

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université –Ain Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de Technologie
Département Électrotechnique



Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de Master en : **Électrotechnique**
Domaine : **science et technologie**
Filière : **Électrotechnique**
Spécialité : **Commandes électriques**
Thème :

Commande optimale du convertisseur DC-DC abaisseur

Présenté Par :

- 1) Mr KLOUA OUSSAMA
- 2) Mr. OUKILI AHMED

Devant le jury composé de :

Dr..... BENAZZA.B	M C B	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr..... FLITL.M	M C A	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
MAYACHE.Z	M A A	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant

Année Universitaire 2021/2022

Remerciement

Je commencerai tout d'abord par remercier « Dieu » Le Tout Puissant, qui m'a accordé la santé, la force et les moyens pour mener à terme ce travail.

Je remercie mon encadreur M Ayache Zouaoui pour avoir dirigé ce travail. Sa compétence scientifique et technologique a largement contribué à la réalisation de ce travail. Je lui suis également très reconnaissante pour m'avoir témoignée sa confiance.

Merci aux membres du jury d'avoir examiné notre mémoire et évalué notre travail. Et la confiance qu'ils nous ont accordée tout au long de ce parcours.

Enfin, je remercie tous ceux qui m'ont accordé un soutien, une aide technique ou un conseil.

Merci enfin et surtout à ma famille pour m'avoir soutenu, conseillé et donné les moyens de concrétiser cette thèse.

Merci à ma mère pour son support et ses encouragements quotidiens.

Kloua Oussama

Ouklili Ahmed

Dédicaces

Du profond de mon cœur, je dédie ce travail à tous ceux qui me sont chers,

A ma chère mère

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être.

Je vous remercie pour tous le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance en espérant être accompagné au quotidien de votre bénédiction.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices. Que Dieu le très Haut puisse vous accorder santé, bonheur et longue vie.

A la mémoire de mon père

Ce travail est dédié à mon père, décédé trop tôt, qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études.

J'espère que du monde qui est sien maintenant, il appréciera cet humble geste comme preuve de reconnaissance de la part d'un fils qui a toujours prié la paix de son âme. Que Dieu le très puissant lui accorde sa miséricorde ! Paix à ton âme mon cher père.

A mes frères, sœurs

Merci d'être dans ma vie au quotidien, vous êtes ma raison de vivre merci d'être là.

A mes amis.

Je le consacre également à l'ensemble des étudiants de la promotion de licence L.M.D et à tous ceux qui m'ont soutenue tout au long de la période de ma recherche scientifique.

Et merci à tous ceux qui m'aiment.

Je dédie ce modeste travail de fin d'études à mes chers parents pour leur soutien durant toutes mes études en souhaitant que dieu leur accorde santé et longue vie.

A mes frères, sœurs et mes amis.

Je le consacre également à l'ensemble des étudiants de la promotion de licence L.M.D et à tous ceux qui m'ont soutenue tout au long de la période de ma recherche scientifique.

Et à tous ceux qui m'aiment.

Oukili Ahmed

Table des matières

Remerciement

Dédicaces

Listes des figures

Listes des Tableaux

Introduction générale 1

Chapitre 1 : Les convertisseurs Continu-Continu (DC-DC)

1.1.	Introduction :	2
1.2.	Principe de contrôle de tension	2
1.3.	Les convertisseurs DC/DC (hacheurs)	3
1.4.	Différents types de convertisseur DC/DC	3
1.4.1.	CONVERTISSEUR BUCK	4
1.4.2.	CONVERTISSEUR BOOST	4
1.4.3.	CONVERTISSEUR CUK	5
1.4.4.	CONVERTISSEUR BOOST-BOOST	7
1.5.	Equation d'état des convertisseurs	7
1.5.1.	Equation d'état du convertisseur Buck	7
1.5.2.	Equation d'état du convertisseur BOOST	9
1.5.3.	Equation d'état du convertisseur Cuk	10
1.5.4.	Equation d'état du convertisseur BOOST BOOST	12
1.6.	Conclusion :	16

Chapitre 2 : Commande optimale

2.1.	Introduction	17
2.1.1.	Problème posée	18
2.2.	Commande LQ des systèmes continus	18

2.2.1.	Commande LQ à horizon fini	18
2.2.2.	Commande LQ à horizon fini et contrôlabilité	20
2.2.3.	Choix des matrices de pondération	21
2.2.4.	Commande LQ à horizon infini	21
2.2.5.	Stabilité de la loi de commande	22
2.3.	Observateur d'ordre complet.....	23
2.4.	Commande linéaire quadratique gaussienne (LQG) convertisseurs DC-DC° ...	24
2.4.1.	Commande LQG	25
2.4.2.	Théorème de séparation	26
2.4.3.	Système de commande LQG.....	28
2.4.4.	Choix des matrices de pondération	29
2.5.	Conclusion.....	30
<i>Chapitre 3 : Application du régulateur optimale au convertisseur Buck</i>		
3.1.	Introduction	31
3.2.	Applications LQR :	31
3.3.	Applications LQG	35
3.4.	Choix des éléments du convertisseur Buck :.....	36
3.5.	Modèle d' état du convertisseur BUCK	38
3.6.	Conclusion.....	48
<i>Conclusion Générale</i>		52
<i>Bibliographie</i>		

Listes des figures

Figure 1-1 : Principe de contrôle de tension des hacheurs	3
Figure 1-2: Circuit du convertisseur Buck	4
Figure 1-3:Circuit du convertisseur BOOST	4
Figure 1-4 Etat de fonctionnement du convertisseur BOOST.	5
Figure 1-5 Circuit du convertisseur CUK	5
Figure 1-6 Etat de fonctionnement du convertisseur Cuk.....	6
Figure 1-7 : Circuit du convertisseur BOOST-BOOST	7
Figure 1-8 : Etat de fonctionnement du convertisseur Buck.....	8
Figure 1-9 Etat de fonctionnement du convertisseur BOOST-BOOST.....	13
Figure 3-1 : Commande LQR des convertisseurs	33
Figure 3-2 : Commande LQR avec observateur des convertisseurs	35
Figure 3-3 : Commande LQG.....	36
Figure 3-4:Simulation Convertisseur Buck BO & BF	39
Figure 3-5 Comparaison entre la tension de sortie BO et BF	40
Figure 3-6 : Allure du Courant BO et BF.....	41
Figure 3-7 : Comparaison entre le courant BF et BF face à une variation de consigne.....	42
Figure 3-8 : Erreur suivi de la tension de consigne en BO et BF.....	43
Figure 3-9: Simulation Convertisseur Buck BF & LQR.....	44
Figure 3-10 : Comparaison entre la tension de sortie BO et BF.	45
Figure 3-11 : Comparaison entre la tension de sortie BF et LQR	46
Figure 3-12 : Erreur entre la tension de sortie et de référence.	47

Listes des Tableaux

Tableau 3-1: Paramètres du convertisseur Buck	37
---	----

Introduction Générale

Introduction générale

De nos jours les convertisseurs continu-continu (DC-DC) forment une classe importante des convertisseurs statiques présentant une variation de topologies très riches. De nos jours on les retrouve dans d'innombrables applications modernes tels que les appareils électroniques ou encore les appareils informatiques. [1]

Du point de vue du contrôle, ces convertisseurs posent des défis importants pour diverses raisons. Premièrement, leur modèle est non linéaire et présente une structure variable avec des états de commutation de puissance (système hybride). [2]

Deuxièmement, leur comportement, bien que stable en boucle ouverte, présente des propriétés insatisfaisantes telles qu'un dépassement important et un temps de stabilisation long. Dans cet article, nous allons essayer de comprendre le problème de contrôle d'un convertisseur DC-DC à l'aide d'une technique de contrôle très connue dans le domaine des systèmes linéaires, le contrôle optimal. L'application du contrôle d'optimisation du convertisseur DC-DC est divisée en trois étapes :

Comme pour toute tâche de contrôle, nous établissons d'abord l'utilisation de la moyenne du modèle de convertisseur statique nous permet de passer d'un modèle commuté (hybride) à un modèle moyen continu, plus adapté aux ordres séquentiels. La normalisation de différentes grandeurs par rapport à leurs valeurs nominal permet d'obtenir un modèle moyen normalisé plus simple du point de vue écriture, analyse et simulation (constantes de temps normalisées). L'étude en régime permanent peut établir les caractéristiques statiques des convertisseurs et clarifier la relation entre les différentes variables pour le point de fonctionnement souhaité.

Le premier chapitre représente des généralités sur les convertisseurs DC-DC et leurs modèles équation d'état.

Le deuxième chapitre présente la théorie de la commande optimale contrôleur LQR et LQG

Le dernier chapitre est réservé à la présentation des résultats de simulation.

Enfin, on terminera ce mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE 1 : Les convertisseurs DC/DC

Chapitre 1 : Les convertisseurs Continu-Continu (DC-DC)

Equation Chapter (Next) Section 1

1.1. Introduction :

Au cours des dernières décennies, la technologie a beaucoup évolué et, avec elle, le besoin de divers types d'énergie électrique et de convertisseurs à haute performance.

Le convertisseur DC-DC [1] est un circuit qui convertit une tension d'entrée continue régulée ou non en une tension d'entrée continue régulée. Normalement ; la tension de sortie est à un niveau différent de tension que l'entrée, c'est-à-dire qu'elle peut être supérieure ou inférieure.

Les convertisseurs DC-C sont des convertisseurs très utilisés qui ont gagnés en popularité en raison des nombreux avantages qu'ils présentent, notamment leur performance efficace sur une large gamme de tension d'entrée.

Dans ce chapitre, nous considérons différents types de convertisseurs DC-DC et leurs principes de fonctionnement

1.2. Principe de contrôle de tension

Comme le montre la Figure 1-1, presque tous les convertisseurs DC-DC fonctionnent avec leur tension de sortie réglementées de manière qu'elles soient égales à leur valeur de référence dans une marge de tolérance donnée (par exemple, 1 % autour de sa valeur nominale) en réponse à des perturbations de la tension d'entrée et de la charge de sortie. Cette régulation est obtenue par une modulation en largeur d'impulsions du rapport cyclique $d(t)$.

La boucle de contrôleur pour réguler la tension de sortie doit être conçue avec les objectifs suivants : zéro erreur en régime permanent, réponse rapide aux changements de la tension d'entrée et de la charge de sortie, faible dépassement et faible sensibilité au bruit.

Il existe plusieurs techniques de commande et le choix d'une technique parmi toutes les possibilités dépend essentiellement du type d'application auquel l'appareil est désigné. [1 2]

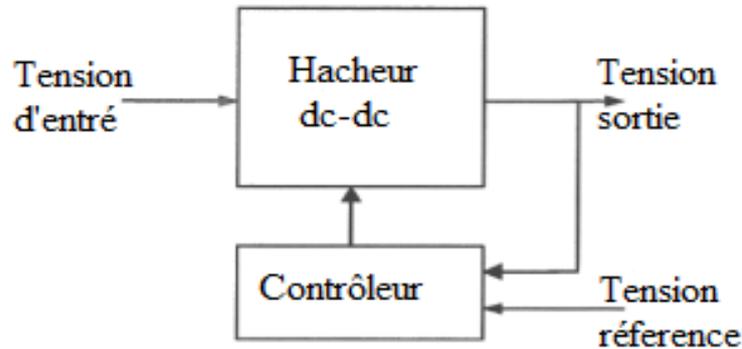


Figure 1-1 : Principe de contrôle de tension des hacheurs.

1.3. Les convertisseurs DC/DC (hacheurs)

Les convertisseurs DC-DC [1] constituent une classe importante des convertisseurs statiques, et présentent des variantes de topologies très riches. Ils sont présents dans d'innombrables applications modernes, tels que les appareils électroniques et informatiques. D'un point de vue commande, ces convertisseurs posent un défi de taille, et ceci pour diverses raisons. En premier lieu, leurs modèles sont non linéaires et présentent des structures variables avec les états des interrupteurs de puissance (systèmes hybrides). En deuxième lieu, leurs comportements, bien que stables en boucle ouverte, présentent des caractéristiques non satisfaisantes, tels que les grands dépassements et les longs temps d'établissement. [1, 5]

1.4. Différents types de convertisseur DC/DC

On distingue différents types de convertisseur DC-DC [1], les plus rencontrés dans la littérature sont

- Convertisseur Buck
- Convertisseur Boost
- Convertisseur Cuk
- Convertisseur Boost-Boost

1.4.1. CONVERTISSEUR BUCK

Le circuit du convertisseur Buck est montré sur la Figure 1-2 Le convertisseur Buck appartient à la classe des chopper ou atténuateurs. A la sortie, il multiplie la tension d'entrée E par un facteur inférieur à l'unité [2].

