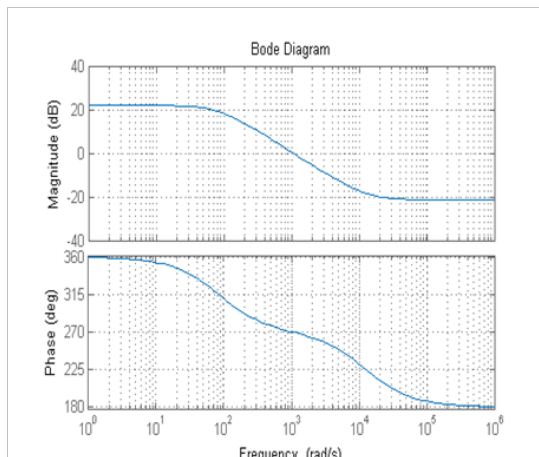


FIGURE 3.7 – Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} sans réglage

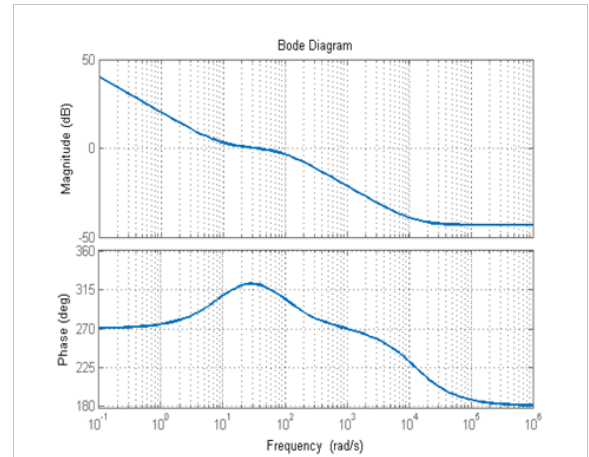


FIGURE 3.8 – Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} avec réglage.

Les figures 3.9 et 3.10 représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{vd} en boucle fermée du convertisseur Boost avec et sans réglage.

Les résultats montrent la réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle interne et externe, pour la figure 3.7 en considérant le régulateur. On peut constater que le gain de Ti est égal 1 à la fréquence 10KHz . Donc la région où la fréquence est inférieure au contrôle de la sortie est acceptable.

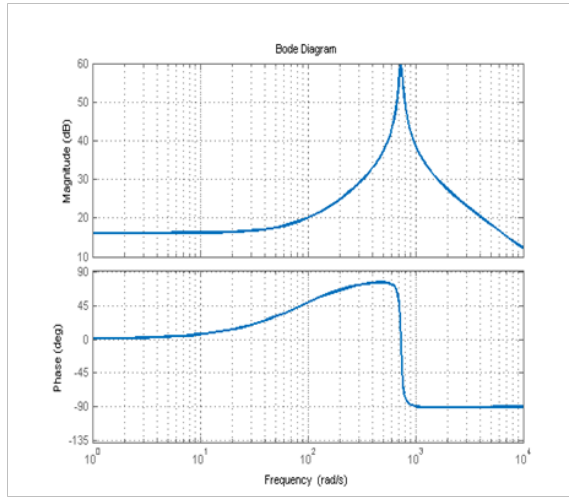


FIGURE 3.9 – Réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{vd} sans réglage.

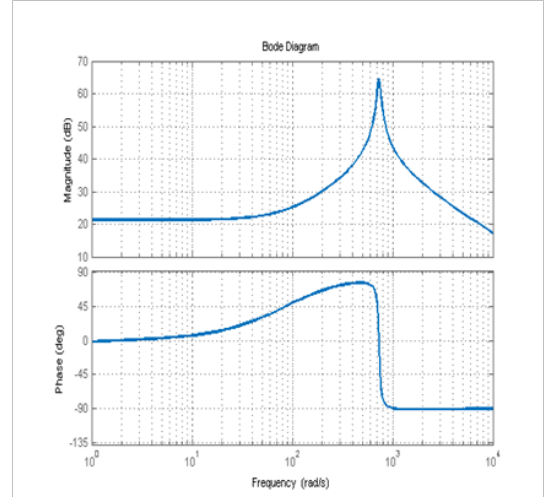


FIGURE 3.10 – Réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{vd} avec réglage.

Afin d'améliorer notre commande et augmenter la fréquence f_c et assurer une marge de phase (positive), nous allons adopter un régulateur de type PI positionné en cascade dont la fonction de transfert est égale à $G(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)$.

Les figures 3.8 illustrent la réponse fréquentielle de la fonction de transfert Ti avec régulateur PI . On peut voir clairement que la fréquence f_c a augmenté ce qui garantit une grande marge de fréquence dont $Ti \gg 1$ avec une amélioration de la marge de phase qui signifie une garantie de la stabilité de notre système.

Les figures 3.11, 3.12 représentent respectivement la réponse temporelle de la tension de sortie et de courant de l'inductance du convertisseur Boost. On peut constater que la tension de sortie suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique.

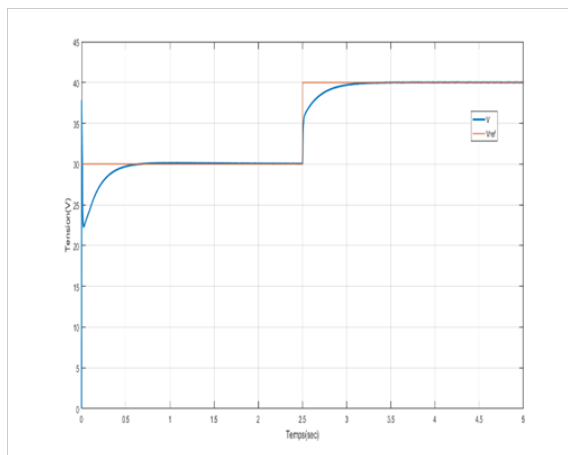


FIGURE 3.11 – Réponse temporelle de la tension de sortie.

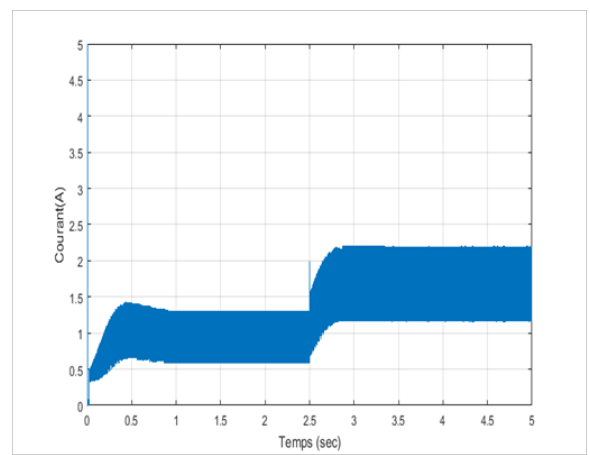


FIGURE 3.12 – Réponse temporelle du courant d'inductance.

