



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de genie électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

En : Automatique

Spécialité : Automatique et systèmes

Par : SALHA Noureddine

Sujet

Commande des convertisseurs DC-DC par retour d'état avec observateur

Présentée et évaluée par :

M. THELAIDJIA Tawfik	MCB, Université Larbi Tébessi- Tébessa	Président
M. AMIEUR Toufik	MCA, Université Larbi Tébessi- Tébessa	Rapporteur
M. DJABRI Riadh	MCB, Université Larbi Tébessi- Tébessa	Examineur

Promotion : 2020/2021

المخلص :

في هذا العمل ، ندرس قوانين التحكم لبعض محولات التيار المستمر التي تسمح بضمان الاستقرار و الأداء من اجل ذلك قمنا بدراسة قوانين تحكم مختلفة. أولاً ، يتم إنشاء نماذج المحولات المدروسة ؛ يتم تحليل خصائصها في كل من الأنظمة الديناميكية والثابتة . في الخطوة الثانية، تمت دراسة و اختبار قوانين التحكم في الجهد الناتج من محولات التيار المستمر المستعملة في هذه المذكرة. في حالة الحالات غير المتاحة ، يتم إدخال ملاحظ خطي كامل الترتيب لتقدير المتغيرات المفقودة التيار و الجهد.

النتائج التي تم الحصول عليها فعالة وتؤكد التوقعات النظرية.

الكلمات المفتاحية: محولات التيار المستمر ، تحكم ، ملاحظ.

Résumé:

Dans ce travail nous étudions la commande par retour d'état et observateur de certains convertisseurs de puissance DC-DC. Dans un premier temps, les modèles des convertisseurs considérés sont établis ; leurs propriétés sont analysées à la fois dans des régimes dynamiques et statiques. Dans un deuxième temps, le retour d'état linéaire, basé sur le placement des pôles et le linéaire quadratique récursif, puis une action intégrale est appliquée aux convertisseurs, est conçu et testé sur les convertisseurs DC-DC modélisés. Pour le cas des états indisponibles, un observateur d'ordre complet linéaire est introduit pour estimer les variables manquantes.

Les résultats obtenus sont efficaces et confirment les prédictions théoriques.

Mots clés: Convertisseurs DC-DC, commande, observateur.

Abstract:

In this work we study the control by state feedback and observer of some DC-DC power converters. First, the models of the considered converters are established; their properties are analyzed in both dynamic and static regimes. In a second step, the linear state feedback, based on the placement of the poles and the recursive quadratic linear, then an integral action is applied to the converters, is designed and tested on the modeled DC-DC converters. For the case of unavailable states, a linear full order observer is introduced to estimate the missing variables.

The results obtained are effective and confirm the theoretical predictions.

Keywords: DC-DC converters, control, observer.

Remerciement

Je voudrais dans un premier temps remercier Dieu Tout puissant pour son succès et sa gratitude pour terminer ce travail.

C'est avec grand plaisir que je remercie les nombreuses personnes qui m'ont permis de réaliser un tel travail. Tout d'abord, je suis extrêmement reconnaissant à mon directeur de cette mémoire, le docteur AMIEUR Toufik

Mes sincères remerciements s'étendent également à docteur THELAIDJIA Tawfik et d'être le président de jury de ce mémoire et le docteur DJABRI Riadh d'être l'examineur de ce mémoire, l'honneur que les membres du jury vous remercient. Mes remerciements particuliers à tous mes professeurs au cours de cette année d'étude.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- ✓ A mes chers parents et ma femme pour leurs encouragements et leur soutien.
- ✓ A ma petite fille.
- ✓ A mes frères et mes sœurs.
- ✓ A toutes mes amis.

Sommaire.

Résumé.

Listes des figures

Introduction Générale 1

Chapitre I: Modélisation et étude en boucle ouverte des convertisseurs DC-DC

I.1. Introduction..... 3

I.2. Modèle commuté..... 3

 I.2.1. Modèle moyen 4

 I.2.2. Caractéristique statique..... 4

 I.2.3. Modèle linéarisés 5

I.3. Convertisseurs Buck..... 5

 I.3.1. Modèle du convertisseur 6

 I.3.2. Modèle moyen 7

I.4. Convertisseur Boost 7

 I.4.1. Modèle du convertisseur 8

 I.4.2. Modèle moyen 9

I.5. Convertisseur Buck-Boost 9

 I.5.1. Modèle du convertisseur 9

 I.5.2. Modèle moyen 10

I.6. Convertisseur Cuk 11

 I.6.1. Modèle du convertisseur 11

 I.6.2. Modèle moyen 13

I.7. Convertisseur Boost-Boost 13

 I.7.1. Modèle du convertisseur 14

 I.7.2. Modèle moyen 16

I.8. Etude en boucle ouverte des convertisseurs DC-DC..... 17

 I.8.1. Convertisseur Buck en boucle ouverte : 17

 I.8.2. Convertisseur Booste en boucle ouverte. 19

 I.8.3. Convertisseur Buck-Booste en boucle ouverte..... 20

I.9. Conclusion. 22

Chapitre II : Commande par retour d'état des convertisseurs DC/DC

II.1. Introduction	23
II.2. Commandabilité et observabilité d'un système.....	23
II.2.1. Commandabilité d'un système.	23
II.2.1.1. Critère de commandabilité.....	23
II.2.2. Observabilité d'un système.....	24
II.2.2.1. Critère d'observabilité.	24
II.3.principe de la commande par retour d'état.....	24
II.3.1 Placement de pôles par retour d'état.	27
II.3.2.Algorithme de placement de pôles.....	27
II.4.La commande Linéaire Quadratique Réursive (LQR).....	29
II.4.1.Commande LQR des systèmes à temps continu.....	29
II.4.1.1. Position de problème.	29
II.4.1.2. Interprétation du critère.	30
II.5. Etude des convertisseurs DC-DC par retour d'état.	32
II.5.1. Convertisseur Buck.....	32
II.5.1.1. Retour d'état par placement de pôles.	32
II.5.1.2. Retour d'état par LQR.	34
II.5.2.Convertisseur Boost.....	35
II.5.2.1.Retour d'état par placement de pôles.....	35
II.5.2.2.Retour d'état par LQR.	36
II.5.3.Convertisseur Buck-Boost	38
II.5.3.1.Retour d'état par placement de pôles.....	38
II.5.3.2.Retour d'état LQR.	39
II.6.Conclusion.....	40

Chapitre III: Commande par retour d'état avec observateur des convertisseurs DC/DC.