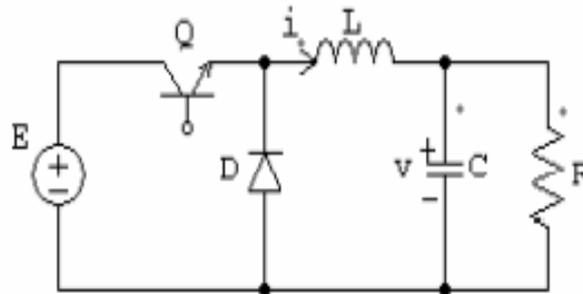


Figure 1-2: Circuit du convertisseur Buck

1.4.2. CONVERTISSEUR BOOST

Le circuit du convertisseur Boost (élevateur) est montré sur la Figure 1-3 [2]. On suppose que le transistor et la diode sont idéals. [2, 5]

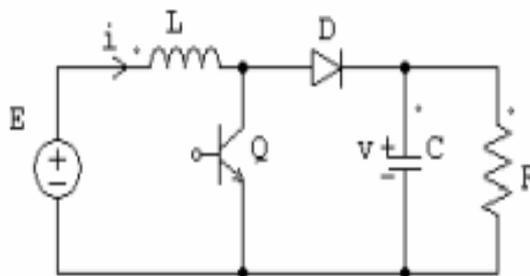
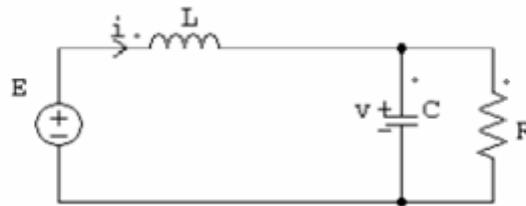
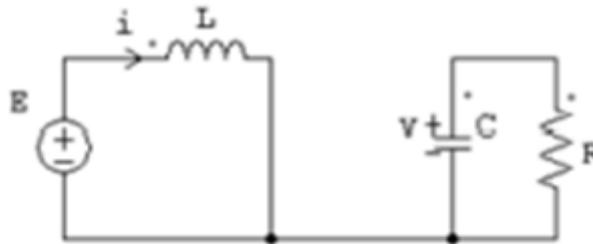


Figure 1-3: Circuit du convertisseur BOOST

Nous avons le comportement suivant : Lorsque le transistor Q est passant la diode est polarisée en inverse. D'où la source E n'est pas connectée à la charge R (Figure 1-4 (a)). Lorsque le transistor est bloqué, la diode est polarisée en directe et conduit. Ce qui connecte la charge R à la source E (Figure 1-4(b)).



a) $u=1$ Circuit du convertisseur BOOST diode polarisée en inverse



b) $u=0$ Circuit du convertisseur BOOST diode polarisé en direct et conduit

Figure 1-4 Etat de fonctionnement du convertisseur BOOST. a) Interrupteur $u=1$;
b) Interrupteur $u=0$

1.4.3. CONVERTISSEUR CUK

La mise en cascade de deux convertisseurs Boost et Buck produit le convertisseur Cuk Figure 1-5. Le circuit d'entrée est clairement un Boost, et le circuit de sortie est d'un Buck. Ainsi on peut voir le Cuk comme un convertisseur Buck-Boost. Ce convertisseur nécessite deux interrupteurs dépendants au lieu d'un, et deux bobines $L1$ et $L2$ et deux condensateurs, l'un pour stocker l'énergie et l'autre pour transférer l'énergie du circuit d'entrée vers le circuit de sortie [2, 5].

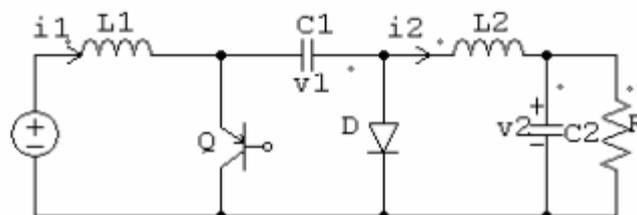
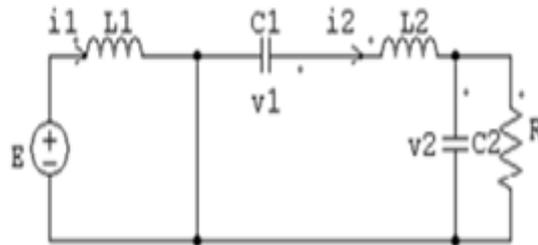


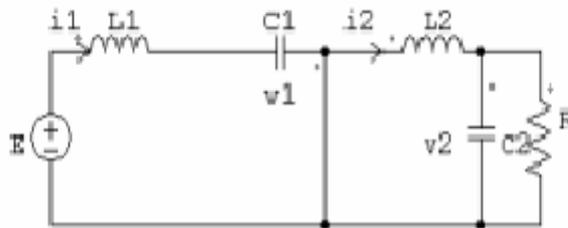
Figure 1-5 Circuit du convertisseur CUK

Le convertisseur Cuk exhibe deux modes de fonctionnements. Le premier mode est obtenu lorsque le transistor conduit, alors la diode est polarisée en inverse, ce qui donne le circuit de la Figure 1-6 (a). Durant cette période, le courant de la bobine L1 est tiré de la source E. Ce qui représente le mode de la charge [2, 5].

Le deuxième mode démarre lorsque le transistor est bloqué, ce qui met la diode en polarisation directe et génère le circuit de la Figure 1-6 (b). Ce mode est le mode de décharge, parce que toute énergie stockée dans L1 est transférée à la charge R.



a) $u=1$ Circuit du convertisseur Cuk transistor conduit diode, polarisée en inverse



b) $u=0$ Circuit du convertisseur Cuk transistor bloqué diode, polarisée directe

Figure 1-6 Etat de fonctionnement du convertisseur Cuk. a) Interrupteur $u=1$;
b) Interrupteur $u=0$.

1.4.4. CONVERTISSEUR BOOST-BOOST

Le circuit du convertisseur Boost-Boost est montré sur la

Figure 1-7.

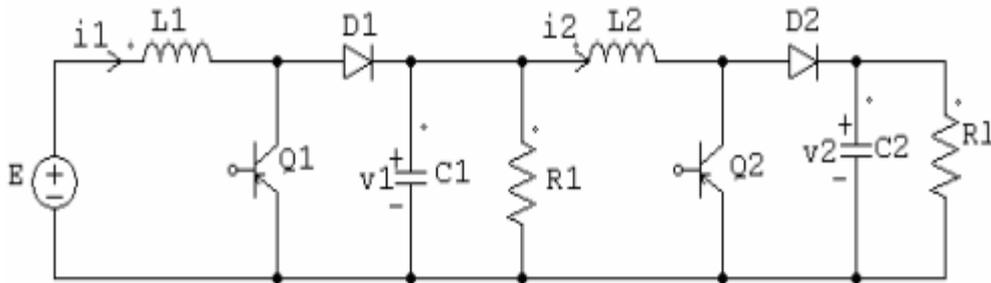


Figure 1-7 : Circuit du convertisseur BOOST-BOOST

1.5. Equation d'état des convertisseurs

1.5.1. Equation d'état du convertisseur Buck

Pour obtenir les équations différentielles qui représentent le convertisseur Buck, on utilise la topologie réelle de la Figure 1-2. Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui réalise d'une position donnée de l'interrupteur [1].

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u=1$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure 1-8 (a)), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -v + E \\
 c \frac{dv}{dt} &= i - \frac{v}{R}
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Lorsque la diode est bloquée, alors l'interrupteur est en position $u=0$ (Figure 1-8 (b)), ce nous donne :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -v \\
 c \frac{dv}{dt} &= i - \frac{v}{R}
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

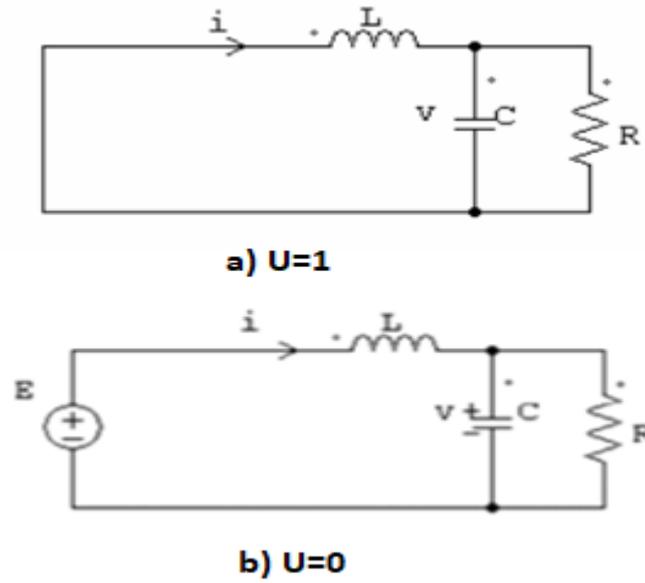


Figure 1-8 : Etat de fonctionnement du convertisseur Buck. a) Interrupteur $u=1$;
b) Interrupteur $u=0$

En comparant les deux situations, on peut obtenir un seul modèle unifié, qui est :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -v + uE \\
 c \frac{dv}{dt} &= i - \frac{v}{R}
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

Le système d'équation (1.3) est réarrangé est mis sous la forme suivante

$$\begin{aligned}
 \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{L}v + \frac{E}{L}u \\
 \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{c}i - \frac{1}{cR}v
 \end{aligned}
 \tag{1.4}$$

On écrit l'équation (1.4) sous la forme d'équation d'état canonique suivante :

$$\begin{cases}
 \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\
 y(t) = Cx(t) + Du(t)
 \end{cases}
 \tag{1.5}$$

On pose les variables d'états $x = \begin{cases} x_1 = i \\ x_2 = v \end{cases}$ et le sortie $y = v$ la tension de sortie, le système

(1.5) donne alors la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{cR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases}$$

(1.6)

Avec la matrice $A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{cR} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [0 \quad 1]$ et $D=0$.

1.5.2. Equation d'état du convertisseur BOOST

En ce qui concerne le **convertisseur Boost** [2] on obtient les équations suivantes :

1) Lorsque la fonction de commutation est $u = 1$, on obtient la dynamique suivante

$$\begin{aligned} L \frac{di}{dt} &= E \\ C \frac{dv}{dt} &= -\frac{v}{R} \end{aligned} \tag{1.7}$$

2) Lorsque la fonction de commutation est $u = 0$, on obtient la dynamique suivante :

$$\begin{aligned} L \frac{di}{dt} &= -v + E \\ C \frac{dv}{dt} &= i - \frac{v}{R} \end{aligned} \tag{1.8}$$

Alors la dynamique du convertisseur est décrite par le système bilinéaire suivant :

$$\begin{aligned} L \frac{di}{dt} &= -(1-u)v + E \\ C \frac{dv}{dt} &= (1-u)i - \frac{v}{R} \end{aligned} \quad (1.9)$$

On écrit l'équation (1.9) sous la forme d'équation d'état bilinéaire (1.10)

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bx(t)u(t) + G \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (1.10)$$

On pose les variables d'états $x = \begin{cases} x_1 = i \\ x_2 = v \end{cases}$ et le sortie $y = v$ la tension de sortie, le système

(1.10) donne alors la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{cR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.11)$$

Avec la matrice $A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{cR} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [0 \quad 1]$, $G = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$ et $D=0$.

1.5.3. Equation d'état du convertisseur Cuk

L'équation d'état du convertisseur Cuk Figure 1-6 est établi de la même manière que les cas précédents [1].

Lorsque $u=1$, on obtient les équations des courants suivantes :

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= E \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= -v_1 - v_2 \end{aligned} \quad (1.12)$$

Les équations suivantes pour les tensions :

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dv_1}{dt} &= i_2 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_2 - \frac{v_2}{R} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Lorsque $u = 0$, on obtient les équations des courants suivantes :

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= -v_1 + E \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_2 \end{aligned} \quad (1.14)$$

Et les équations suivantes pour les tensions :

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dv_1}{dt} &= i_1 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_2 - \frac{v_2}{R} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Nous combinons les modèles des deux modes, on aboutit au modèle global du convertisseur Cuk donnée par :

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= -(1-u)v_1 + E \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} &= (1-u)i_1 + ui_2 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= -uv_1 - v_2 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_2 - \frac{v_2}{R} \end{aligned} \quad (1.16)$$

On écrit l'équation (1.16) sous la forme d'équation d'état bilinéaire (1.10).