3.3 Commande du courant du convertisseur boost en mode discontinu (DCM)

Les convertisseurs fonctionnant dans le mode de conduction discontinu peuvent être décrits en utilisant les approches de modélisation des interrupteurs moyen dans laquelle on trouve que la tension et le courant moyens du transistor suivent une caractéristique de puissance, tandis que la tension moyenne et le courant moyen de la diode obéissent à une caractéristique de source d'alimentation. La perturbation et la linéarisation de ces caractéristiques conduit à un circuit équivalent qui modélise les convertisseurs fonctionnant dans le CPM (mode de contrôle du courant) en mode discontinu [4].

3.3.1 Fonction de transfert du convertisseur en mode discontinu

En utilisant le modèle du convertisseur développé dans le chapitre deux qui concerne la dynamique du boost en mode discontinu et en se basant sur le schéma équivalent, il est possible de calculer les fonctions de transferts adaptés au contrôle du courant du convertisseur. Alors la fonction de transfert de contrôle à la sortie devient G_{id} :

$$G_{id} = \left. \frac{\hat{v}}{\hat{i}_c} \right| = \frac{G_{c0}}{1 + \frac{s}{wp}} \quad (3.8)$$

$$\text{Avec : } G_{c0} = f_2(RPr2) \quad (3.9)$$

$$\text{Et : } w_p = \frac{1}{(RPr2)C} \quad (3.10)$$

Et G_{vd} devient :

$$G_{vd} = \left. \frac{\hat{v}}{\hat{v}_g} \right| = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{W_p}} \quad (3.11)$$

$$\text{Avec : } G_{g0} = g_2(RPr2) \quad (3.12)$$

$$\text{Et : } g_2 = \frac{1}{R} \left(\frac{M}{M-1} \right) \quad (3.13)$$

$$f_2 = 2 \frac{I_2}{I_c} \quad (3.14)$$

$$\text{Et : } r2 = R \left(\frac{M-1}{M} \right) \quad (3.15)$$

Les figures 3.13 et 3.14 représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} en boucle fermée du convertisseur boost avec et sans régulateur.

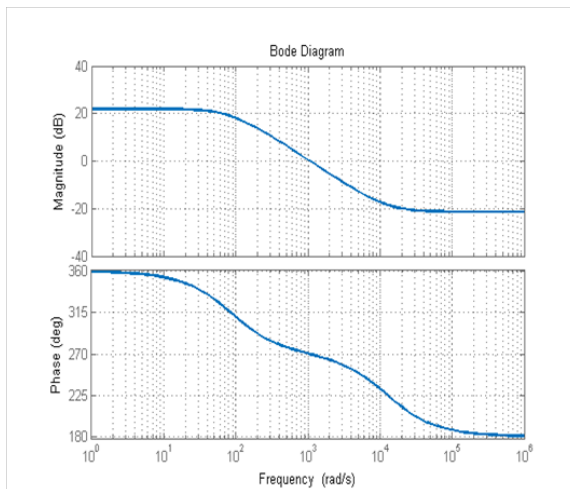


FIGURE 3.13 – la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} sans régulation.

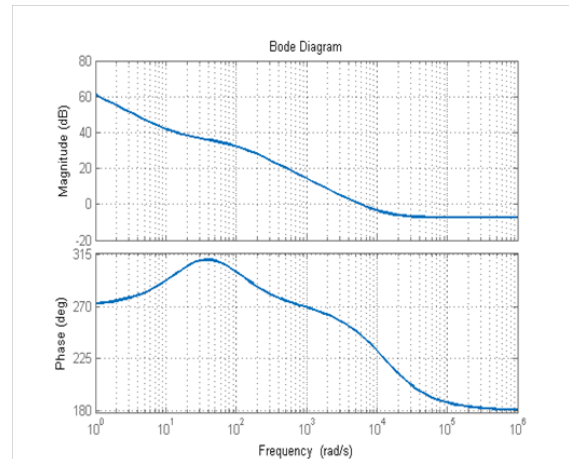


FIGURE 3.14 – la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} avec régulation.

Les figures 3.15 et 3.16 représentent respectivement la réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{vd} en boucle fermée de convertisseur Boost avec et sans régulateur.

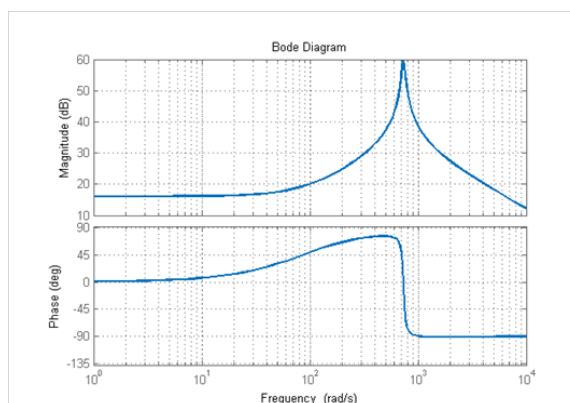


FIGURE 3.15 – la réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{id} Sans régulation.

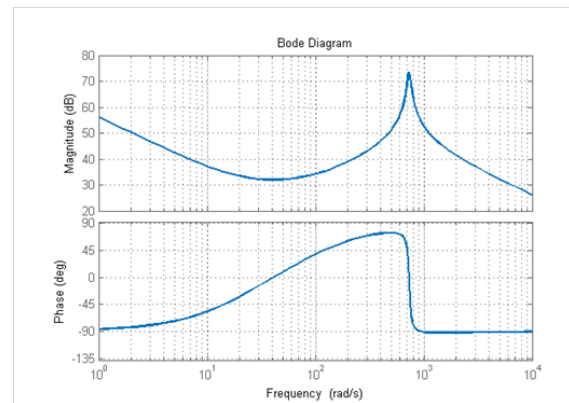


FIGURE 3.16 – la réponse fréquentielle de fonction de transfert G_{id} Avec régulation.

Les figures 3.17, 3.18 représentent respectivement la réponse temporelle de la tension de sortie et de courant de l'inductance du convertisseur Boost. On peut constater que la tension de sortie suit la référence avec une dynamique acceptable.