III.1. Introduction	41
III.2. Retour d'état avec action intégrale.....	41
III.3.L'observateur	43
III.3.1 Introduction au problème de la reconstruction d'état	43
III.3.1.1 Par calcul direct.....	44
III.3.1.2Par simulation des processus	44
III.3.1.3.Par simulation du processus et asservissement sur les parties connues du vecteur d'état.....	45

III.3.2. Propriété d'un observateur	45
III.3.3. Condition d'existence d'un observateur.....	45
III.3.4. À propos de la transmission directe	45
III.4. Synthèse d'un observateur d'ordre minimal	46
III.5. Application sur un convertisseur Boost.	47
III.5.1. Application de retour d'état avec intégrale sur un convertisseur Boost.	47
III.5.6. Application de retour d'état avec intégrateur et observateur sur un convertisseur Boost.....	49
III.6. Conclusion.....	51
Conclusion générale	52
Bibliographies	53

Listes des figures

Figure I.1. Grandeurs continues et discontinues d'un convertisseur DC-DC.	4
Figure. I.2. Convertisseur Buck	6
Figure. I.3. Topologies du Convertisseur Buck	6
Figure. I.4. Convertisseur Boost	7
Figure. I.5. Topologies du Convertisseur Boost	8
Figure. I.6. Convertisseur Buck-Boost	9
Figure. I.7. Topologies du Convertisseur Buck-Boost	10
Figure. I.8. Convertisseur Cuk	11
Figure. I.9. Topologies du Convertisseur Cuk	12
Figure. I.10. Convertisseur Boost-Boost	14
Figure. I.11. Topologies du Convertisseur Boost-Boost	14
Figure. I.12. Schéma de commande du convertisseur Buck en boucle ouverte.....	17
Figure I.13 Réponses du convertisseur Buck en boucle ouverte	18
Figure I.14. Schéma de commande du convertisseur Boost en boucle ouverte.....	19
Figure I.15: Réponses du convertisseur Boost en boucle ouverte	20
Figure I.16. Schéma de commande du convertisseur Buck-Boost en boucle ouverte	20
Figure I.17. Réponses du convertisseur Buck- Boost en boucle ouverte	21
Figure II.1. système en boucle ouverte.....	25
Figure II.2. Bouclage du système par un vecteur de gain.....	26
Figure II.3. Schéma de commande du convertisseur Buck par retour d'état	32
Figure II.4. Réponses du convertisseur Buck par placement de pôles.	33
Figure II.5. Réponses du convertisseur Buck par retour d'état LQR	34
Figure II.6. Schéma de commande du convertisseur Boost par retour d'état	35
Figure II.7. Réponses du convertisseur Boost par placement de pôles	36
Figure II.8. Réponses du convertisseur Boost par retour d'état LQR	37
Figure II.9. Schéma de commande du convertisseur Buck-Boost par retour d'état.....	38
Figure II.10. Réponses du convertisseur Buck-Boost par placement de pôles.....	39
Figure II.11. Réponses du convertisseur Buck-Boost par retour d'état LQR.....	40
Figure III.1. Retour d'état avec intégrale.....	42

Figure III.2. Principe de l'observateur	43
Figure III.3. Schéma générale d'un simulateur	44
Figure III.4. schéma générale d'un observateur de Luenberger complet.	46
Figure. III.5. Schéma de commande du convertisseur Boost par retour d'état avec intégrateur.	47
Figure. III.6. Réponses du convertisseur Boost avec intégrateur	48
Figure. III.7. Schéma de commande du convertisseur Boost par retour d'état avec intégrateur et observateur	49
Figure. III.8. réponses du convertisseur Boost par retour d'état avec intégrateur observateur.....	50

Introduction Générale

Introduction Générale

Les systèmes d'alimentation constituent une technologie habilitante qui nous permet de concevoir et d'exploiter des circuits et systèmes électroniques. Tous circuits électroniques actifs, numériques ou analogiques, nécessitent une alimentation électrique. Pour assurer leurs fonctionnements de nombreux systèmes électroniques nécessitent plusieurs et différentes tensions d'alimentation DC. Les alimentations sont largement utilisées dans les ordinateurs, les télécommunications, les équipements d'instrumentation, l'aérospatiale, électronique médicale et de défense... D'une façon générale une tension d'alimentation continue DC est générée à partir d'une batterie ou d'une ligne de courant alternatif utilisant un transformateur, un redresseur et un filtre, toutefois la tension résultante n'est pas suffisamment stable et caractérisée par la présence d'une forte ondulation qualifiée indésirable par la plus part des applications. Les régulateurs de tension sont utilisés pour rendre la tension continue plus stable (constante) d'une part et pour atténuer les ondulations du courant alternatif d'autre part [1].

Les dispositifs électroniques de puissance sont des dispositifs physiques qui peuvent être modélisés mathématiquement comme des systèmes dynamiques contrôlés et, par conséquent, les théories de commande existantes sont convenablement applicables pour l'étude de ces systèmes. Plus précisément, la théorie de commande est principalement basé autour de la conception d'insérer un sous-système de régulation dans un dispositif électronique de puissance pour améliorer ses performances globales conformément à l'objectif prescrit. Bien que difficiles, les objectifs derrière la conception d'un certain appareil électronique de puissance peut généralement se traduire par un «contrôle objectif »pour lequel il existe aujourd'hui un arsenal de techniques [2].

La théorie de l'estimation occupe une place importante en automatisme. La connaissance des variables d'état du système étudié est nécessaire, afin de concevoir des méthodes de commande.

L'objectif fondamental de ce travail est de présenter deux techniques de contrôle pertinentes pour la conception du commande par retour d'état pour convertisseurs de puissance DC-DC, basé sur le placement de pôles et par action intégrale et la commande linéaire quadratique récurrente (LQR), et contrôle basé sur l'observateur.