On pose les variables d'états $x = \begin{cases} x_1 = i_1 \\ x_2 = v_1 \\ x_3 = i_2 \\ x_4 = v_2 \end{cases}$ et le sortie $y = v_2$ la tension de sortie, le

système (1.16) donne alors la forme matricielle suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & \frac{-1}{Rc_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{c_1} & 0 & \frac{1}{c_1} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \\ y = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (1.17)$$

Avec les matrices

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & \frac{-1}{Rc_2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{c_1} & 0 & \frac{1}{c_1} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \text{ et } G = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

1.5.4. Equation d'état du convertisseur BOOST BOOST

Naturellement, il est supposé que le convertisseur travaille en mode continu, c'est à dire, les courants des bobines ne s'annule à aucun moment. Equation d'état du convertisseur BOOST BOOST [3, 2]

Pour obtenir les équations différentielles qui représentent le convertisseur Boost-Boost, on utilise la topologie réelle de la Figure 1-7.

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 1$ et $u_2 = 1$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure 1-9 (a)), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} &= E \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -\frac{v_1}{R_1} - i_2 \\
 L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_1 \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= -\frac{v_2}{R_1}
 \end{aligned}
 \tag{1.18}$$

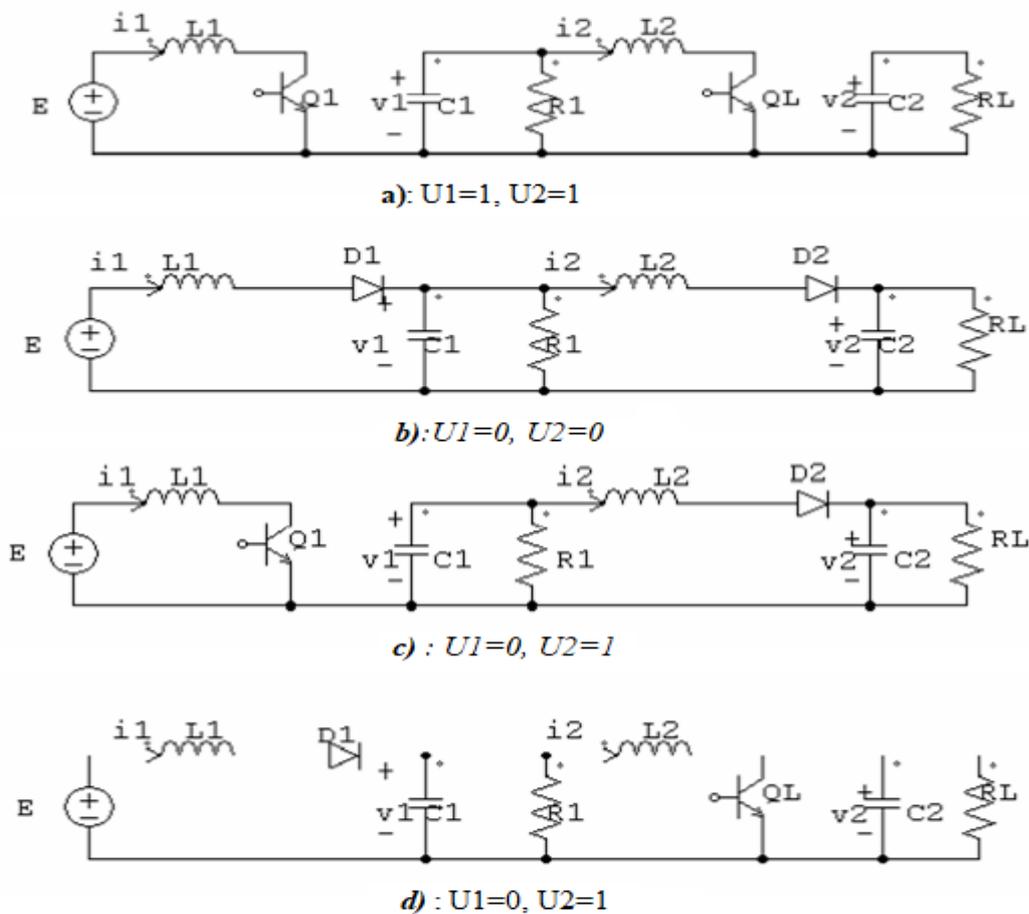


Figure 1-9 Etat de fonctionnement du convertisseur BOOST-BOOST

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 0$ et $u_2 = 0$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure 1-9 (b)), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di}{dt} &= -v_1 \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= i_1 \\
 L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_1 - v_2 \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_2 - \frac{v_2}{R_1}
 \end{aligned}
 \tag{1.19}$$

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 1$ et $u_2 = 0$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure 1-9 (c)), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} &= E \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= -\frac{v_1}{R_1} - i_2 \\
 L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_1 - v_2 \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_2 - \frac{v_2}{R_1}
 \end{aligned}
 \tag{1.20}$$

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 0$ et $u_2 = 1$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (fig.1.11 (d)), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} &= E - v_1 \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= i_1 - \frac{v_1}{R_1} - i_2 \\
 L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_1 \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= -\frac{v_2}{R_L}
 \end{aligned}
 \tag{1.21}$$

Nous combinons les modèles des quatre modes, on aboutit au modèle global du convertisseur BOOST –BOOST donnée par :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} &= E - v_1(1 - u_1) \\
 C_1 \frac{dv_1}{dt} &= i_1(1 - u_1) - i_2 - \frac{v_1}{R_1} \\
 L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_1 - v_2(1 - u_2) \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= i_2(1 - u_2) - \frac{v_2}{R_L}
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

On écrit l'équation (1.22) sous la forme d'équation d'état bilinéaire (1.23)

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1x(t)u_1(t) + B_2x(t)u_2(t) + G \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \tag{1.23}$$

On pose les variables d'états $x = \begin{cases} x_1 = i_1 \\ x_2 = v_1 \\ x_3 = i_2 \\ x_4 = v_2 \end{cases}$ et le sortie $y = v_2$ la tension de sortie, le

système (1.22) donne alors la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_1} & \frac{-1}{R_1 c_1} & \frac{-1}{c_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & \frac{-1}{R_L c_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} u_2 + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{1.24}$$

Avec les matrices

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_1} & \frac{-1}{R_1 c_1} & \frac{-1}{c_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & \frac{-1}{R_L c_2} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \text{ et } G = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

1.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, une étude a été menée sur les convertisseurs DC/DC les plus rencontrés (Buck, Boost, Cuk et Boost-Boot), pour déterminer les caractéristiques de fonctionnement de chacun d'eux afin de développer un contrôle de tension efficace.

A ce propos, une étude détaillée a été faite sur le hacheur Buck qui fait l'objet de cette étude. Les modèles des convertisseurs DC-DC élaborés en modes de conduction continu ont été passés en revue, ce qui a permis de déterminer le modèle espace d'état

Dans le chapitre suivant nous allons étudier la commande optimale.

CHAPITRE 2 : Commande optimale

Chapitre 2 : Commande optimale

Equation Chapter (Next) Section 1

2.1. Introduction

Comme nous pouvons le constater, un système de régulation cherche toujours à réaliser un certain nombre d'opérations sans intervention humaine. A cet effet la réglementation est entrée dans la plupart des domaines de la vie quotidienne.

Dans certains cas, le but est de remplacer l'Homme pour des raisons économiques ou pour lui éviter des tâches pénibles, dans d'autres ce sera pour obtenir un produit de meilleure qualité.

Généralement, les systèmes de régulation peuvent présenter des insuffisances, tels que : une précision insuffisante, une mauvaise stabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système à régler des régulateurs, dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différentes performances [4].

Le régulateur (correcteur) permet alors d'améliorer les caractéristiques de précision, de stabilité et de rapidité du système et il est nécessaire de l'introduire dans la boucle de commande [4].

Dans ce chapitre nous allons étudier l'application de la commande LQR aux convertisseurs DC-DC modélisés dans le chapitre 1. Pour commencer nous allons tout d'abord avoir un aperçu du principe du maximum et programmation (différences et similitudes), puis nous basculerons sur les commandes LQR des systèmes linéaires continus dans deux cas : horizon fini et horizon infini [3].

Afin d'observer, on introduit un observateur d'horizon complet pour estimer les états non mesurables. On consacra la seconde partie à l'évaluation de cette technique par des simulations sur les différents convertisseurs DC-DC.

2.1.1. Problème posée

Soit un système à temps continu de représentation d'état

$$\dot{x} = f(x(t), u(t)) \quad (2.1)$$

De condition initial $x(t_0) = x_0$ ou $x(t) \in R^n$. Pour la condition initiale x_0 et la commande u , l'équation d'état (2.1) définit une trajectoire unique x pour l'état sur $[t_0, t_f]$. Celle-ci est fonction de la condition initiale x_0 et la commande u sur $[t_0, t_f]$.

Soit le critère $J(x_0, u)$ ère

$$J(x_0, u) = \psi(x(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \phi(x(t), u(t)) dt \quad (2.2)$$

Les fonctions ψ et ϕ ainsi que les instants t_0 et t_f étant donnés, ce critère ne dépend que de x_0 et de u . L'application qui au signal de commande u associe le critère scalaire $J(x_0, u)$ est une fonctionnelle. Le problème de la commande optimale consiste à trouver la commande u minimisant J .

D'autres contraintes peuvent intervenir en plus de l'équation d'état qui lie les trajectoires de u et de x , (sans pour autant remettre en cause le critère choisi). L'instant final peut être imposé ou libre. La commande peut appartenir à un ensemble $u(t) \in U$. Des contraintes peuvent exister sur l'état final : $x_f \in X$

2.2. Commande LQ des systèmes continus

LQ ou LQR (Linear quadratic regulator), on traite ici le sujet de commande linéaire quadratique. La commande optimale est un retour d'état [3].

2.2.1. Commande LQ à horizon fini

Soit le problème de commande optimale du système [3]

$$\square \quad x = Ax + Bu \quad (2.3)$$

Avec le critère de performance :

$$J(x_0, u) = \frac{1}{2} x^T(t_f) S_x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} (x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t)) dt \quad (2.4)$$

Les matrices Q et R étant symétriques avec $Q \geq 0$ et $R > 0$

Le lagrangien s'écrit alors :

$$L(x, u, \lambda) = \frac{1}{2} (x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t)) + \lambda^T (Ax + Bu) \quad (2.5)$$

Le principe du maximum donne les conditions suivantes :

$$\frac{\partial L}{\partial u} = B^T \lambda + Ru = 0 \quad (2.6)$$

$$\square \quad \lambda = \frac{\partial L}{\partial x} = -Qx - A^T \lambda \quad (2.7)$$

$$\lambda(t_f) = Sx(t_f) \quad (2.8)$$

De l'équation (2.6), on déduit :

$$u(t) = -R^{-1} B^T \lambda \quad (2.9)$$

Alors l'équation dynamique s'écrit :

$$\square \quad \dot{x} = Ax - BR^{-1} B^T \lambda \quad (2.10)$$

Les équations (2.7) et (2.10) peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel appelé système Hamiltonien :

$$\begin{bmatrix} \square \\ x \\ \square \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BR^{-1} B^T \\ -Q - A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \lambda \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Ecrivons $\lambda(t) = P(t)x(t)$, comme nous incite (2.8), avec comme condition finale l'équation (2.7) s'écrit alors :

$$\lambda = -(Q + A^T P)x \quad (2.12)$$

Ainsi, avec ;

$$\lambda = P(t)x(t) + P(t) \dot{x}(t) \quad (2.13)$$

Et l'équation d'état du système (2.3) et (2.12) s'écrit :

$$(P + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (2.14)$$

La matrice $P(t)$ est alors obtenue en résolvant l'équation différentielle de Riccati suivante :

$$P + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (2.15)$$

Avec la condition finale $P(t_f) = S$

$$u(t) = -K(t)x(t) \quad (2.16)$$

Avec :

$$K(t) = -R^{-1}B^T P(t) \quad (2.17)$$

En revanche, il ne faut pas oublier que dans le cas figurant K varie en fonction du temps, même dans le cas d'un système ayant un critère invariant, ce qui signifie que si les matrices A, B, Q et R ne dépendent pas du temps. Effectivement, la matrice $P(t)$ reste dans le cas d'un critère à temps fini dépendant du temps.

2.2.2. Commande LQ à horizon fini et contrôlabilité

Il est notable que les systèmes étudiés ne sont jamais contrôlables. [3]

En se rapportant à la théorie des systèmes linéaires, cette hypothèse semble déraisonnable. En effet la contrôlabilité permet d'assurer qu'il existe bien une commande amenant l'état du système d'une valeur initiale $x(t_o)$ a une valeur $x(t_f)$. En réalité, sur un horizon fini, la

contrôlabilité du système n'est pas nécessaire. Il est remarquable que sur un certain intervalle de temps borné, la contribution des états non contrôlables au niveau de la loi de commande est toujours finie. La présence de variables non contrôlables n'est donc pas, dans ce cas, prohibitive[4, 5].

2.2.3. Choix des matrices de pondération

Il est nécessaire de fixer les matrices de pondérations R et Q afin de déterminer le signal de commande. Ce degré de liberté permet de gérer quelques problèmes pratiques.