Les résultats montrent la réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle interne et externe. Pour la figure 3.18 en considérant le régulateur $g(s) = 1$. On peut constater que le gain de Ti est égal 1 à la fréquence 936KHz . Donc la région où la fréquence est inférieure à f_c le contrôle de la sortie est acceptable.

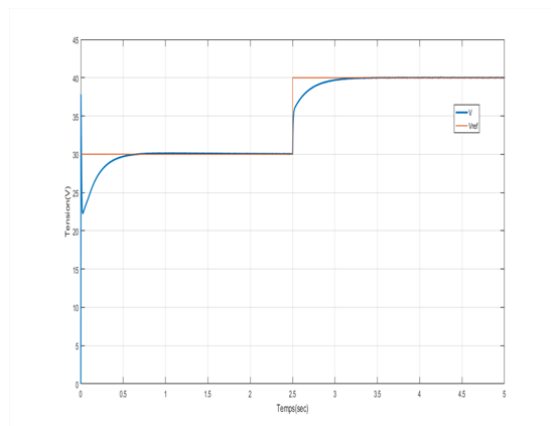


FIGURE 3.17 – réponse temporelle de la tension de sortie en discontinu.

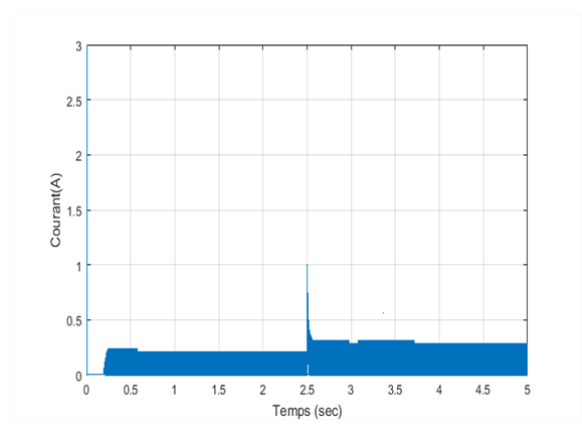


FIGURE 3.18 – réponse temporelle du courant d'inductance en discontinu.

En adoptant un régulateur de type PI pour les deux boucle internes et externes, on peut voir clairement qu'une large fréquence f_c (cross over frequency) est obtenue avec une augmentation du gain en basse fréquence. La marge de stabilité est positive ce qui signifie que le système est stable.

En outre, la réponse temporelle (3.18) montre que le suivi de la tension de référence est bien réalisé.

3.4 Conclusion

Le troisième chapitre, a été consacré à l'étude du convertisseur en boucle fermée contrôlé en mode courant (CPM), dans le mode continu et le mode discontinu. Après la présentation des modèles nécessaires pour la synthèse des régulateurs, nous avons effectué des tests de simulations montrant la validité de notre contrôle.

Chapitre 4

Réalisation du Boost

4.1 Introduction

Ce chapitre présente la réalisation pratique du convertisseur Boost. L'idée consiste à simuler le système sous logiciel PROTEUS par l'élaboration d'un schéma détaillé contenant le circuit de commande (microcontrôleur et driver) et le circuit de puissance (Boost), ainsi le programme de régulation implanté dans le microcontrôleur ATmega328. Ensuite nous allons essayer de mettre en œuvre la réalisation pratique de notre convertisseur. A la fin des résultats expérimentaux vont être présentés.

Dans la suite de cette partie nous allons développer, les éléments essentiels pour la mise en œuvre pratique du convertisseur.

4.2 Choix des composants

4.2.1 Carte Arduino

Un module Arduino est généralement construit autour d'un microcontrôleur Atmel AVR (ATmega328, ATmega32u4 ou ATmega2560 pour les versions récentes, ATmega168, ATmega1280 ou ATmega8 pour les plus anciennes), et de composants complémentaires qui facilitent la programmation et l'interfaçage avec d'autres circuits. Chaque module possède au moins un régulateur linéaire 5V et un oscillateur à quartz 16MHz (ou un résonateur céramique dans certains modèles), Le microcontrôleur est préprogrammé avec un bootloader de façon à ce qu'un programmeur dédié ne soit pas nécessaire.

Caractéristiques principales de la carte

Microcontrôleur	ATMega328p
Flash KO	32
EEPROM KO	1
SRAM	2
Broches d'E/S numériques(PWM)	14(6)
Courant (mA)	46
Type d'interface USB	ATmega16U2
Dimensions (mm)	68,6mm * 53,3mm

TABLE 4.1 – caractéristique de la carte arduinouno.

Elle contient tout ce qui est nécessaire pour le fonctionnement du micro-contrôleur, il suffit simplement de la connecter à un ordinateur à l'aide d'un câble USB (ou de l'alimenter avec un adaptateur secteur ou une pile, mais ceci n'est pas indispensable, l'alimentation étant fournie par le port USB). [10]

La carte Arduino Uno diffère de toutes les autres cartes car elle n'utilise pas le circuit intégré FTDI usb-vers-série. A la place, elle utilise un Atmega8U2 programmé en convertisseur USB-vers-série

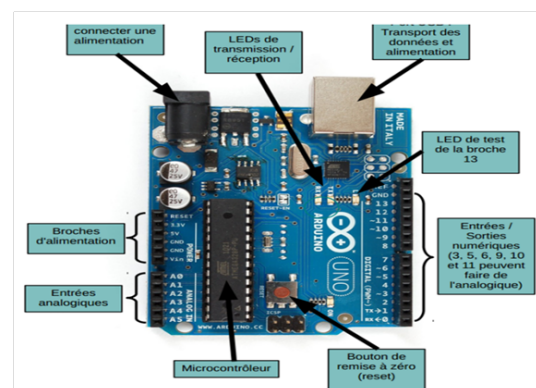


FIGURE 4.1 – Brochages de la carte Arduino Uno.

4.2.2 Transistor MOS FET

Le convertisseur DC/DC est basé sur un Transistor de type MOSFET IRF 840, commandé par un signal MLI complétement par le driver HCNW 3120. Nous avons porté notre choix sur ce type de transistor pour plusieurs raisons [11]

- Il est commandé par la grille en tension et non en courant comme les transistors bipolaires.
- Il supporte une tension entre son Drain et sa Source de 500V.
- Il supporte un courant de Drain de 8 A, à température ambiante et de 5A à 100°C.
- Il possède une faible résistance entre son Drain et sa Source à l'état fermé

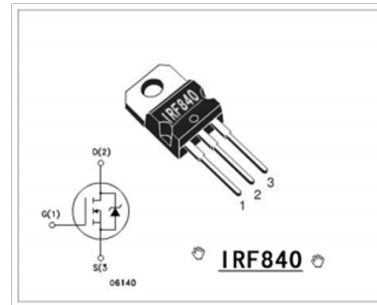


FIGURE 4.2 – Transistor de type MOSFET IRF 840.