Ce mémoire est organisé en une introduction, trois chapitres et une conclusion :

Dans le premier chapitre, nous développons les modèles commutés des cinq convertisseurs DC-DC objet d'étude. Puisque nous utilisons des techniques de contrôle en temps continu, les modèles sont convertis en modèles à moyenne continue. Des modèles linéarisés sont établis et leurs propriétés sont

analysées afin de déterminer le retour d'état linéaire. Puis on a étudié trois types de convertisseurs en boucle ouverte.

Dans le deuxième chapitre, nous parlons sur la commande par retour d'état par placement de pôles et la commande linéaire quadratique régressive (LQR) puis nous traitons les trois types des convertisseurs qui déjà étudiés dans le premier chapitre par l'application de la commande sur ces types de convertisseurs.

Le troisième chapitre, est consacré à l'étude et la synthèse de la commande par retour d'état avec action intégrale et l'observateur d'état de Luenberger avec l'application sur le convertisseur Boost DC-DC. En fin, la conclusion présente le bilan de ce travail et les perspectives envisagées.

CHAPITRE I :
Modélisation et étude
en boucle ouverte des
convertisseurs
DC-DC

Modélisation et étude en boucle ouverte des convertisseurs DC-DC.

I.1. Introduction.

Une étape fondamentale pour la mise en œuvre des techniques de commande est la représentation du convertisseur sous forme de système dynamique, avec un modèle adapté à la technique de commande proposée. Ce chapitre se concentrera sur la modélisation des convertisseurs DC-DC pour l'application des techniques de contrôle sélectionnées. Dans ce qui suit, on suppose que les convertisseurs DC-DC fonctionnent dans le mode de conduction continue, c'est-à-dire qu'aucun des courants d'inductance n'est identiquement nul sur un intervalle de temps ouvert.

La modélisation des convertisseurs DC-DC de puissance est un domaine de recherche très actif. L'augmentation de la complexité des convertisseurs, pour répondre aux besoins industriels, nécessite des modèles mathématiques capables de représenter les comportements statiques et dynamiques.

Dans ce chapitre nous allons établir les modèles nécessaires à l'analyse et à la commande des convertisseurs DC-DC.

Nous commençons par obtenir le modèle commuté, le modèle moyen, modèle linéarisés après nous paramétrons les points d'équilibre obtenue en termes de valeurs moyennes des tensions de sortie.

Le convertisseur travaille en mode continu (CCM).

I.2. Modèle commuté.

Les convertisseurs DC-DC constituent une classe des systèmes hybrides où le comportement est composé de dynamiques continues formées par les grandeurs $x(t)$ liées aux éléments de stockage, et les grandeurs discontinues $u(t)$ liées aux états des interrupteurs de puissance comme illustré sur la figure I.1. L'association de ces deux types de grandeurs permet d'obtenir un modèle commuté (topologique) capable de décrire les différentes configurations du convertisseur.

Le modèle commuté d'un convertisseur DC-DC prend la forme suivante [1]:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (I.1)$$

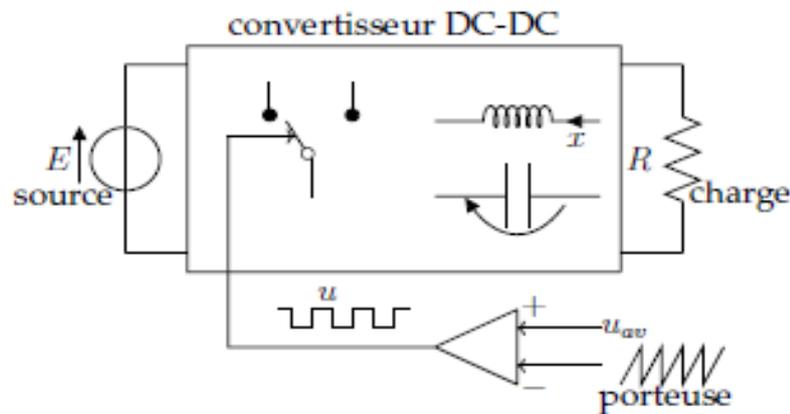


Figure I.1. Grandeurs continues et discontinues d'un convertisseur DC-DC.

Où x est le vecteur d'état regroupant les variables d'état indépendantes (courants parcourant les bobines et les tensions aux bornes des condensateurs). u Est le vecteur des fonctions de commutation prenant les valeurs "1" ou "0" suivant que l'interrupteur est passant ou bloqué.

I.2.1. Modèle moyen.

La technique de moyennage permet d'isoler les composantes moyennes (basse fréquence) des grandeurs et éliminer les harmoniques (hautes fréquences) inutiles pour l'analyse de stabilité et la conception des lois de commande. Comme les harmoniques (hautes fréquences) proviennent de la fonction de commutation u , pour obtenir un modèle moyen continu du convertisseur, il suffit alors de remplacer u dans les équations (I.1) du convertisseur par sa grandeur u_{av} , ce qui produit [1-2]:

$$\dot{x} = f(x, u_{av}) \quad (I.2)$$

Par abus de langage et pour alléger la notation, nous avons gardé le symbole x pour les variables d'état moyennes.

I.2.2. Caractéristique statique.

En général, il est désiré de lier les valeurs moyennes des états du système, en équilibre, avec la valeur moyenne correspondante de la commande. Ces relations, en équilibre, sont utiles pour établir les caractéristiques statiques du convertisseur.

En équilibre, les dérivées des états moyens sont nulles et la commande moyenne u_{av} est égale à une valeur constante \bar{u}_{av} , soit :

$$f(\bar{x}, \bar{u}_{av}) = 0 \quad (I.3)$$

Comme résultat, on obtient un système d'équations pour les valeurs en régime permanent des états moyennes.

La solution de l'équation (I.3) permet de paramétrer les grandeurs moyennes en fonction du point de fonctionnement désiré (\bar{x}, \bar{u}_{av}) .

On définit la caractéristique statique du convertisseur (connue aussi comme le gain du convertisseur) comme le rapport, en régime permanent, de la tension de sortie moyenne \bar{v} à la tension d'entrée E .

I.2.3 Modèle linéarisés.