Prenons l'exemple suivant : Dans les premiers instants Q peut être choisi relativement large pour pénaliser les rendre invariantes et diagonales. Ainsi on procède en se ramenant au choix de m scalaires pour R et n scalaires pour Q . Une approche simple consiste à :

1. Choisir simplement des matrices de pondération de type identité ;
2. En multipliant la matrice Q par un scalaire supérieur ou inférieur à 1 cela permet d'accélérer ou décélérer globalement la dynamique du système. De la sorte on finit par obtenir une dynamique moyenne adaptée, si l'analyse du système met en évidence que certains états présentent des dynamiques relatives trop lentes, les éléments diagonaux correspondants peuvent alors être augmentés (diminués) ;
3. En fonction des sollicitations admissibles au niveau des actionneurs on modifie les valeurs des éléments diagonaux de la matrice R .

Afin d'obtenir un correcteur satisfaisant se rapportant au cahier des charges ces étapes sont en général réitérées.

Remarquez que la multiplication de ces matrices par un même scalaire laisse inchangée la matrice K .

2.2.4. Commande LQ à horizon infini

Jusqu'à présent l'étude réalisée, a été accomplie sur un horizon fini $[t_0, t_f]$, en considérant des matrices A, B et C non nécessairement stationnaires. Les problèmes considérés au sein

de cette section consistent à déterminer la commande optimale sur horizon infini ($t_f \rightarrow \infty$), dans le cas où les matrices composant la représentation d'état du système sont constantes.

Le critère employé vaut désormais :

$$J(x_0, u) = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} (x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t))dt \quad (2.18)$$

Les matrices Q et R étant symétriques avec $Q \geq 0$ et $R > 0$. Notons bien que la partie du critère concernant l'état final n'est plus pertinente puisque, sur un horizon infini, l'état tend vers zéro si le système bouclé est asymétrique stable. [7]

Dans le cas LTI (linéaire à temps invariant), la commande optimale est un retour d'état constant $u(t) = -Kx(t)$ ou K et exprimé par l'équation (2.17) et où P vérifie l'équation algébrique de Riccati :

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (2.19)$$

En fonction des contraintes imposées sur le système on calcule le gain de la matrice K ce qui fait la différence avec la commande par placement de pôle. De ce fait, cela crée une contrainte qui s'exprime à travers les R et Q [7].

Il est requis d'avoir la contrôlabilité du système à commander dans le cas d'un problème de régulation à horizon infini.

En ce qui concerne le choix des matrices pondérées, les approches proposées dans le cas d'un horizon fini peuvent être adaptées au cas infini.

2.2.5. Stabilité de la loi de commande

Théorème : Le système bouclé par le retour d'état induit par la commande optimale [3]

$$u = -R^{-1}B^T Px(t) \quad (2.20)$$

Où P est la solution de l'équation algébrique de Riccati

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (2.21)$$

Est asymptotiquement stable si et seulement si la paire $\{A, B\}$ est contrôlable et la paire $\{A, \sqrt{Q}\}$ observable. Les valeurs propres de la matrice $[A - BR^{-1}B^T P]$ sont alors toutes à partie réelle négative [3].

2.3. Observateur d'ordre complet

A l'image de nombreux cas pratiques, les seules grandeurs mesurables sont les variables d'entrée et de sortie. En effet afin d'élaborer la commande, il est nécessaire de pouvoir reconstruire l'état du modèle procédé à partir des informations d'entrée/sortie. Un reconstruteur d'état ou estimateur doit alors être élaboré. En général la structure de base de l'estimateur est la même sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus. Néanmoins sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique. Dans le cas déterministe, le reconstruteur d'état est appelé observateur.

Soit le système linéaire :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{2.22}$$

L'observateur d'ordre complet est défini par :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + K_e(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x} \end{aligned} \tag{2.23}$$

L'erreur d'observation est donnée par :

$$e = x - \hat{x}$$

La dériver d'erreur est donc :

$$\dot{e} = \underbrace{(A - K_e C)}_{A_0} e = A_0 e \tag{2.24}$$

L'erreur est écrite en fonction du temps comme suit :

$$e(t) = e^{A_0 t} e(0) \tag{2.25}$$

Si l'erreur est nulle, alors la variable d'état du système est égale à la variable observable

$$e(t) \rightarrow 0 \Rightarrow x \rightarrow \tilde{x} \quad (2.26)$$

Calcul du gain de l'observateur k_e :

Si le système est observable alors :

$$N = [C^T A^T C^T \dots A^{T(n-1)} C^T] \quad (2.27)$$

$$\text{rang}(N) = n$$

Et la matrice de transformation :

$$T = (WN^T)^{-1} \quad (2.28)$$

Avec la matrice $W = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & \dots & a_1 & 1 \\ a_{n-2} & \dots & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 & \vdots & \vdots \\ a^1 & 1 & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}$

Où a_1, a_2, \dots, a_n sont les coefficients de l'équation caractéristiques du système donné par :

$$|sI - A| = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n \quad (2.29)$$

Supposons que l'équation caractéristique désirée pour la dynamique d'erreur est :

$$|sI - (A - k_e C)| = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \alpha_2 s^{n-2} + \dots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n = 0 \quad (2.30)$$

Alors le gain de l'observateur est donné par ;

$$K_e = (WN^T)^{-1} \begin{bmatrix} \alpha_n - a_n \\ \alpha_{n-1} - a_{n-1} \\ \vdots \\ \alpha_1 - a_1 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

2.4. Commande linéaire quadratique gaussienne (LQG) des convertisseurs DC-DC°

Jusqu'à présent, les différentes variables utilisées (signaux d'entrée, de sortie, de perturbations) ne sont pas aléatoires, de sorte que le contexte de l'étude, qu'il s'agisse du

problème de synthèse de lois de commande ou de synthèse d'observateurs, n'est pas déterministe. Malheureusement, le bruit et les perturbations affectant les convertisseurs ne peuvent pas être modélisés dans un processus déterministe dans la pratique. Il convient alors d'approximer leur réponse en fréquence en les caractérisant par un signal de bruit blanc gaussien stochastique. Il est donc fondamental de considérer ces perturbations et leurs propriétés statistiques afin de construire des observateurs (filtres) ou contrôleurs dits « optimaux » [2].

2.4.1. Commande LQG

Le problème de commande linéaire du second ordre développé dans la section précédente a été résolu exclusivement dans un contexte déterministe en supposant que les variables d'état peuvent être mesurées [3].

Ces deux hypothèses étant rarement testées en pratique, il semble intéressant de se demander comment le principe de synthèse d'une loi de commande pourrait être étendu en optimisant les critères :

- Le modèle tient compte de l'information aléatoire relative au système (bruits de mesure, erreurs de modélisation...) c.-à-d. utilise la représentation d'état

$$\begin{aligned} \square \\ \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) + v(t) \\ y(t) &= C(t)x(t) + w(t) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Où $v(t)$ et $w(t)$ sont deux bruits indépendants, blancs, gaussiens, de moyenne nulle et de matrice de covariance finie, - l'état n'est pas mesurable c.-à-d. en introduisant un observateur de la forme

$$\begin{aligned} \square \\ \hat{\dot{x}}(t) &= A(t)\hat{x}(t) + B(t)u(t) + L(t)(y(t) - C(t)\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) &= C(t)\hat{x}(t) \end{aligned} \quad (2.33)$$

2.4.2. Théorème de séparation

La solution à ce problème de contrôle optimal des processus stochastiques est connue sous le nom de théorème de séparation ou principe d'équivalence certitude. Ce dernier précise que la solution au problème considéré se compose de deux parties complémentaires [6] :

- 1) Un filtre de Kalman-Bucy permettant de fournir une estimation $\hat{x}(t)$ de l'état x non biaisée à variance minimale.
- 2) Une commande par retour d'état $u = -K \hat{x}(t)$ où K est calculé en considérant le problème LQ correspondant dans un contexte déterministe

Ce théorème est très intéressant car il offre une solution au problème de traçage du contrôle Linéaire-Quadratique-Gaussien (LQG), combinant les solutions de deux problèmes simples et déjà résolus : le contrôle LQ et le filtre de Kalman-Bucy. Nous ne fournissons pas une preuve rigoureuse de ce résultat de base. Une telle preuve va au-delà de la raison d'être de cette introduction à la théorie contrôle optimal [6].

Cependant, certains arguments peuvent être avancés pour justifier cette approche. Tout d'abord, les fonctionnelles considérées dans les problèmes de contrôle LQG sont maintenant des variables aléatoires, il est donc théoriquement impossible d'utiliser le critère proposé dans le contrôle LQG. Sa valeur dépend en fait des signaux $v(t), w(t)$, et $x(t_0)$ et sont eux-mêmes des processus stochastiques.

Une fonction de coût est utile pour traiter ce problème :

$$J(u) = E \left[\int_{t_0}^{t_f} (x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t)) dt \right] \quad (2.34)$$

R est une matrice symétrique définie positive pour tout $t \in [t_0, t_f]$ et Q est une matrice symétrique semi définie positive pour tout $t \in [t_0, t_f]$. Les propriétés statistiques du filtre de Kalman-Bucy permettent alors d'écrire la fonctionnelle $J(u)$ comme suit

$$J(u) = E \left[\int_{t_0}^{t_f} x^T(t) Q x(t) dt \right] + E \left[\int_{t_0}^{t_f} \left(\hat{x}^T(t) Q \hat{x}(t) + u^T(t) R u(t) \right) dt \right] \quad (2.35)$$

Cela signifie que la synthèse du système de commande LQG peut se faire en minimisant séparément les termes

$$E \left[\int_{t_0}^{t_f} \hat{x}^T(t) Q \hat{x}(t) dt \right] \quad (2.36)$$

$$E \left[\int_{t_0}^{t_f} \left(\hat{x}^T(t) Q \hat{x}(t) + u^T(t) R u(t) \right) dt \right] \quad (2.37)$$

Ce résultat de base est résumé dans le théorème suivant.

Théorème : Synthèse des lois de commande LQG pour les systèmes représentés par des états linéaires.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) + v(t) \\ y(t) &= C(t)x(t) + w(t) \end{aligned} \quad (2.38)$$

Elle se fait en deux doubles étapes, avec la condition préalable de bruit et de variance d'état.

Indépendamment :

1) Synthèse des observateurs d'équations

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A(t)\hat{x}(t) + B(t)u(t) + L(t)(y(t) - C(t)\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) &= C(t)\hat{x}(t) \end{aligned} \quad (2.39)$$

Optimal en ce qui concerne la minimisation de la matrice de variance d'erreur observée

$$E \left[\int_{t_0}^{t_f} x^T(t) Q x(t) dt \right] \quad (2.40)$$

Conduire à l'acquisition d'observations

$$L(t) = \Sigma(t)C^T W^{-1} \quad (2.41)$$

Pour lequel $\Sigma(t)$ est l'unique solution symétrique définie non négative de l'équation différentielle de Riccati

$$\dot{\Sigma}(t) = \Sigma(t)A^T + A\Sigma(t) - \Sigma(t)C^TW^{-1}C\Sigma(t) + V \quad (2.42)$$

1- La synthèse d'une loi de commande qui minimise le critère quadratique

$$E \left[\int_{t_0}^{t_f} \left(\hat{x}^T(t)Q\hat{x}(t) + u^T(t)Ru(t) \right) dt \right] \quad (2.43)$$

Sous la contrainte

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A(t)\hat{x}(t) + B(t)u(t) + L(t)(y(t) - C(t)\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) &= C(t)\hat{x}(t) \end{aligned} \quad (2.44)$$

Conduisent au retour d'état

$$u(t) = R^{-1}B^TP(t)\hat{x}(t) \quad (2.45)$$

Pour lequel $P(t)$ est l'unique solution symétrique définie non négative de l'équation différentielle de Riccati

$$\dot{P} + PA + A^TP - PBR^{-1}B^TP + Q = 0 \quad (2.46)$$

Ce théorème s'étend évidemment, via le critère, au cas stationnaire à horizon infini.

$$\begin{aligned} J(u) &= \lim_{t_f \rightarrow \infty} \frac{1}{t_f - t_0} E \left[\int_{t_0}^{t_f} \left(\hat{x}^T(t)Q\hat{x}(t) + u^T(t)Ru(t) \right) dt \right] \\ &= E \left[\hat{x}^T(t)Q\hat{x}(t) + u^T(t)Ru(t) \right] \end{aligned} \quad (2.47)$$

C'est dans ce contexte que nous nous placerons dans la suite de ce chapitre.

2.4.3. Système de commande LQG

Étant donné que la commande LQG ressemble à une combinaison de deux approches complémentaires.