Transistor à effet de champ	Symbole
Le drain	<i>D</i>
La grille	<i>G</i>

TABLE 4.2 – abréviation Mosfet.

4.2.3 HCNW3120 Optocoupleur

HCNW 3120 2.5 A Optocouplers GAT drive « Datasheet HCNW 3120» [12].



FIGURE 4.3 – optocoupleur HCNW3120.

4.3 Implémentation sous Proteus

Proteus est un suite logiciel destiné à l'électronique, développé par la société Labcenter Electronics. L'avantage d'un tel logiciel est de permettre d'analyser le comportement physique des composants et leurs interactions. la figure 4.4 représente le convertisseur Boost sous le logiciel Proteus. Nous allons garder les mêmes paramètres utilisés dans le chapitre précédent.

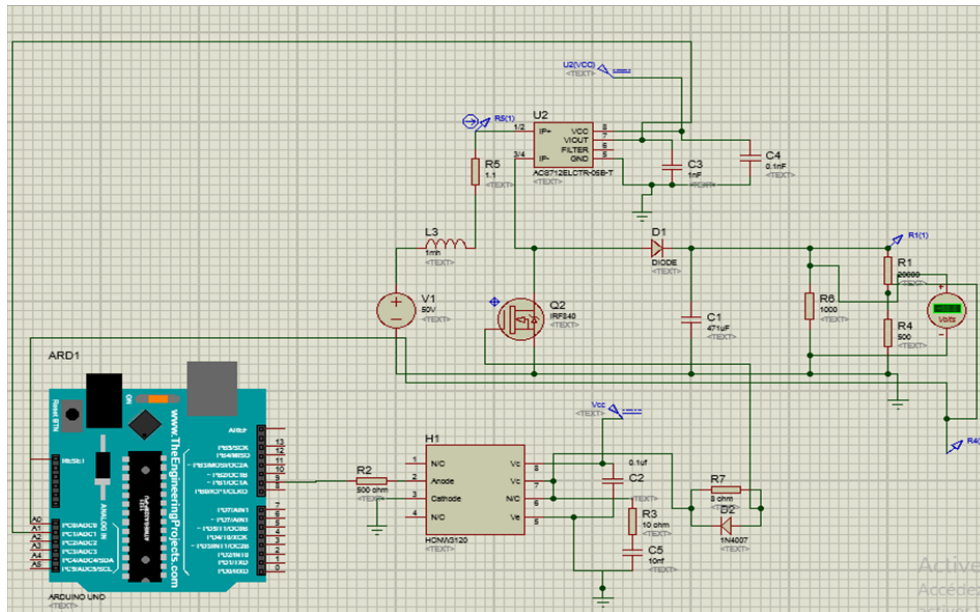


FIGURE 4.4 – convertisseur boost en boucle fermé.

4.4 Software implémentation

La programmation de l'arduino se fait via le logiciel Arduino IDE. Il est composé d'une interface graphique (éditeur de texte) et un compilateur ATmega328 qui prend en compte le langage *C* et *C++*. Le compilateur génère un fichier hexadécimal et le Arduino IDE se charge de programmer directement le Uno via une connexion USB. Plusieurs bi-bibliothèques sont proposées afin de faciliter la tâche du programmeur et d'accélérer le processus de développement, notre programme consiste essentiellement de trois parties essentielles : L'acquisition des grandeurs à mesurer : le courant de l'inductance et la tension de charge, Calcul de la commande de l'hacheur afin de générer le rapport cyclique par l'utilisation d'une bibliothèque spécifique à savoir TimerOne [14].

<i>Matérielles</i>	<i>Référence</i>	<i>Caractéristique</i>
Diode	1N4007	
Driver	HCNW 3120	9930
Transistor MOS FET	IRF 840	PNP
Capteur de courant	ACS 712	
Capteur de tension	F031-06	
Capacité	Céramique	100nf
		0.1 uf
Résistance	Chimique	470 uf
	Rhéostat	30ohm
		1Kohm
		20Kohm
		500ohm
		10ohm
	30ohm	
Inductance	L	1 mh
Arduino uno	ATmega328	16MHZ
Oscilloscope	GDS-3354	350MHZ
Alimentation (0,20v)	ED-1010	
Alimentation	GPD-3303S	
LCD 16*4	LCD-016N004B	

TABLE 4.3 – le matérielle de manipulation.

4.5 Réalisation du Boost

La figure 4.5 présente le banc d'essai expérimental développé au sein du laboratoire de génie électrique et plasma (LGEP). L'objectif est de valider expérimentalement la synthèse de la commande présentée précédemment par simulation. La liste des composants ainsi leurs références sont mentionnées dans le tableau 4.3.

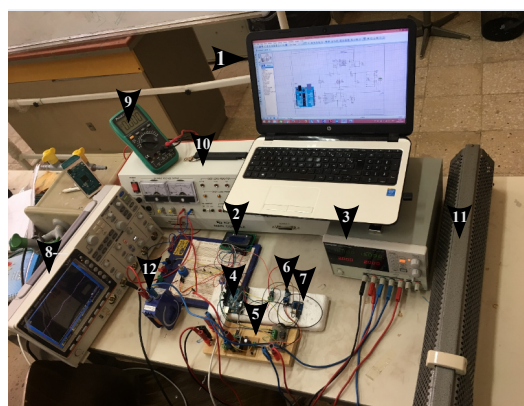


FIGURE 4.5 – banc d'essai expérimentale du convertisseur Boost.

[1] PC, [2] LCD16*4. [3] Alimentation. [4] Arduino Uno. [5] Hacheur (Boost), [6] Capteur de tension., [7] capteur courant. [8] Oscilloscope. , [9] multimètre. [10] Alimentation(0/20V). [11] Charge résistive. [12] inductance.

4.6 Résultats de simulation et expérimentaux

4.6.1 Test en boucle ouverte

La figure 4.6 représente un essai de simulation en boucle ouverte en mode de conduction continu avec un rapport cyclique de $D=0.5$ sous Proteus.