Comme les modèles moyens équation (I.2) de la plupart des convertisseurs statiques sont des systèmes non linéaires, nous aurons à calculer la linéarisation de ces modèles autour de leurs points d'équilibres désirés (\bar{x}, \bar{u}_{av}) , sous la forme d'équations d'état de la forme :

$$e = Ae + Beu \quad (I.4)$$

où $e = x - \bar{x}$, $eu = u_{av} - \bar{u}_{av}$ et les matrices A et B sont obtenues par le développement en série de Taylor du premier ordre des équations (I.2), soit :

$$A = \left. \frac{\partial f(x, u_{av})}{\partial x} \right|_{x=\bar{x}, u_{av}=\bar{u}_{av}}, B = \left. \frac{\partial f(x, u_{av})}{\partial u_{av}} \right|_{x=\bar{x}, u_{av}=\bar{u}_{av}} \quad (I.5)$$

Le modèle équation (I.4) représente le modèle linéarisés (modèle petits-signaux ou modèle incrémental) autour du point de fonctionnement désiré. [3]

I.3. Convertisseurs Buck.

Le circuit du convertisseur Buck est montré sur la Figure. I.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.

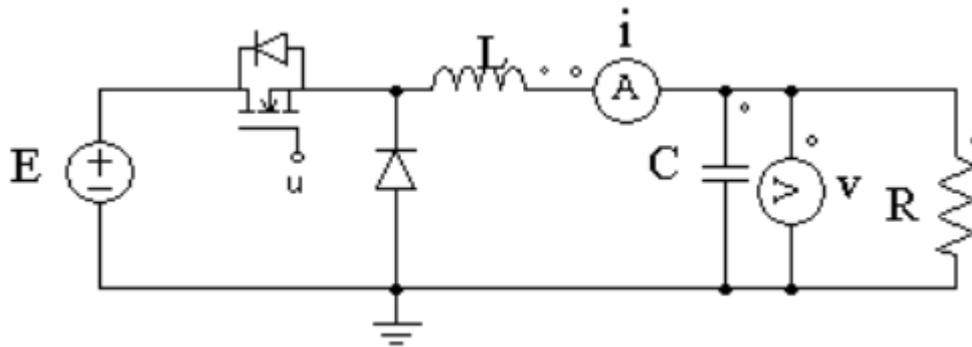


Figure. I.2. Convertisseur Buck.

I.3.1. Modèle du convertisseur.

Les équations du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui résultent d'une position donnée de l'interrupteur (Figure. I. 3). [4]

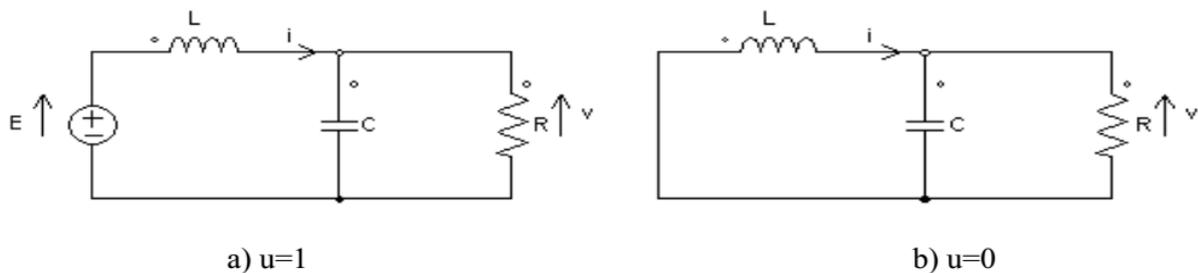


Figure. I.3. Topologies du Convertisseur Buck.

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u = 1$ et appliquons les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure. I.3 (a)). On obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v \\ C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (I.6)$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position $u = 0$.

Figure. I.3 (b), ce qui nous donne :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = -v \\ C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (I.7)$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = Eu - v \\ C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Alors lorsque $u = 1$ ou $u = 0$ on retrouve le modèle (I.6) ou le modèle (I.7). Le modèle (I.8) est souvent appelé modèle commuté avec la fonction binaire de commutation $u \in \{0,1\}$.

I.3.2. Modèle moyen.

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (I.8) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0,1]$.

Le modèle moyen du convertisseur Buck est décrit par :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = Eu_{av} - v \\ C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{E}{L}u - \frac{1}{L}x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où x_1 est le courant de la bobine et x_2 est la tension du condensateur.

I.4. Convertisseur Boost.

Le circuit du convertisseur Boost (élévateur) est montré sur la (Figure. I.4) : [4]

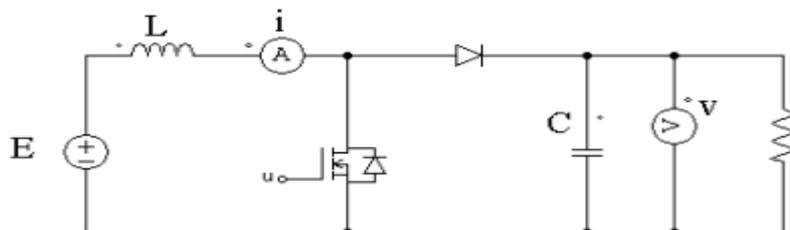


Figure. I.4. Convertisseur Boost.

I.4.1. Modèle du convertisseur.

Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui résulte d'une position donnée de l'interrupteur.

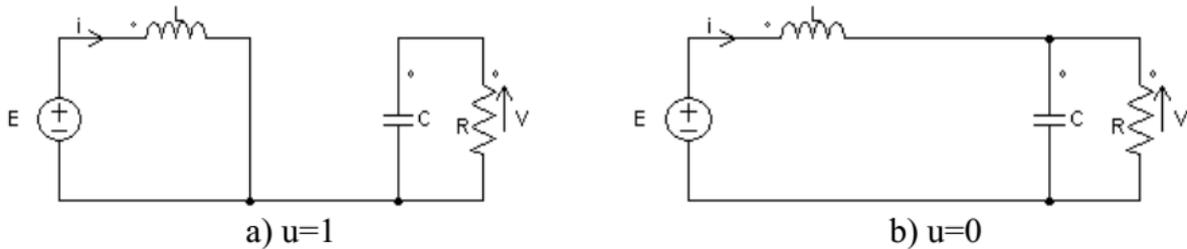


Figure. I.5. Topologies du Convertisseur Boost.