Il est intéressant de décrire le système de commande LQG avec une représentation d'état étendue. La substitution des équations du système contrôlé dans les équations du contrôleur et du filtre de Kalman-Bucy donne la forme d'état relativement facilement.[6]

$$\begin{bmatrix} \square \\ x(t) \\ \square \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A-BK & BK \\ 0 & A-LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -L \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$y(t) = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} + w(t)$$

Dont le polynôme caractéristique est donné par :

$$\left[\begin{array}{cc} sI_n - (A-BK) & -BK \\ 0 & sI_n - (A-LC) \end{array} \right] = |sI_n - (A-BK)| |sI_n - (A-LC)| \quad (2.49)$$

Cette relation indique alors clairement que le système de commande LQG est asymptotiquement stable si et seulement si chacune de ses composantes l'est.

En supposant donc que :

- La paire $\{A, B\}$ soit commandable.
- La paire $\{A, \sqrt{Q}\}$ soit observable.
- La paire $\{A, C\}$ soit observable.
- La paire $\{A, \sqrt{V}\}$ soit commandable.

On vérifie simultanément que les valeurs propres des matrices $[A - BR^{-1}B^T P]$ et $[A - \sum C^T W^{-1} C]$ sont toutes à partie réelle négative.

2.4.4. Choix des matrices de pondération

La synthèse d'un compensateur LQG nécessite la spécification de quatre matrices de pondération : Q et R pour la rétroaction d'état, et V et W pour les filtres. La méthode de réglage la plus simple est basée sur une autre approche [6] :

Réglez V et W pour reconstruire un « bon » état, et réglez Q et R pour fournir un retour d'état « bon ». Si la dynamique de commande est relativement lente par rapport aux observations, on peut supposer que l'état est connu exactement en termes de retour d'état, et que la commande est robuste. Si cette hypothèse n'est pas vérifiée, la robustesse n'est plus vérifiée. Au contraire, les paramètres synthétisés du contrôle LQG à partir des variables manipulées peuvent être considérés comme connus. Moyen par lequel les performances requises par une spécification peuvent être atteintes. Il est donc relativement important de pouvoir définir une relation claire entre les performances spécifiées et ces paramètres synthétiques.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu voir que la commande LQR permet d'étudier clairement les performances des convertisseurs, du point de vue et du temps de réponse.

La mise en place et le calcul des règles sont simples et ne nécessitent que quelques ajustements. L'adjonction d'un observateur permet d'estimer les courants, et permet ainsi de réduire le coût et la complexité de mise en œuvre.

Cependant, des observateurs déterminés ne sont pas à l'abri du bruit de mesure, qui augmente la fréquence de commutation et la perte de commutation.

En revanche pour donner suite à l'étude de la commande LQG et l'utilisation du filtre de Kalman il s'avère que celle-ci est plus performante que l'observateur.

Lors de l'estimation du courant et de la minimisation des effets du bruit de mesure. Cet avantage permet d'abaisser la fréquence de découpage, donc réduire les pertes de commutation et le coût des composants de puissance utilisés.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier l'application du régulateur optimal au convertisseur Buck.

*CHAPITRE 3 : Application du Commande optimale au convertisseur
Buck*

Equation Chapter 3 Section 1

Chapitre 3 : Application du régulateur optimale au convertisseur Buck

3.1. Introduction

Les convertisseurs de puissance DC-DC qui fonctionnent en commutation leurs fonctions principales consiste à maintenir la tension de sortie à une valeur de référence désirée en utilisant un rapport cyclique compris dans l'intervalle $[0,1]$. La tension de sortie doit suivre la consigne souhaitée, même en présence des perturbations (variations de la charge par exemple) tout en respectant des contraintes sur le rapport cyclique et le courant de l'inductance.

Le contrôleur à base de commande optimale sont utilisés pour diverses applications industrielles, afin de répondre aux problèmes de régulation et de robustesse. La technique de contrôle commande optimale est à deux degrés de liberté. La synthèse de simulation du régulateur à base de commande optimale appliquée au contrôle de tension du convertisseur Buck sera exposé dans ce chapitre, dans un premier lieu, nous dimensionnons les éléments du circuit en se basant sur le cahier des charges donné. Ensuite, nous étudierons convertisseur en BF et BF séparément. Enfin, les résultats de simulation du contrôleur à base de commande optimale sont évalués[5].

3.2. Applications LQR :

A travers cette partie nous allons étudier l'application de la commande LQR aux convertisseurs DC-DC analysés dans le premier chapitre [3]. On choisit la commande LQR à horizon infini pour deux causes [4, 8].

1. Il est très difficile de résoudre les équations différentielles de Riccati engendrées par la méthode à horizon fini,
2. Comme indiqué par la théorie de la commande, si le système est contrôlable, on peut appliquer la commande à horizon infini dont les équations algébriques de Riccati sont solvables par les commandes de Matlab.

Les étapes de calcul sont les suivantes :

- 1) On se fixe un point de fonctionnement désiré pour la tension du condensateur (ou les tensions).
- 2) On calcule le point de fonctionnement désiré correspond comme montré dans la section suivante.
- 3) On linéarise le modèle du convertisseur autour de ce point d'équilibre, pour obtenir

$$\begin{aligned} \square \\ x_\delta &= Ax_\delta + Bu_{av,\delta} \\ y_\delta &= Cx_\delta \end{aligned} \quad (3.1)$$

4) on fixe les matrices de pondération Q et R du critère (2.19) et on résout l'équation algébrique de Riccati $PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0$

En utilisant la commande `lqr` du Matlab sous la forme [4] :

$$K = \text{lqr}(A, B, Q, R) \quad (3.2)$$

La loi de commande moyenne est alors :

$$u_{av} = \bar{u}_{av} - Kx_\delta = \bar{u}_{av} - K(x - \bar{x}) \quad (3.3)$$

Il est nécessaire de convertir en signaux d'amorçage c'est-à-dire passer de u_{av} vers $u \in [0,1]$. Cette fonction est réalisée par la transformation $\Sigma - \Delta$ définie par :

$$\begin{aligned} e &= u - u_{av} \\ u &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(e)) \end{aligned} \quad (3.4)$$

5) on simule le comportement en boucle fermée du convertisseur comme indiqué par le schéma suivant.

Si les performances ne sont pas satisfaisantes, on reprend le calcul et la simulation à partir du point (4) [4, 8].

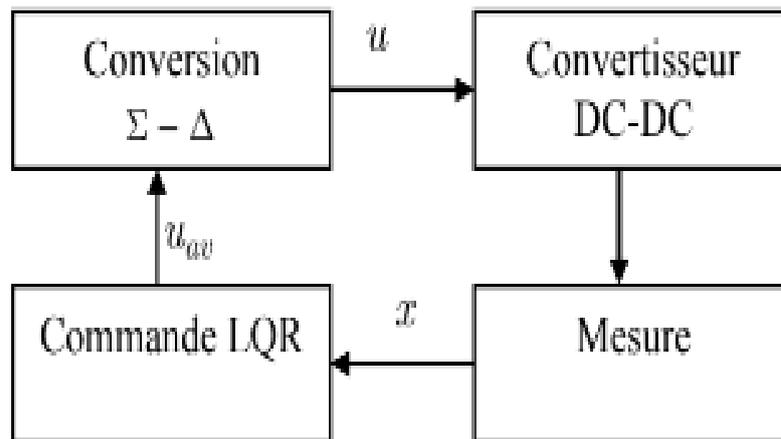


Figure 3-1 : Commande LQR des convertisseurs

*CHAPITRE 3 : Application du Régulateur optimale au convertisseur
Buck*

Cette technique suppose que les tensions et les courants sont mesurés, ce qui nécessite l'utilisation de plusieurs capteurs et complique l'implémentation pratique. Pour résoudre ce problème, on suppose que seulement les tensions sont mesurables et on introduit un observateur pour estimer les courants (ceci est faisable puisque les convertisseurs sont observables), sous la forme :

$$\begin{aligned} \square \\ x &= Ax_{\delta} + Bu_{av,\delta} + K_e(y_{\delta} - y_{\delta}) \\ y_{\delta} &= Cx_{\delta} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Soit encore

$$\square \\ x_{\delta} = [A - K_e C]x_{\delta} + Bu_{av,\delta} + K_e y_{\delta} \quad (3.6)$$

Le calcul du gain de l'observateur se fait comme suit :

- 1) On choisit des pôles de l'observateur P_obs
- 2) La commande `place` de Matlab [3] calcule le gain comme suit ;

$$K_e = place(A', C', P_obs) \quad (3.7)$$

L'implémentation est faite suivant le schéma suivant :

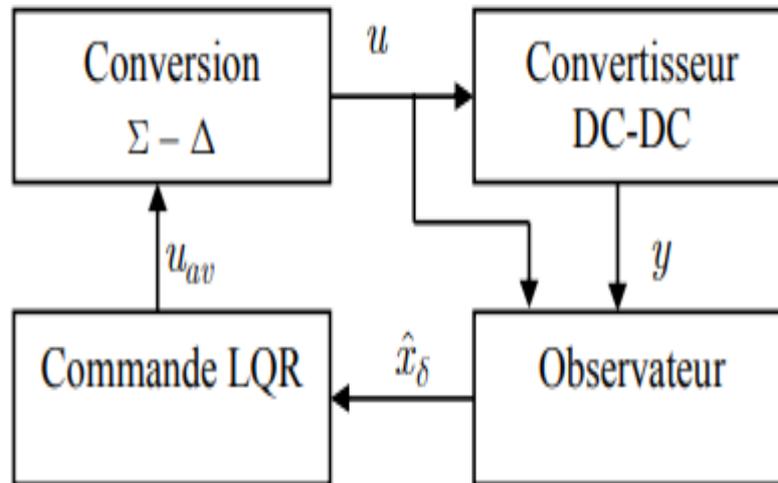


Figure 3-2 : Commande LQR avec observateur des convertisseurs

3.3. Applications LQG

Dans cette partie, nous examinons l'application de l'instruction LQG au convertisseur DC-DC analysé au chapitre 1 [4, 8].

La technique choisie est celle du contrôle LQG à l'horizon infini pour les mêmes raisons évoquées, "Minimiser les effets des grandeurs et du bruit de mesure".

Les étapes de calcul pour chaque convertisseur sont les suivantes :

1. On fixe les matrices de pondération Q et R du critère (2.16) et on résout l'équation algébrique de Riccati :

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (3.8)$$

Utilisez la commande LQR de Matlab [3] sous la forme :

$$K = lqr(A, B, Q, R) \quad (3.9)$$

Nous utiliserons les mêmes gains de la commande LQR obtenus dans la partie précédente.

2. On fixe les matrices de pondération V et W du critère (3.3) et on résout l'équation algébrique de Riccati $L = lqr(A', C', V'W)$

Le filtre de Kalman est décrit par :

$$\hat{x}_\delta = [A - LC] \hat{x} + Bu_{av,\delta} + Ly_\delta \quad (3.10)$$

La loi de commande moyenne est alors :

$$u_{av} = \bar{u}_{av} - K \hat{x}_\delta = \bar{u}_{av} - K(\hat{x} - \bar{x}) \quad (3.11)$$

Le schéma de commande est représenté sur la figure suivante.

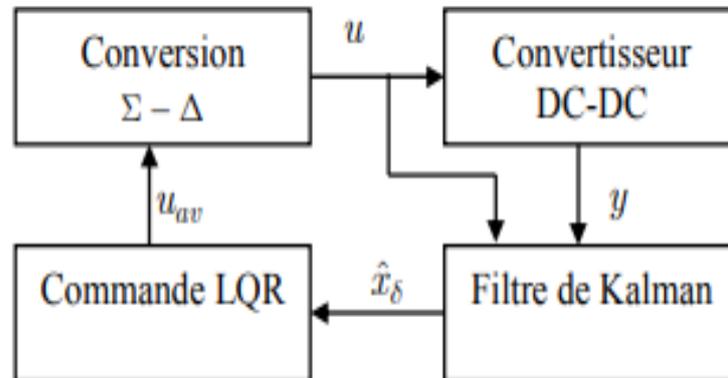


Figure 3-3 : Commande LQG

Un bruit gaussien central avec une variance de 0,01 est ajouté à la quantité mesurée dans toutes les simulations.

Simuler le bruit de mesure. Les valeurs des composants sont les mêmes qu'à la partie précédente. La métrique pour les convertisseurs Buck, est la tension sur le condensateur de sortie.