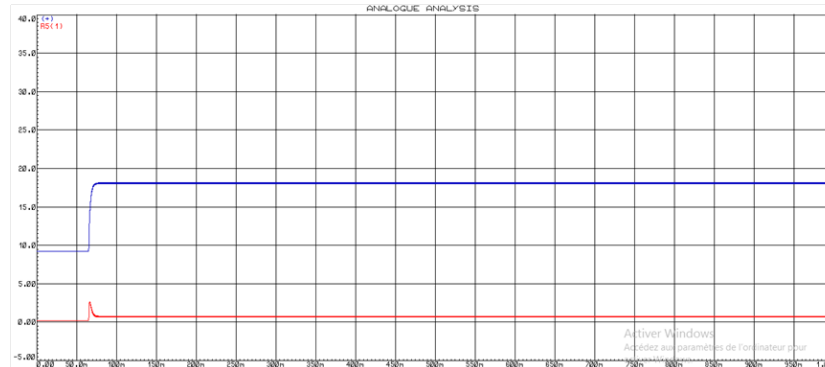


FIGURE 4.6 – réponse dynamique obtenu par Proteus en mode continu Boucle ouverte.

Les figures 4.7, 4.8 représente respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en boucle ouverte en mode conduction continu. On remarque que la tension de sortie est plus grande que la tension d'entrée. On note que le résultat expérimental présente une réponse semblable à celle trouvée par Proteus.

NB : dans tous les tests expérimentaux , on a relevé le courant a l'aide d'une pince ampèremétrique pour un rapport de $100mV$ pour un $1A$

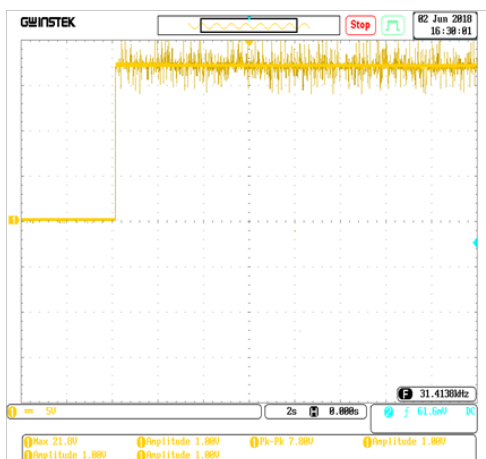


FIGURE 4.7 – résultat expérimental de tension en boucle ouverte mode continu.

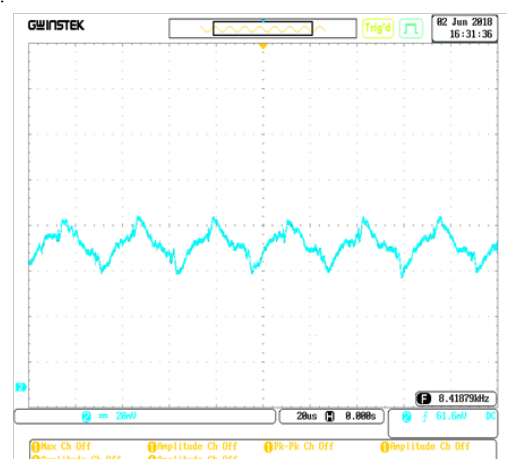


FIGURE 4.8 – résultat expérimental du courant en boucle ouverte mode continu.

La figure 4.9, représente l'essai en boucle ouverte en mode de conduction discontinu avec un rapport cyclique de $D=0.5$ à base de Proteus. On note que la tension de sortie est plus grande que la tension d'entrée mais dépend de la charge ce qui explique la différence entre les deux modes (continu et discontinu).

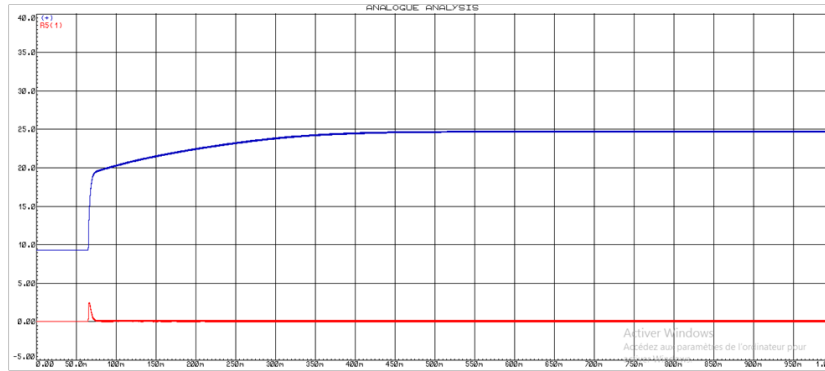


FIGURE 4.9 – réponse dynamique obtenu par Proteus en mode DCM Boucle ouverte.

Les figures 4.10, 4.11 représentent respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en boucle ouverte en discontinu. On note que le courant de l'inducteur s'annule à chaque période démontrant l'existence de la discontinuité.

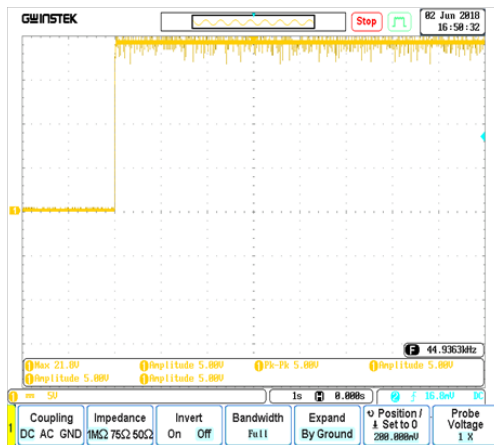


FIGURE 4.10 – résultat expérimental de tension en boucle ouverte mode discontinu.

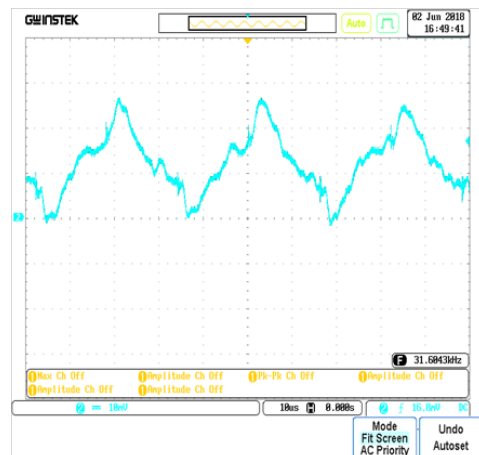


FIGURE 4.11 – résultat expérimental du courant en boucle ouverte mode discontinu.

4.7 Commande de la tension de sortie du convertisseur boost

La figure 4.12 représente un essai de simulation en boucle fermée en mode de conduction continu, avec une référence de 20V sous Proteus. On note que la tension de sortie suit parfaitement sa référence.