Lorsque la fonction de commutation est $u = 1$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte Figure. I.5(a). On obtient la dynamique suivante : [5]

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position $u = 0$ Figure. I.5 (b), ce nous donne :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v \\ C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v(1-u) \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} + i(1-u) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Alors lorsque $u = 1$ ou $u = 0$ on retrouve le modèle (I.11) ou le modèle (I.12). Le modèle (I.13) est souvent appelé modèle commuté avec la fonction binaire de commutation $u \in \{0, 1\}$.

I.4.2. Modèle moyen.

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (I.14) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} qui prend ses valeurs dans l'intervalle. $\{1, \infty\}$.

Le modèle moyen du convertisseur Boost est décrit par : [6]

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v(1 - u_{av}) \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} + i(1 - u_{av}) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{E}{L} - (1 - u) \frac{x_2}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} (1 - u) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Où x_1 est le courant de la bobine et x_2 est la tension du condensateur.

I.5. Convertisseur Buck-Boost.

Le circuit du convertisseur Buck-Boost (abaisseur-élevateur) est montré sur la (Figure. I.6).

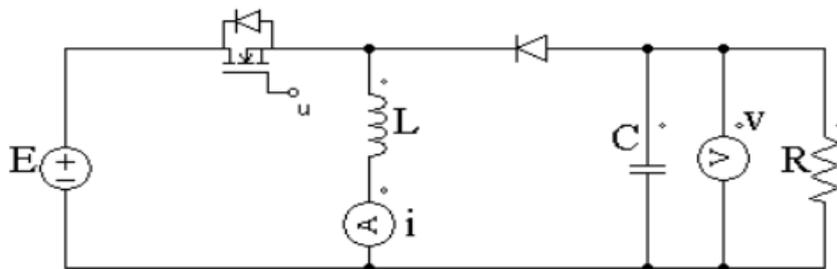


Figure. I.6. Convertisseur Buck-Boost.

I.5.1. Modèle du convertisseur.

Pour obtenir les équations différentielles qui représentent le convertisseur Buck-Boost, on utilise la topologie réelle de la Figure (I.7). Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui réalisent d'une position donnée de l'interrupteur.

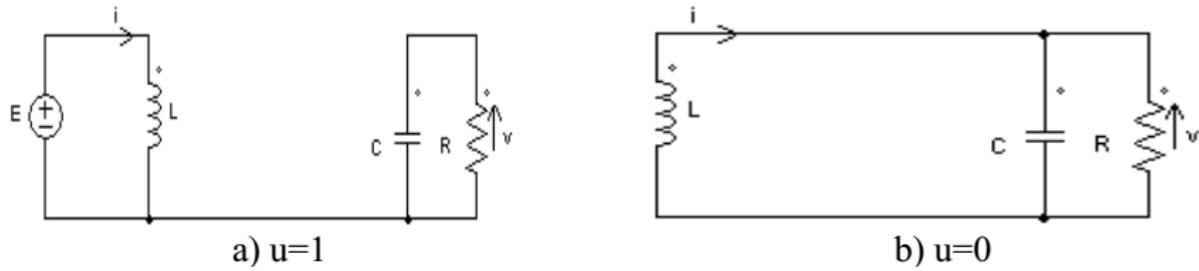


Figure. I.7. Topologies du Convertisseur Buck-Boost.

Lorsque la fonction de commutation est $u = 1$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure. I.7. (a)). On obtient la dynamique suivante :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position $u = 0$ (Figure. I.7. (b)), ce nous donne :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = v \\ C \frac{dv}{dt} = -i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = Eu + v(1-u) \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} - i(1-u) \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Alors lorsque $u = 1$ ou $u = 0$ on retrouve le modèle (I.16) ou le modèle (I.17). Le modèle (I.18) est souvent appelé modèle commuté. [7]

I.5.2. Modèle moyen.

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (I.18) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} .

Le modèle moyen du convertisseur Buck-Boost est décrit par :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = Eu_{av} + v(1-u_{av}) \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} - i(1-u_{av}) \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Le modèle de commute de ce convertisseur est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{x_2}{L}(1-u) + \frac{E}{L}u \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{RC} - \frac{x_1}{C}(1-u) \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Où x_1 est le courant de la bobine et x_2 est la tension du condensateur. [6]

I.6. Convertisseur Cuk.

La mise en cascade de deux convertisseurs Boost et Buck produit le convertisseur Cuk de la (Figure. I.8), le circuit d'entrée est clairement un Boost, et le circuit de sortie est un Buck. Ainsi on peut voir le Cuk comme un convertisseur Buck-Boost. Ce convertisseur nécessite deux bobines 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. [8]

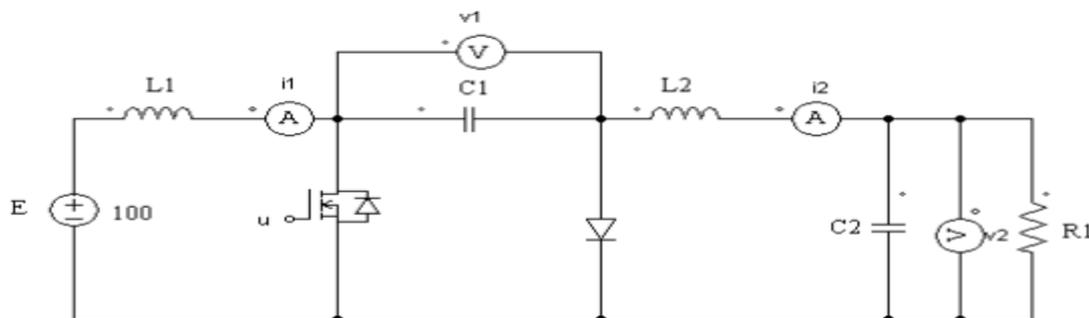


Figure. I.8. Convertisseur Cuk.

I.6.1. Modèle du convertisseur.

Les équations différentielles de convertisseurs sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui résultent d'une position donnée de l'interrupteur.