3.4. Choix des éléments du convertisseur Buck :

Avant de simuler le convertisseur Buck avec le contrôleur LQR, il faut d'abord déterminer l'inductance (L), la capacité (C) et la charge qui est représenté par une résistance (R) dans le

*CHAPITRE 3 : Application du Régulateur optimale au convertisseur
Buck*

convertisseur. Par conséquent, le convertisseur doit répondre aux exigences exposées dans le Tableau 3-1

La puissance d'entre (P_e)	800 [W]
La tension d'entrée (E)	220
La tension sortie (V_s)	110
La fréquence de découpage (f_c)	50[KHz]
Le taux d'ondulation courant (ΔI)	0.5[A]
Le taux d'ondulation de tension (ΔV)	0.1[V]

Tableau 3-1: Paramètres du convertisseur Buck

a) Calcul de la Résistance de charge R :

Appliquant le principe de la conservation de la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie, en déduit le courant dans la charge :

$$P_e = P \Rightarrow I = \frac{P}{V_s} = 7.27 [A]$$

Le courant dans la charge ne doit pas excéder 7.27[A], alors en peut écrire :

$$R = \frac{V}{I} = 15.13 [\Omega]$$

b) Calcul de l'inductance L

Avant de calcul la valeur de l'inductance il faut déterminer la valeur du rapport cyclique d, d'après l'équation.(3.12). L'inductance est donnée par l'équation (3.13)

$$L_{\min} = \frac{R(1-D)}{2F} = 0.00008 [H] \quad (3.12)$$

Pour MC : $L = L_{\min} * 1.1 \approx 0.00009 [H] \quad (3.13)$

$$L = L_{\min} * 1.1 \approx 0.00009[H]$$

$$L = \frac{V_o(1-D)}{\Delta I_L F} = 2.2 \times 10^{-3}[H]$$

c) Calcul de la capacité C

Après avoir calculé la résistance et en appliquant l'équation (3.14) la valeur de la capacité est déduite

$$C_{\min} = \frac{1-D}{16F^2L} = 1.4e-7[F] \quad (3.14)$$

$$C = \frac{1-D}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) F^2} = 1.25e-5[F]$$

3.5. Modèle d'état du convertisseur BUCK

On reprend l'équation d'état du convertisseur buck (1.6). l'application numérique donne le résultat suivant :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -455 \\ 8 \cdot 10^4 & -5288 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \cdot 10^5 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.15)$$

Avec la matrice $A = \begin{bmatrix} 0 & -455 \\ 8 \cdot 10^4 & -5288 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 1 \cdot 10^5 \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [0 \quad 1]$ et $D=0$.

Nous étudions le comportement du convertisseur en boucle ouverte (BO) et en boucle fermée (BF), afin d'évaluer les besoins en régulation. Nous construisons les modèles BO et BF avec retour unitaire du convertisseur buck sur SIMULINK Figure 3-4

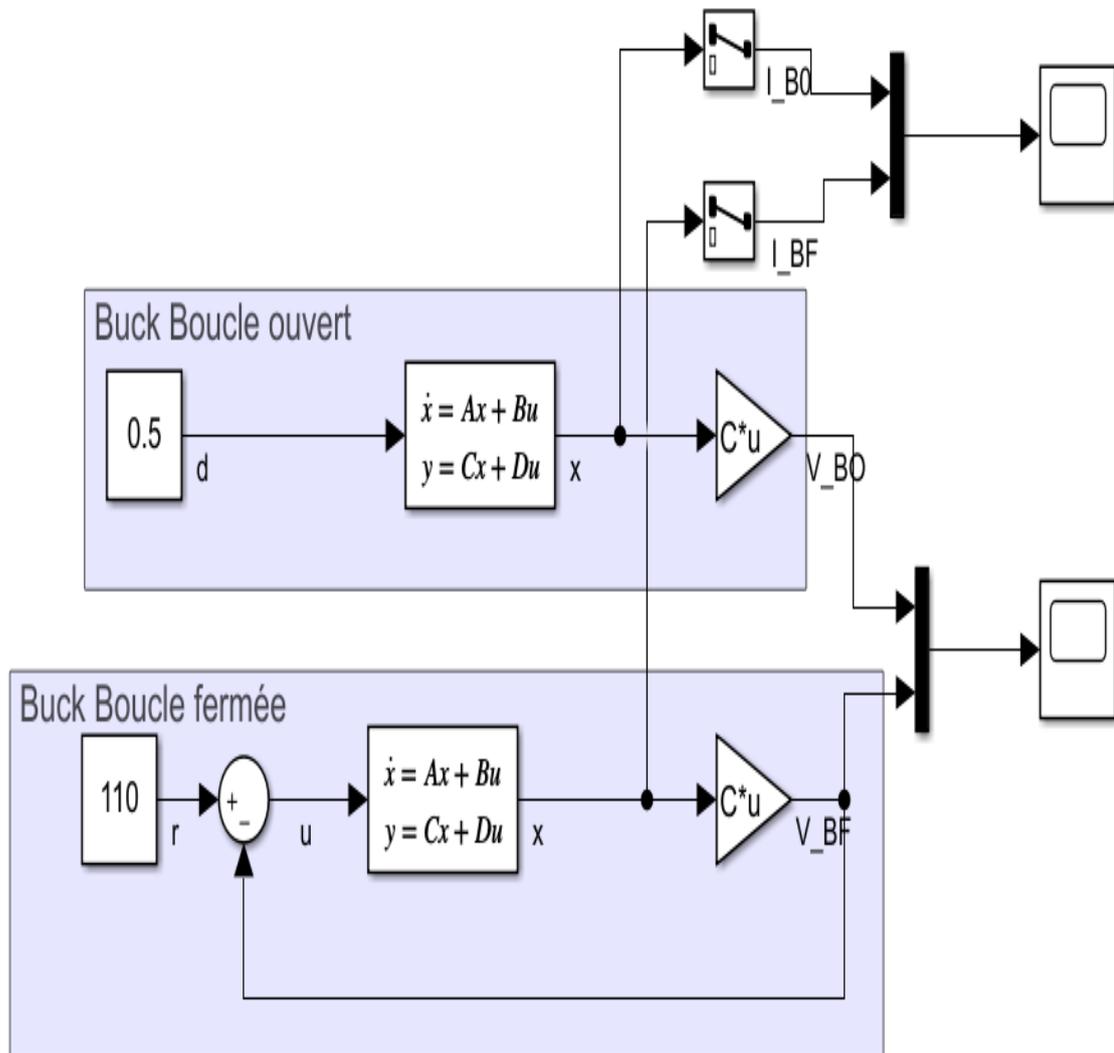


Figure 3-4: Simulation Convertisseur Buck BO & BF

La comparaison entre les deux tensions de sortie BO et BF Figure 3-5, montre que la tension V_s en BO présente un dépassement de l'ordre de 27%. Un temps de montée à 1.5 ms et taux d'ondulation négligeable. En revanche, la tension de sortie en BF présente un comportement oscillant amorti. Le système a un repense très rapide par rapport BO mais présente des oscillations très importantes, le dépassement est de l'ordre de 90% (premier dépassement), le temps de montée est environnant 2 ms et un taux d'ondulation égale à 2 V.

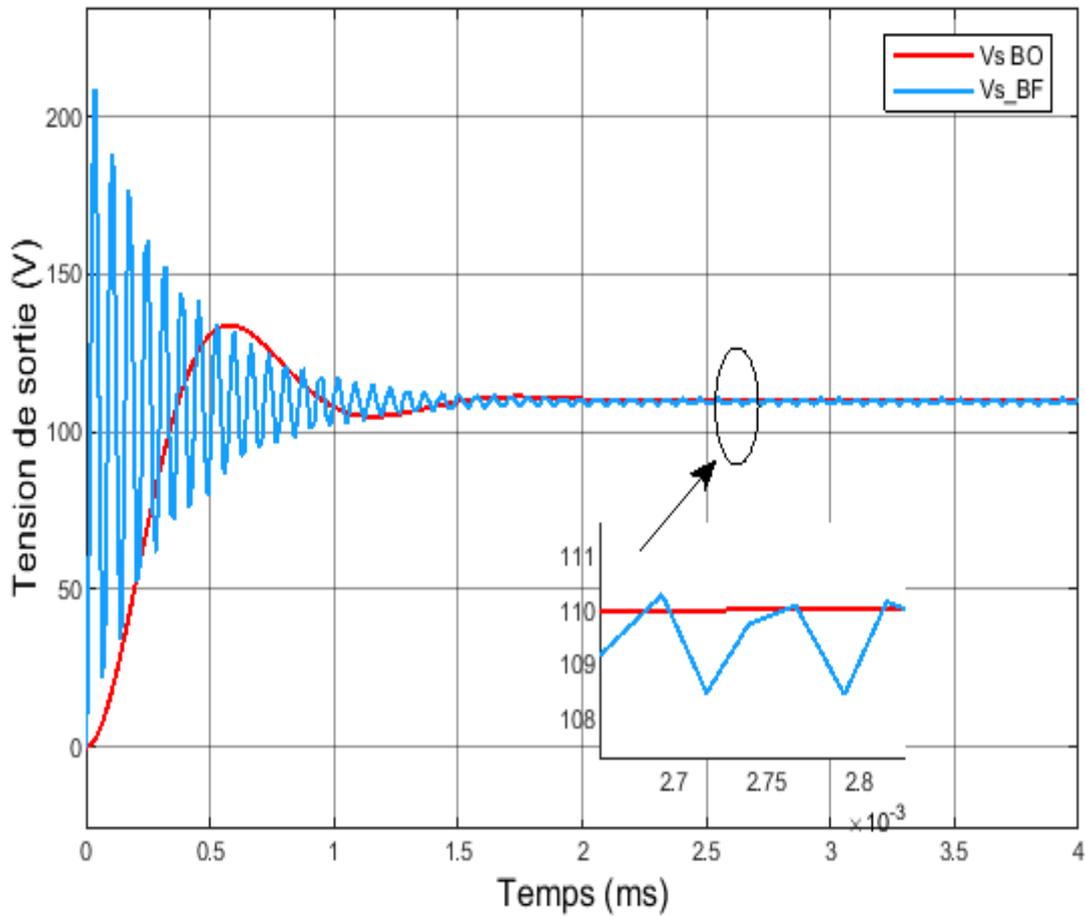


Figure 3-5 Comparaison entre la tension de sortie BO et BF

Les courant de l'inductance des deux système BO et BF sont présenté à la Figure 3-6.

En BF le courant à un comportement oscillateur amortie, prend des valeurs qui sont très dangereuse 18 le courant nominale (en premier dépassement) et un taux d'ondulation 2,5 A (Figure 3-6).

En BO un dépassement de l'ordre de 66,6 % et une ondulation quasiment nulle. En conséquence, il apparait clairement la nécessité d'introduire un régulateur en BF (Figure 3-6).

L'étude de l'influence de la consigne sur le comportement du convertisseur Buck B0 et BF est présenté à Figure 3-7 .

L'erreur de suivi de consigne est illustrée à la Figure 3-8

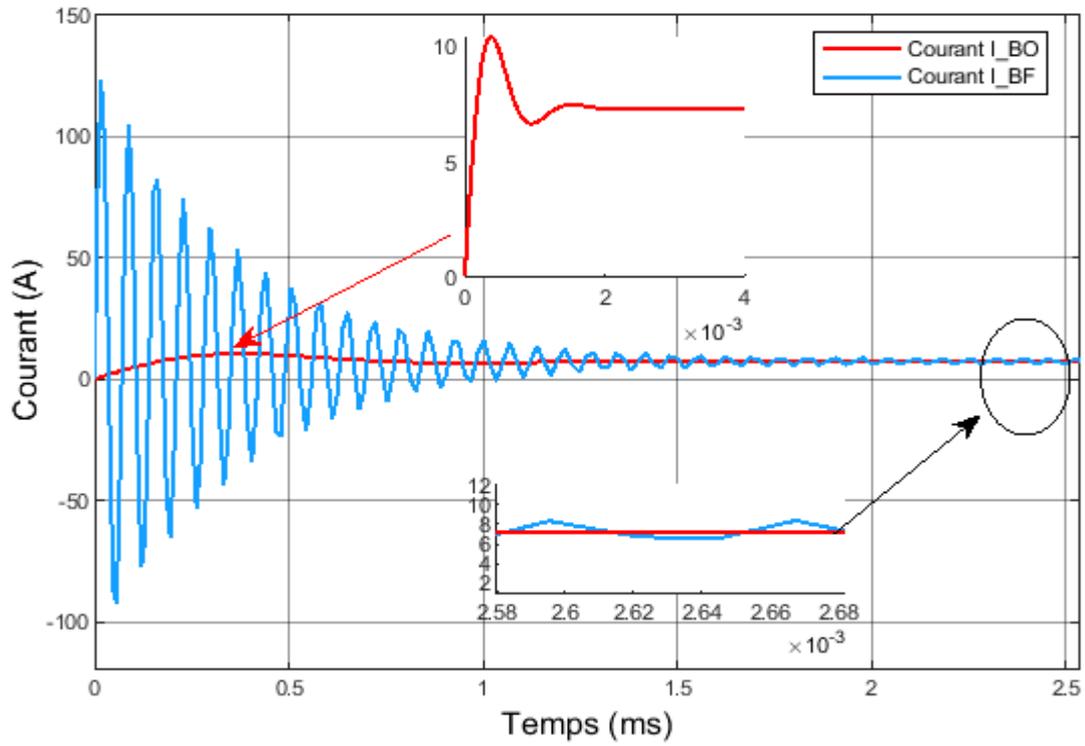


Figure 3-6 : Allure du Courant BO et BF.