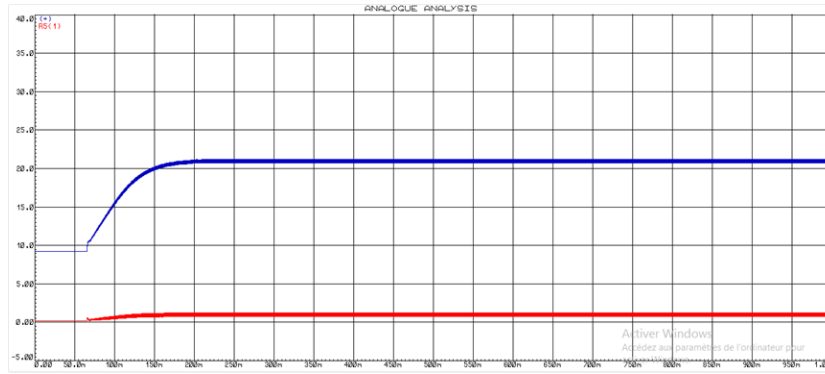


FIGURE 4.12 – réponse dynamique obtenu par Proteus en mode CCM Boucle fermé tension.

Les figures 4.13, 4.14 représentent respectivement les courbes de tensions et de courant de l’essai pratique en boucle fermé en mode continu avec une référence de 20V.on constate que le régulateur PI assure une bonne suite avec une bonne dynamique.



FIGURE 4.13 – résultat expérimental de tension en boucle fermée tension mode CCM.

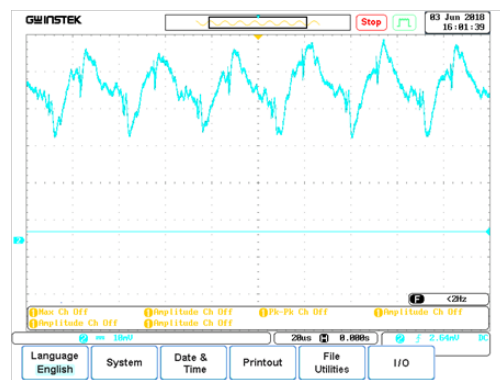


FIGURE 4.14 – résultat expérimental du courant en boucle fermée tension mode CCM.

La figure 4.15 représente un essai de simulation en boucle fermée en mode de conduction discontinu, avec une référence de 20Và sous le logiciel Proteus. On remarque que la tension de sortie suit sa référence.

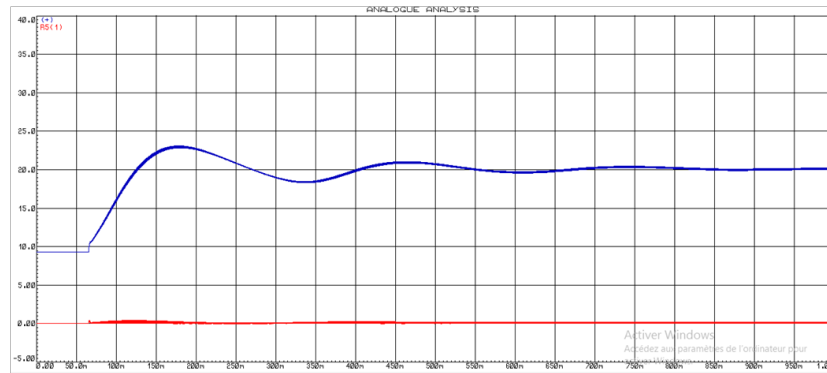


FIGURE 4.15 – réponse dynamique obtenu par Proteus en mode DCM Boucle fermée tension.

Les figures 4.16, 4.17 représentent respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en boucle fermé avec une référence de 20V en discontinu. On remarque que la tension de sortie est bien contrôlée avec une bonne dynamique. On note que le régulateur a pu surmonter le problème de discontinu à savoir la dépendance de la tension de sortie a la charge.

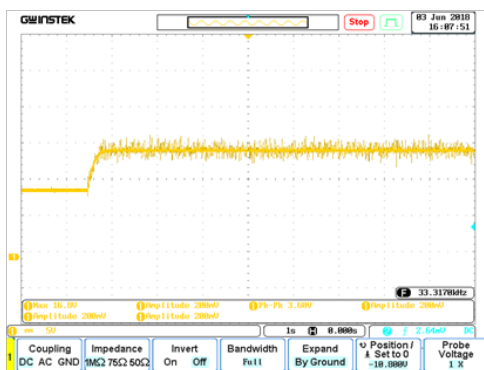


FIGURE 4.16 – résultat expérimental de tension en boucle fermée tension mode DCM.



FIGURE 4.17 – résultat expérimental du courant en boucle fermé tension mode DCM.

4.8 Commande de maximum de courant du convertisseur boost

4.8.1 Essai de la boucle interne

Afin de tester la boucle de régulation interne, nous avons effectué un test expérimental avec une référence de 0.8.

La figure 4.18 représente la réponse temporelle de courant de l'inductance (ou courant contrôlé i_c) de l'essai pratique en boucle fermée courant avec une consigne égale à 0.8A. On constate que le courant mesuré suit la référence.

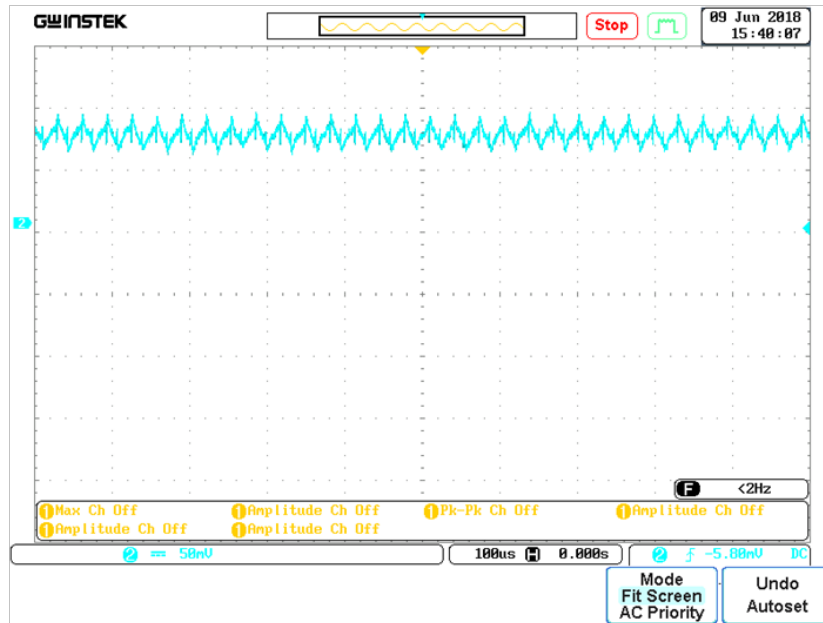


FIGURE 4.18 – résultat expérimental du courant en boucle fermée courant mode CCM.