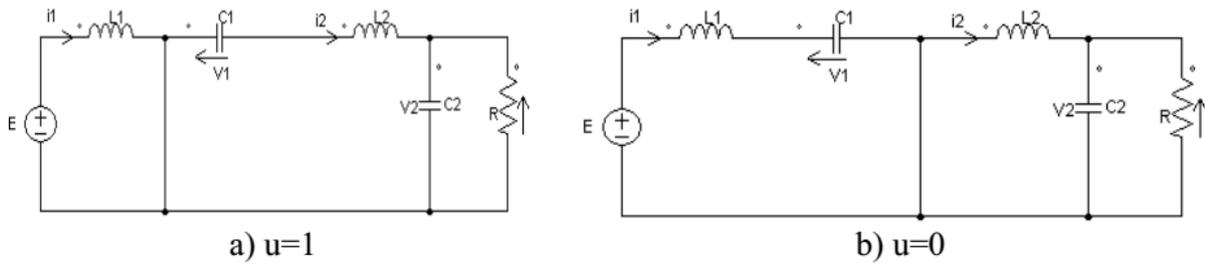


Figure. I.9. Topologies du Convertisseur

Lorsque la fonction de commutation est $u = 1$, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte Figure I.9. (a). on obtient la dynamique suivante: [7]

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_2 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_1 - v_2 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_2 - \frac{v_2}{R} \end{array} \right. \quad (\text{I.21})$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position $u = 0$ Figure. I.9.(b),ce nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = -v_1 + E \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_2 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_2 - \frac{v_2}{R} \end{array} \right. \quad (\text{I.22})$$

Si nous combinons les modèles des deux modes, on aboutit au modèle commuté du convertisseur Cuk donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1(1-u) \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1(1-u) + ui_2 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_2 - uv_1 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_2 - \frac{v_2}{R} \end{array} \right. \quad (\text{I.23})$$

I.6.2. Modèle moyen.

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (I.23) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} . Le modèle moyen du convertisseur Cuk est décrit par : [8]

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1(1-u_{av}) \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1(1-u_{av}) + u_{av}i_2 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_2 - u_{av}v_1 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_2 - \frac{v_2}{R} \end{array} \right. \quad (\text{I.24})$$

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L_1}(1-u) + \frac{E}{L_1} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_3}{C_1}u + \frac{x_1}{C_1}(1-u) \\ \dot{x}_3 = -\frac{x_2}{L_2}u + \frac{x_4}{L_2} \\ \dot{x}_4 = \frac{x_3}{C_2} - \frac{x_4}{C_2R} \end{array} \right. \quad (\text{I.25})$$

Où x_1, x_3 les courants des bobines et x_2, x_4 les tensions des condensateurs.

I.7. Convertisseur Boost-Boost.

Le circuit du convertisseur Boost-Boost est montré sur la (Figure. I.10).

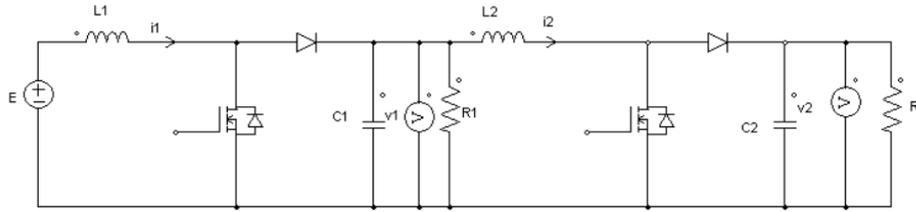


Figure. I.10. Convertisseur Boost-Boost.

I.7.1. Modèle du convertisseur.

Pour obtenir les équations différentielles qui représentent le convertisseur Boost-Boost, on utilise la topologie réelle de la (Figure. I.11). Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui réalisent d'une position donnée de l'interrupteur. [7]

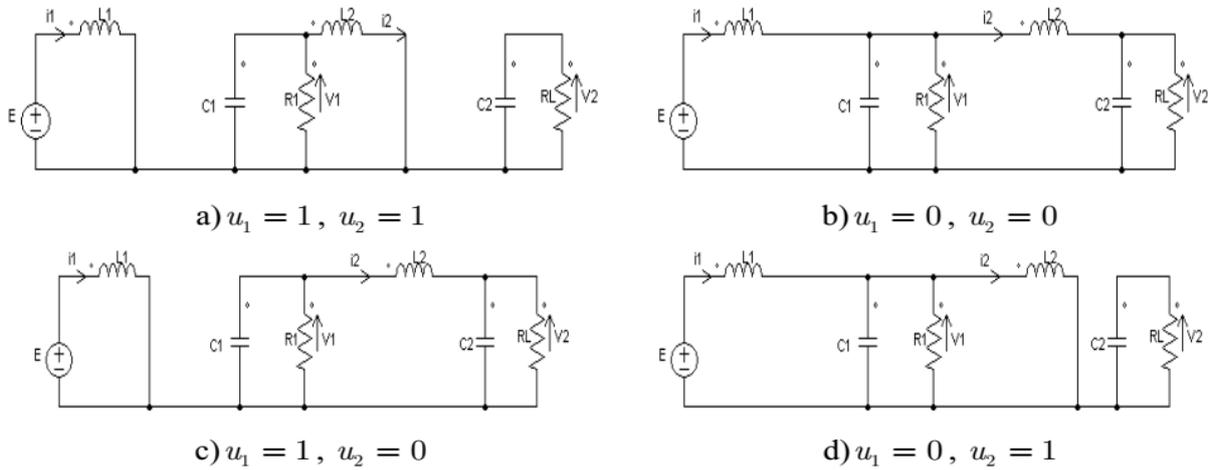


Figure. I.11. Topologies du Convertisseur Boost-Boost.