CHAPITRE 3 : Application du Régulateur optimale au convertisseur
Buck

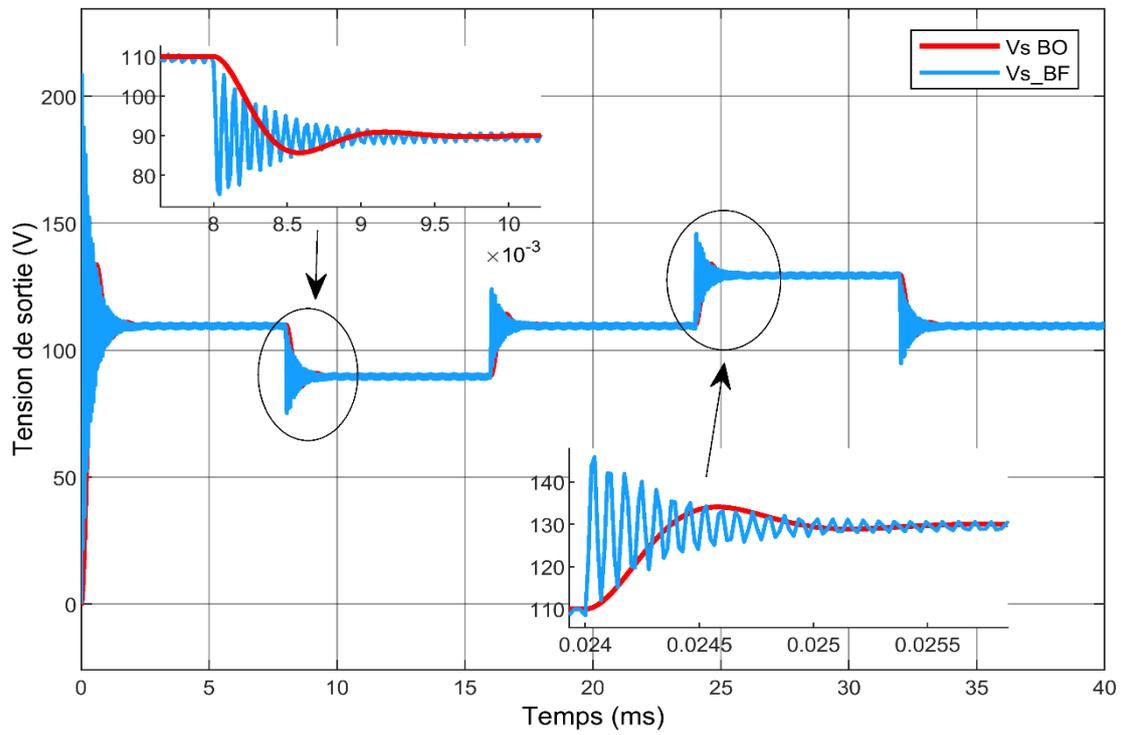


Figure 3-7 : Comparaison entre le courant BF et BF face à une variation de consigne.

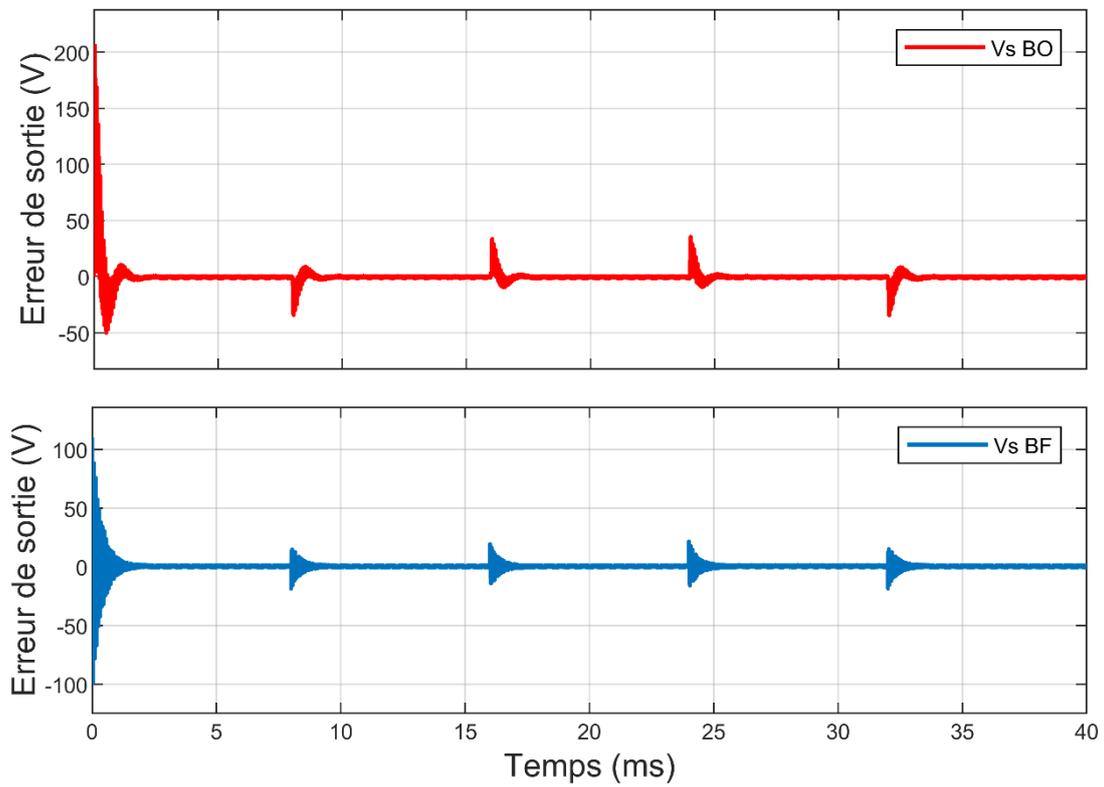


Figure 3-8 : Erreur suivi de la tension de consigne en BO et BF

Un modèle du convertisseur Buck avec régulateur LQR est présenté à la Figure 3-9

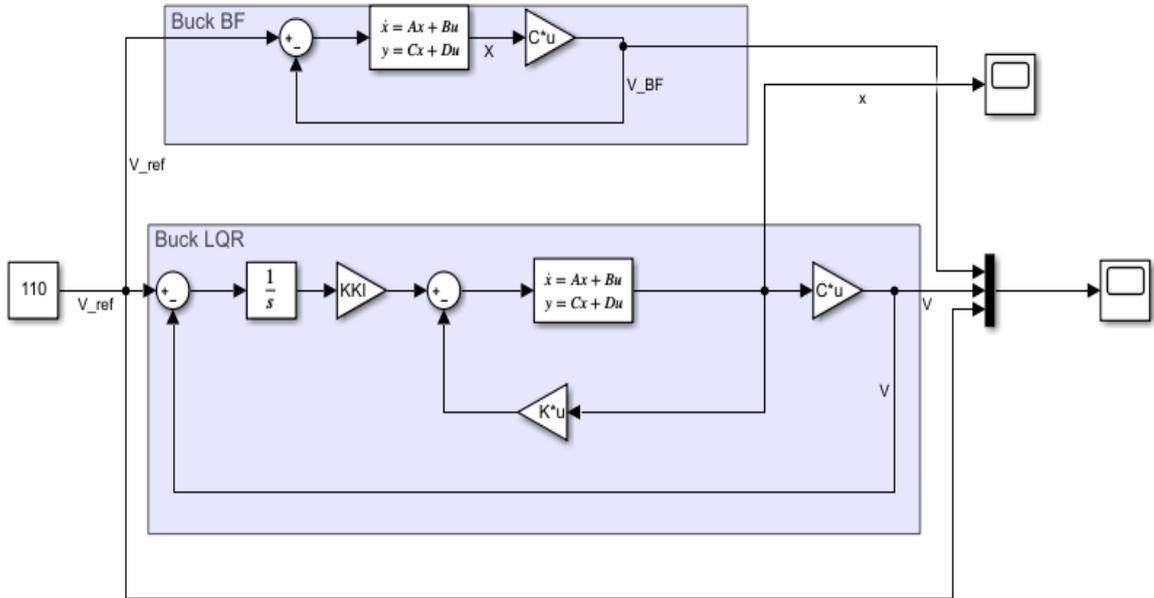


Figure 3-9: Simulation Convertisseur Buck BF & LQR

. Afin de tenir compte de la présence de la consigne, une variable d'état (erreur entre la consigne et la tension de sortie) supplémentaire est ajoutée au modèle d'espace d'état du convertisseur Buck équation (1.6). En conséquence l'ordre système augmente [3x3].

La nouvelle représentation du système est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_{A_{aug}} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{aug}} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_{ref} \quad (3.16)$$

$$\text{Avec la matrice } A_{aug} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{cR} & 0 \\ -C & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{aug} = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Ainsi, nous posons

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 80 \cdot 10^8 \end{bmatrix} \text{ et } R = 0,003 \quad (3.18)$$

Le calcul des gains de contrôle se fait à l'aide des commandes suivante sure Matlab [9]

$$\begin{aligned} K_{lqr} &= lqr[A_{aug}, B_{aug}, Q, R]; \\ KKI &= K_{lqr}(3) \\ K &= [K_{lqr}(1) \quad K_{lqr}(2)] \end{aligned} \quad (3.19)$$

Les valeurs des gains de contrôle sont :

$$\begin{aligned} KKI &= 1.6330 \cdot 10^6 \\ K &= [20.4055 \quad 51.9071] \end{aligned}$$

En fin, nous introduisons ces paramètres dans le modèle de Simulink Figure 3-9.

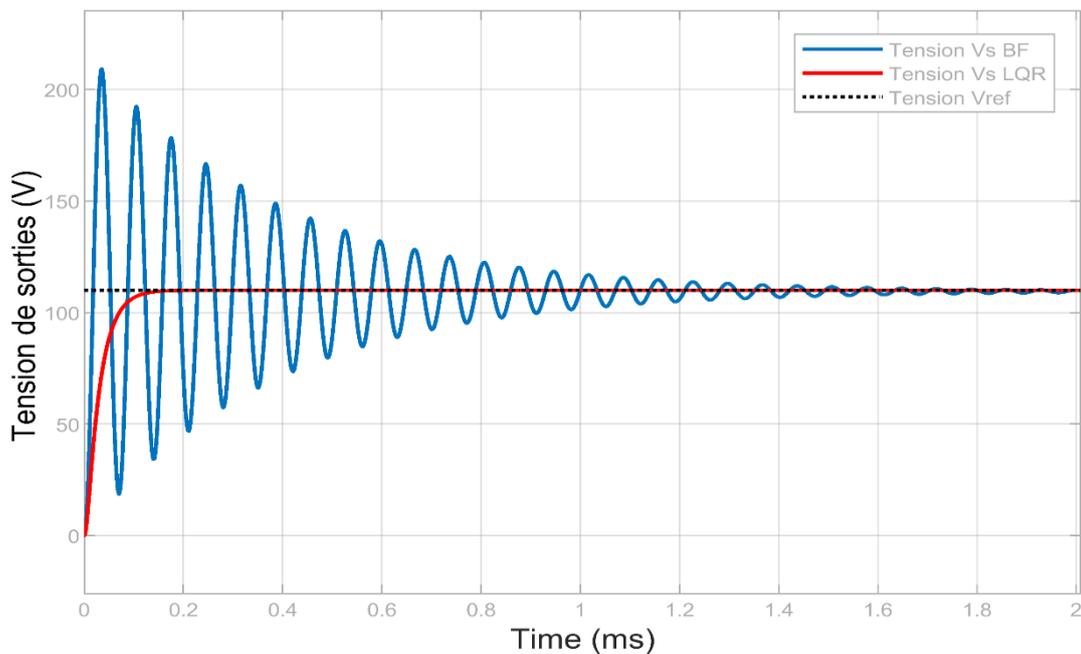


Figure 3-10 : Comparaison entre la tension de sortie BO et BF.