La figure 4.19 représente un essai de simulation en mode CCM Boucle fermée tension courant (CPM), avec une référence de 20V sous de Proteus. On remarque qu'après un régime transitoire la tension de sortie suit sa consigne.

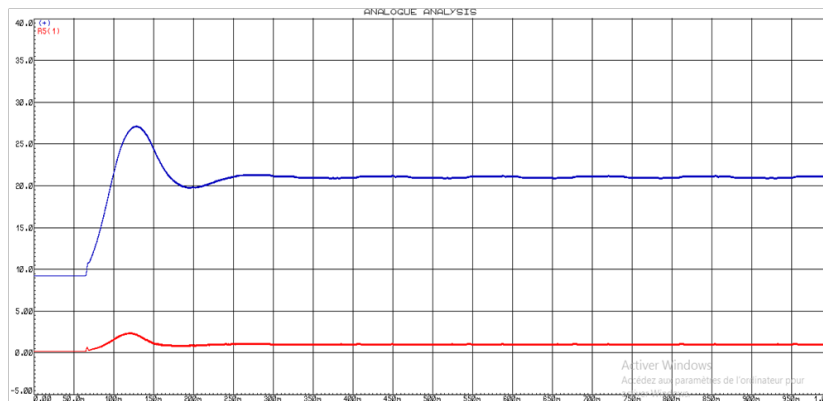


FIGURE 4.19 – réponse dynamique obtenu par Proteus en mode CCM Boucle fermée tension courant (CPM).

Les figures 4.20, 4.21 illustrent respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en mode de conduction continu avec une référence de 20V. La tension de sortie est bien contrôlée par l'action des régulateurs (internes et externes)

La figure 4.22 représente un essai de simulation en mode discontinu Boucle fermée tension courant (CPM), avec une référence de 20V à base de Proteus. On note que la tension de sortie suit parfaitement la référence donnée.



FIGURE 4.20 – résultat expérimental de tension en boucle fermée tension courant (CPM) mode CCM.

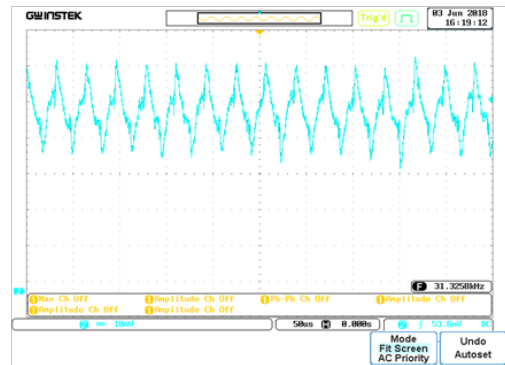


FIGURE 4.21 – résultat expérimental du courant en boucle fermée tension courant (CPM) mode CCM.

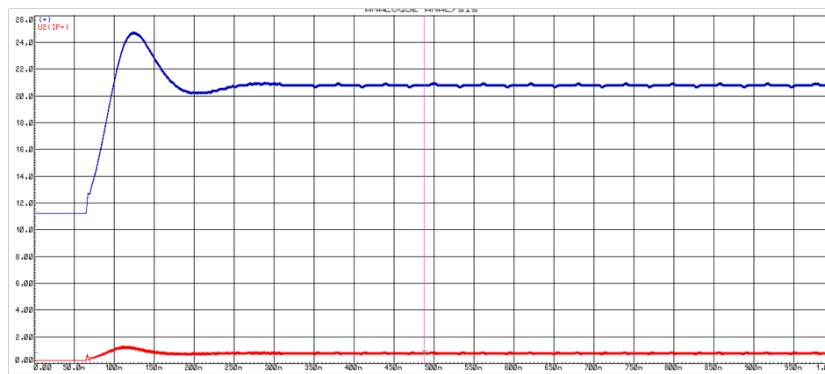


FIGURE 4.22 – réponse dynamique obtenu par Proteus en mode DCM Boucle fermée tension courant (CPM).

Les figures 4.23, 4.24 représente respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en mode discontinu Boucle fermée tension courant (CPM), avec une référence de 20V en discontinu. Malgré que la conduction est discontinue (annulation du courant de l'inductance pendant chaque période), la commande synthétisée assure une bonne poursuite de la tension de sortie.



FIGURE 4.23 – résultat expérimental de tension en boucle fermée tension courant (CPM) mode DCM.

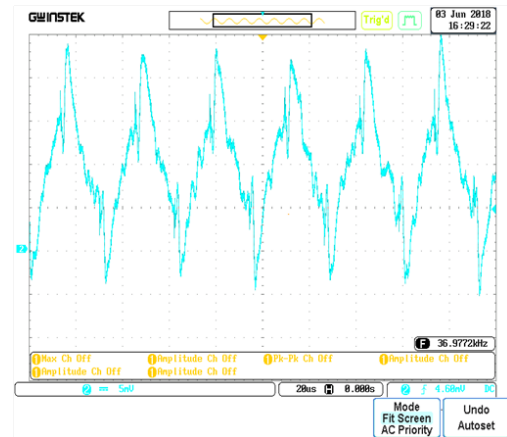


FIGURE 4.24 – résultat expérimental du courant en boucle fermée tension courant (CPM) mode DCM.

4.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des résultats de simulation par le logiciel Proteus ainsi les résultats expérimentaux effectués sur le banc d'essai monté dans le laboratoire, La carte arduinoUno a base d'un microcontrôleur ATmega328 a joué le rôle d'un calculateur qui permet de générer le signal MLI adéquat pour le contrôle du Mosfet du convertisseur. Les résultats expérimentaux obtenus ont montré la validité notre étude théorique.

Conclusion générale

L'OBJECTIF de ce travail était la conception et la réalisation d'un convertisseur DC-DC (Hacheur Boost) basé Sur le réglage de la tension tout en contrôlant le courant, dans les deux modes de conduction continu et discontinu, par l'utilisation des régulateurs de type PI Ceci était dans le but de disposer d'un outil de laboratoire performant, permettant d'effectuer de multiples travaux de recherche expérimentaux.