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 1$ et $u_2 = 1$ et en appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte Figure. I.11 (a), on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{R_1} - i_2 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_2}{R_L} \end{array} \right. \quad (I.25)$$

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 0$ et $u_2 = 0$ et en appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte Figure. I.11 (b), on obtient les équations suivantes : [5]

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1 \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{R_1} - i_2 + i_1 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1 - v_2 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_2}{R_L} + i_2 \end{array} \right. \quad (I.26)$$

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 1$ et $u_2 = 0$ et en appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte Figure. I.11 (c), on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{R_1} - i_2 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1 - v_2 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_2}{R_L} + i_2 \end{array} \right. \quad (I.27)$$

Si on considère que l'interrupteur est dans la position $u_1 = 0$ et $u_2 = 1$ et en appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte Figure. I.11 (d), on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1 \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{R_1} - i_2 + i_1 \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1 \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_2}{R_L} \end{array} \right. \quad (I.28)$$

Si nous combinons les modèles des quatre modes, on aboutit au modèle globale du convertisseur Boost-Boost donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1(1-u_1) \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{R_1} - i_2 + i_1(1-u_1) \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1 - v_2(1-u_2) \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_2(1-u_2) - \frac{v_2}{R_L} \end{array} \right. \quad (I.29)$$

Alors lorsque $u_1 = 1$ et $u_2 = 1$ on retrouve le modèle (I.25) ou $u_1 = 0$ et $u_2 = 0$ on retrouve le modèle (I.26) ou $u_1 = 1$ et $u_2 = 0$ on retrouve le modèle (I.27) ou $u_1 = 0$ et $u_2 = 1$ on retrouve le modèle (I.28). Le modèle (I.29) est souvent appelé le modèle commuté.

I.7.2. Modèle moyen.

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (I.29) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} (u_1 par u_{1av} et u_2 par u_{2av}).

Le modèle moyen du convertisseur Boost-Boost est décrit par : [7]

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1(1-u_{1av}) \\ C_1 \frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{R_1} - i_2 + i_1(1-u_{1av}) \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1 - v_2(1-u_{2av}) \\ C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_2(1-u_{2av}) - \frac{v_2}{R_L} \end{array} \right. \quad (I.30)$$

Le modèle commute de ce convertisseur est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{E}{L_1} - (1-u_1) \frac{x_2}{L_1} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_1} (1-u_1) - \frac{x_3}{C_1} - \frac{x_2}{R_1 C_1} \\ \dot{x}_3 = \frac{x_2}{L_2} - (1-u_2) \frac{x_4}{L_2} \\ \dot{x}_4 = -\frac{x_4}{C_2 R_L} + (1-u_2) \frac{x_3}{C_2} \end{array} \right. \quad (I.31)$$

Où x_1, x_3 les courants des bobines et x_2, x_4 les tensions des condensateurs.

I.8. Etude en boucle ouverte des convertisseurs DC-DC.

I.8.1. Convertisseur Buck en boucle ouverte.

- schéma de simulation.

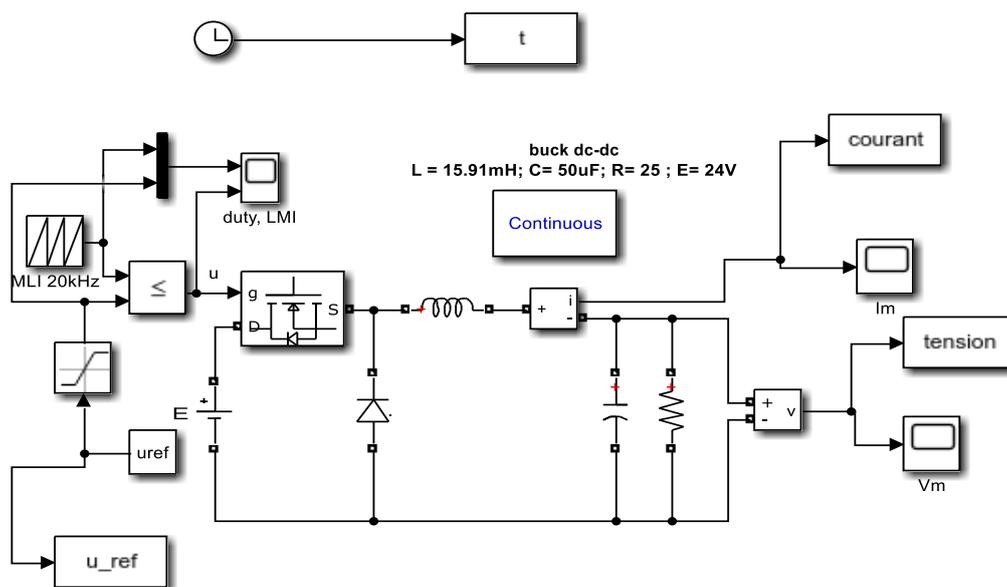


Figure. I.12. Schéma de commande de convertisseur Buck en boucle ouverte.

- Résultats de simulation.

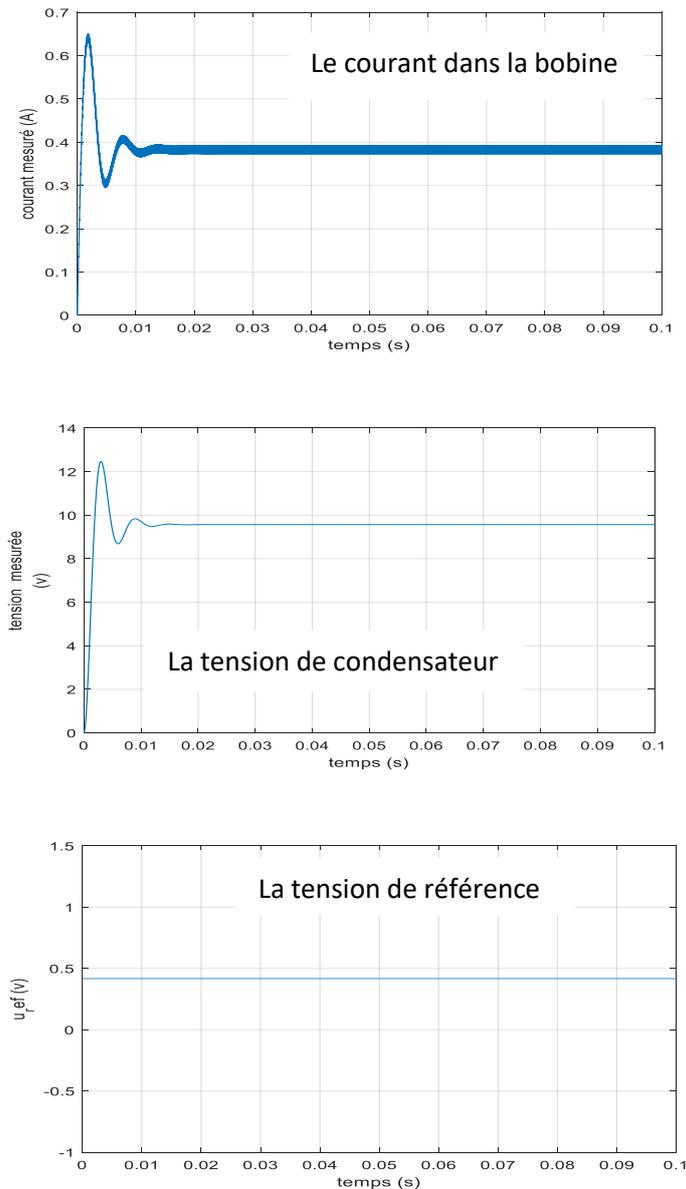


Figure I.13 Réponses du convertisseur Buck en boucle ouverte.