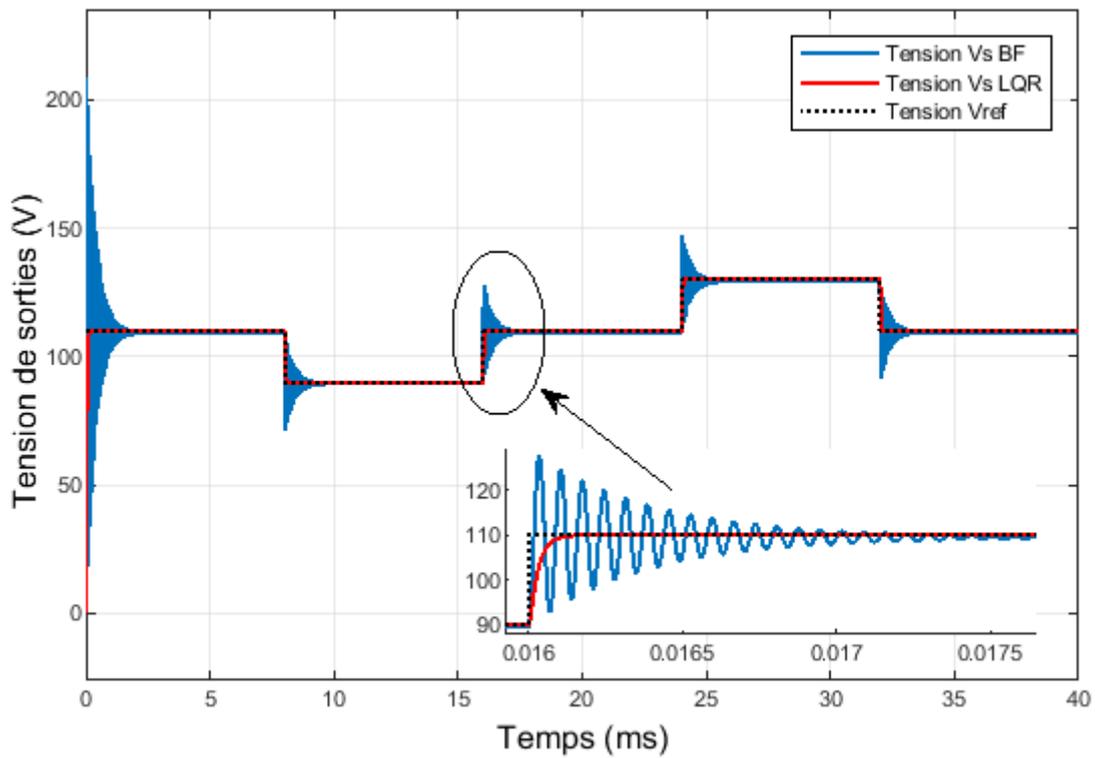


Figure 3-11 : Comparaison entre la tension de sortie BF et LQR face à une variation de la référence.

Le régulateur LQR à un bon comportement dynamique, pas de présence de dépassement, pas d'oscillation, temps de montée très court de l'ordre de 0.12 ms, donc une constante de temps proche de 0.06 ms Figure 3-10. La comparaison entre les deux tensions de sortie BF et LQR Figure 3-11, montre que la tension Vs en LQR présente un bon suivi de consigne avec une temps de retard de 0.06 ms et pas d'oscillation par rapport au fonctionnement BF. L'erreur de suivi de consigne est présentée à la Figure 3-12

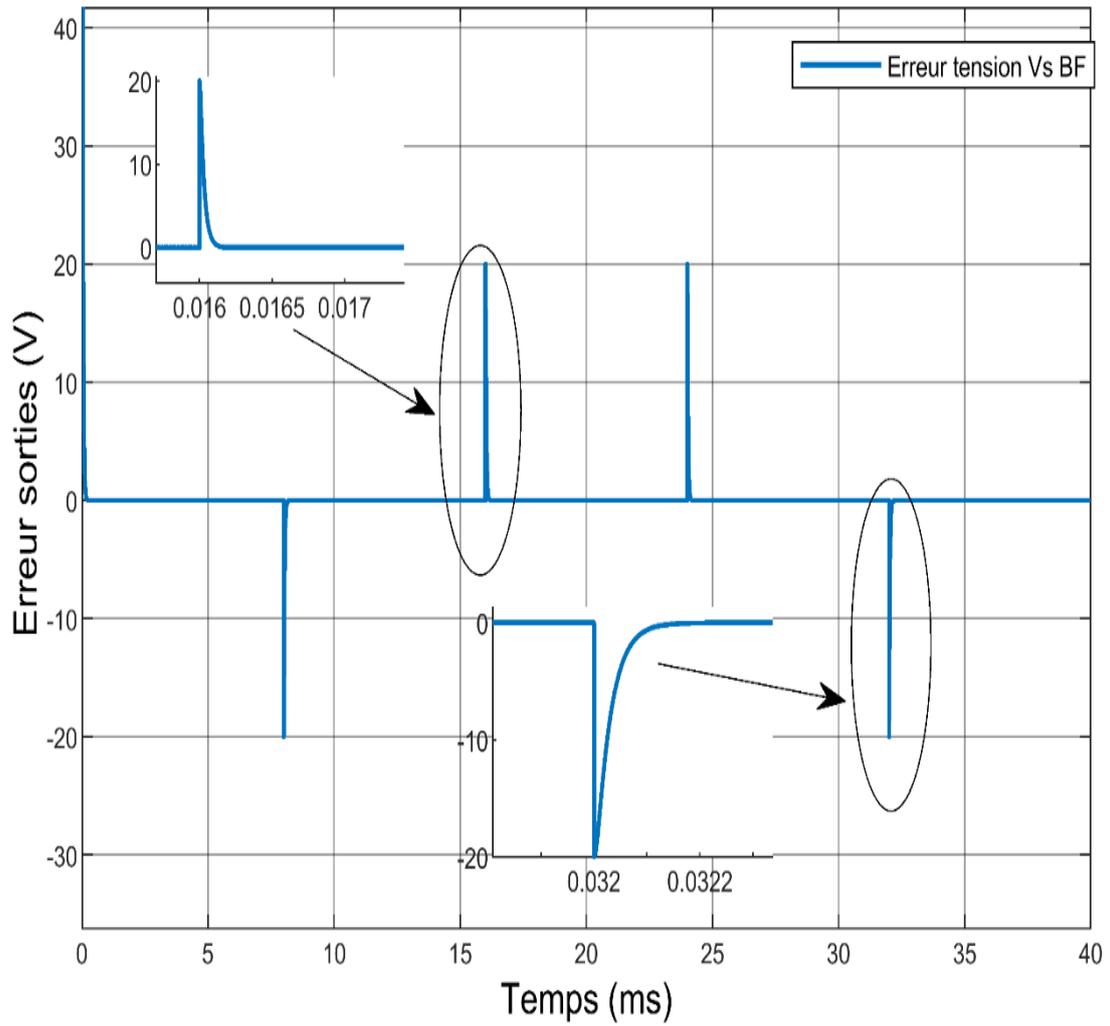


Figure 3-12 : Erreur entre la tension de sortie et de référence.

3.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulation des régulateurs optimale appliqué sur un convertisseur Buck

La méthodologie de l'application de la commande LQR et la commande LQG sont présentés. Le choix du point du fonctionnement et les paramètres du convertisseur Buck sont calculés.

La simulation du convertisseur Buck en BO et BF (sans régulateur) est réalisée sur Simulink, le résultat indique un comportement médiocre en termes de performances. En conséquence cela indique les besoins en régulation.

Les résultats de la simulation montrent que les deux régulateurs LQR garantissent un bon contrôle du convertisseur Buck

Les résultats de simulation confirment la conclusion de partie théorique dans le chapitre deux et montrent l'avantage du régulateur LQR et LQG.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

A travers ce mémoire nous avons mené une étude sur les convertisseurs DC/DC les plus rencontrés (Buck, Boost, Cuk et Boost-Boot). Cette étude avait pour but de déterminer la « Commande optimale du convertisseur DC-DC abaisseur » et ces caractéristiques fonctionnels.

A ce propos, nous avons décidé d'établir une étude détaillée dans le premier sur le hacheur Buck qui fait l'objet principal de ce sujet. Les modèle des convertisseurs DC-DC élaborés en modes de conduction continu ont été passés en revue, ce qui a permis de déterminer le modèle espace d'état. [1]

Par la suite dans le deuxième chapitre nous nous sommes penchés sur la commande LQR permettant d'étudier clairement les performances des convertisseurs. La configuration et le calcul des règles sont simples et ne nécessitent que quelques ajustements. L'ajout d'un observateur permet l'estimation des courants et contribue à réduire le coût et la complexité de mise en œuvre.

Cependant, les observateurs observés ne sont pas à l'abri du bruit de mesure, qui augmente l'atténuation de la fréquence de découpage. Toutefois, pour suivre l'étude de LQG et l'utilisation du filtre de Kalman, il s'avère que ce dernier est plus efficace que l'observateur. Lors de l'estimation du courant et de la minimisation de l'effet du bruit de mesure. Cet avantage permet d'abaisser la fréquence de commutation, donc la perte de commutation et le coût des composants de puissance utilisés. [1] [3]

Suite à la simulation des convertisseurs Buck vers BO et BF effectuée sur Simulink dans le troisième chapitre nous avons établi les résultats montrant des performances médiocres. Cela indique donc un besoin de réglementation. Les résultats de la simulation montrent que les deux régulateurs LQR assurent un bon contrôle du convertisseur Buck. Les résultats de la simulation confirment bien la conclusion du chapitre deux et montrent ainsi les avantages du régulateur et du LQG.

Bibliographie

Bibliographie

Bibliographie

- [N. Goléat, «Modélisation et commande des structures, cours de Master Génie
1] électrique M2,» Université d'Oum El Bouaghi, Algérie, 2008.
- [R. M. Murray CDS 110b Lecture 2 – LQR Control, CALIFORNIA INSTITUTE OF
2] TECHNOLOGY Control and Dynamical Systems, 11 January 2006.
- [N. Goléa, *Commande dans l'espace d'état, cours de Masters Génie électrique &
3] Informatique industriel M1*, Université d'Oum El Bouaghi, Algérie, 2008.
- [M. 7. Mathworks®.
4]
- [S. Manias, S. N. Manias, *Power Electronics and Motor Drive Systems*, Joe Hayton,
5] 2017.
- [R. E. e. D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2001.
6]
- [Ismail, R. R., Ahmad, M. A., & Ramli, M. S. (2009, April). Speed control of buck-
7] converter driven dc motor using lqr and pi: A comparative assessment. In *2009
International Conference on Information Management and Engineering* (pp. 651-655).
IEEE.
- [H. ZAYANI, *Régulation et contrôle des systèmes de climatisation*, 2014.
8]
- [T. Zoubir, *Etude et identification d'un procédé de contrôle de niveau*, 2018.
9]
- [Eshtehardiha, S., Kiyoumars, A., & Ataei, M. (2007, October). Optimizing LQR and
10] pole placement to control buck converter by genetic algorithm. In *2007 International
Conference on Control, Automation and Systems* (pp. 2195-2200). IEEE.
-

Bibliographie

- [H. Gharsallaoui, Reconfiguration de lois de commande et accommodation active des
11] modes de fonctionnement pour les systèmes plats.

.

Résumé :

Ce travail présente la régulation optimale appliqués au convertisseur Buck. En générale, la conception de la régulation commence par linéarisation de système pour accéder aux équations d'état, en suite, le choix du type de régulateur approprié. La détermination des paramètres propre de régulateur via la méthode LQR et LQG appropriée qui garantissant l'obtention du performances requises.

A travers la simulation via Matlab/Simulink, les performances (temps de réponse, précision, suivi de trajectoire) de chaque régulateur sont jugées et comparaison.

Mots clef : Convertisseurs DC-DC, Abaisseur (Buck), commande optimale, LQR, LQG

Abstract:

This work presents the optimal regulations applied to the Buck converter. In general, the design of the regulation begins with linearization of the system to access the state equations, then the choice of the appropriate type of regulator. The determination of the regulator's own parameters via the appropriate LQR and LQG method which guarantees the achievement of the required performance.

Through simulation via Matlab/Simulink, the performance (response time, accuracy, trajectory tracking) of each regulator is judged and compared.

Key words: DC/DC converter, step-down (Buck), optimal control, LQR, LQG

ملخص:

للنظام الخطي بالتنسيق اللائحة تصميم يبدأ ، عام بشكل .ياك محول على المطبقة المثلى اللوائح العمل هذا يقدم طريقة عبر التنظيمية بالجهة الخاصة المعلمات تحديد .للمنظم المناسب النوع اختيار ثم ، الحالة معادلات إلى للوصول المطلوب الأداء تحقيق تضمن التي المناسبة LQR و LQG

منظم لكل)المسار وتتبع والدقة الاستجابة وقت(أداء على الحكم يتم ، Matlab / Simulink عبر المحاكاة خلال من ومقارنته

الأساسية الكلمات

محول (DC / DC) ، تنحي (Buck) ، الأمثل التحكم ، LQR ، LQG ،