Le présent mémoire a été entamé par une description générale sur le convertisseur Boost, puis une étude théorique du convertisseur en boucle ouverte tout en présentant un modèle statique dans les deux modes (continu et discontinu) ensuite un état de l'art sur les techniques de commandes de ce convertisseur (commande de tension et commande de courant).

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude théorique du convertisseur Boost en boucle fermé, d'abord, en se basant sur le modèle statique entamé dans le 1er chapitre, on a développé un modèle dynamique afin de calculer les fonctions transfert pour étudier le comportement temporelle et fréquentielle du convertisseur. Ensuite on a passés au réglage de tension par un régulateur PI (proportionnelle intégrateur) dans le mode continu. Dans le mode discontinu, on fait appel à une autre approche de modélisation connu sous le nom modèle des interrupteurs moyen. Ensuite une synthèse du régulateur PI est effectué pour ce mode afin de contrôler la tension de sortie. Les résultats de simulation obtenus montrent les performances du réglage.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la méthode de peak mode control pour le réglage (tension, courant) du convertisseur Boost en mode continu et en mode discontinu, on a commencé par développer un nouveau modèle dynamique puis calculer deux régulateurs PI (de tension et de courant) afin d'appliquer la structure globale cette méthode.

Au dernier chapitre on a présenté les résultats expérimentaux issus des essais effectués sur notre convertisseur, et afin d'approuver la conformité des caractéristiques de ce dernier avec celles obtenus par la simulation.

En dépit de développement de nos travaux, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

- Développer d'autres types de réglages tels que les commandes robustes
- Développer d'autres d'approches de modélisations telle que state space averaging
- Intégrer le convertisseur dans une chaine de conversion photovoltaïque.

Bibliographie

- [1] R. W. ERICKSON ET D. MAKSIMOVIC, « *Fundamentals of power electronics* ». Springer Science & Business Media, 2007.
- [2] E. R. DA SILVA ET M. E. ELBULUK, « *Fundamentals of power electronics , in Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems* », Springer, 2013, p. 7-59.
- [3] K. Mohamed Hamza, « *Etude et conception d'un émulateur solaire* », Ibn khaldoun. Tiaret, 2016.
- [4] M. GUERRO ET N. KHANFAR, « *Etude et conception d'un régulateur DC-DC par arduino* », Ibn khaldoun.Tiaret, 2017.
- [5] Y. DUAN ET H. JIN, « *Digital controller design for switchmode power converters* », in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC'99. Fourteenth Annual, 1999, vol. 2, p. 967-973.
- [6] L. GUO, « *Design and implementation of digital controllers for buck and boost converters using linear and nonlinear control methods* », PhD Thesis, 2006.
- [7] H. N. LE, K. ORIKAWA, ET J.-I. ITOH, « *Circuit-parameter-independent nonlinearity compensation for boost converter operated in discontinuous current mode* », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no 2, p. 1157-1166, 2017.
- [8] K. C. FRONCZAK, « *Stability analysis of switched DC-DC boost converters for integrated circuits* ». Rochester Institute of Technology, 2013.
- [9] M. BIGLARBEGLIAN, N. KIM, ET B. PARKHIDEH, « *Boundary conduction mode control of a boost converter with active switch current-mirroring sensing* », IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no 1, p. 32-36, 2018.
- [10] <https://www.gotronic.fr/art-carte-arduino-uno-12420.htm>, 10/06/2018
- [11] http://www.monclubelec.fr/pmwiki_reference_arduino/pmwiki.php?n=Main.MaterielUno,10/06/2018
- [12] <http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=HCNW3120&sField=4>,10/06/2018
- [13] <http://www.elektronique.fr/logiciels/proteus.php>,10/06/2018
- [14] <https://playground.arduino.cc/Code/Timer1>, 10/06/2018

Résumé : L'étude présentée dans ce mémoire concerne la modélisation, le contrôle et la conception du convertisseur DC-DC de type Boost (hacheur parallèle). L'objectif est de développer une expérimentation permettant de commander la tension de sortie et le courant de l'inductance du boost dans les deux modes de conduction continu et discontinu, à base d'un microcontrôleur ATmega328p sous l'interface Arduino. Le travail a été divisé en trois parties : dans la première partie nous avons élaboré un modèle linéaire du convertisseur dans les deux modes (CCM, DCM) pour pouvoir calculer la commande accompagnée par des simulations afin d'analyser les performances des correcteurs utilisés. Ensuite, nous avons élaboré une autre technique de commande qui est le contrôle maximum du courant (peak mode control) dans les deux modes de conduction. Enfin, nous avons procédé à la mise en œuvre pratique de notre circuit. Les résultats expérimentaux obtenus ont montré la validité de notre système.

Mots-clefs : Convertisseur DC-DC, Boost, ATmega328p, Arduino, CCM, DCM.

Abstract : The study presented in this memory concerns the modeling, control and design of the DC-DC Boost converter. The goal is to develop an experiment to control the output voltage and inductor current in both conduction modes (continuous and discontinuous), based on an ATmega328p microcontroller under the Arduino interface. The work was divided into three parts : wherein the first part we developed a linear model of the converter in both modes (CCM, DCM) in order to calculate the controllers. Followed by simulations to analyze the performance of the used regulators. Then, we developed another control technique which is current peak mode control in both conduction modes. Then we passed to the practical implementation of our circuit. The obtained experimental results showed the validity of our system.

Keywords : DC-DC converter, Boost, ATmega328p, Arduino, CCM, DCM

ملخص

الدراسة المقدمة في هذه المذكرة تتعلق بنمذجة ومراقبة وتصميم المحول DC-DC من نوع Boost. الهدف هو تطوير أداة تمكن من اجراء تجارب مخبرية للتحكم في شدة التوتّر الصادر من المحول بواسطة متحكم ATmega328p تحت واجهة Arduino.

تم تقسيم العمل إلى ثلاث اقسام:
في الجزء الأول:، تم تطوير نموذج خطي للمحول في كلا الوضعين (CCM DCM) الذي يسمح بالتحكم في التوتّر. مصحوباً بعمليات محاكاة من أجل تحليل أداء المنظمات المستخدمة.
الجزء الثاني: قمنا بتطوير تقنية تحكم أخرى هي التحكم في ذروة التوصيل (peak mode control).

الجزء الثالث: شرعنا في التنفيذ العملي للمحول.

و في الاخير النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها أظهرت فعالية نظامنا.
الكلمات المفتاحية: تحويل DC-DC ، ATmega328p ، اردوينو، (CCM DCM)