À partir de la caractéristique de boucle ouverte:

On obtient les courbes ci-dessus que la réponse est plus lente et présente un pic de dépassement de la tension et de courant. Compte tenu de l'échelle de temps des graphiques, le temps de stabilisation dans ce graphique est d'environ 15 ms.

Pour de meilleures performances, l'utilisation du contrôle de rétroaction d'état réduira considérablement à la fois les dépassements de crête et les écarts des deux valeurs (le courant) et V_m (la tension), avec un temps de stabilisation acceptable de l'ordre de la milliseconde.

I.8.2. Convertisseur Boost en boucle ouverte.

- Schéma de simulation

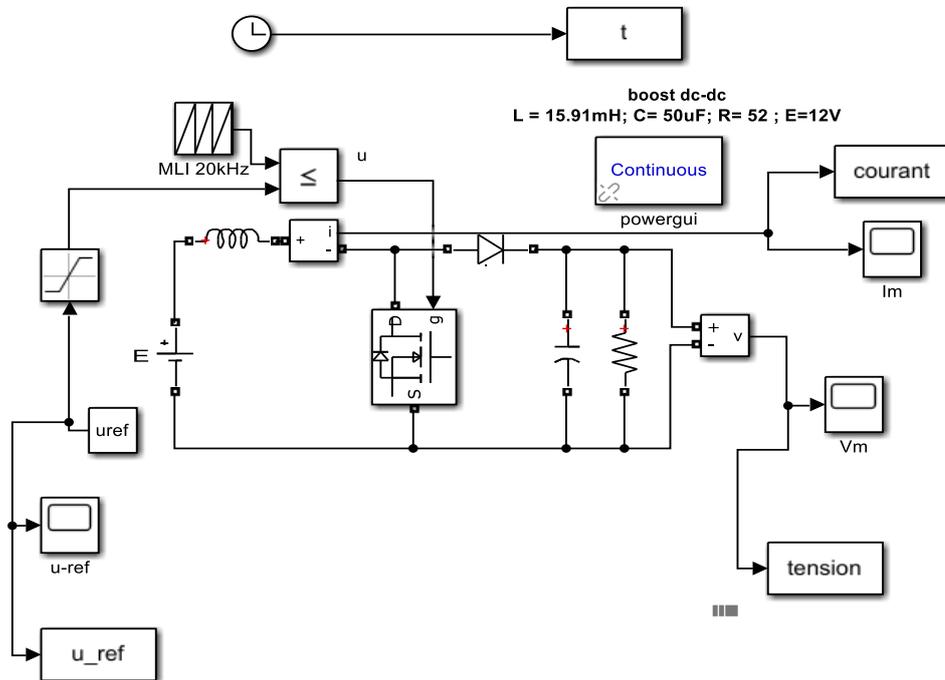
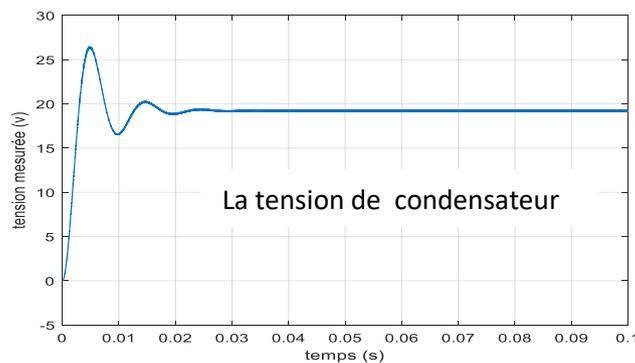
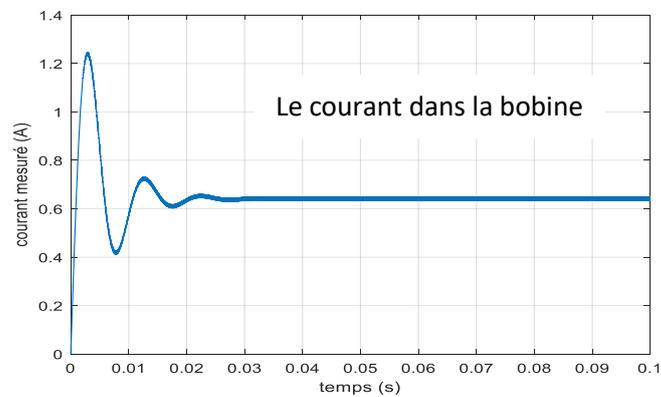


Figure I.14. Schéma de commande de convertisseur Boost en boucle ouverte.

- Résultats de simulation.



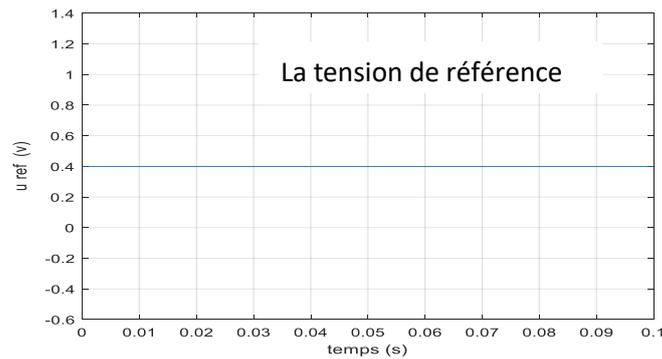


Figure I.15: Réponses du convertisseur Boost en boucle ouverte.

À partir de la caractéristique de boucle ouverte:

Il est évidemment montré, lisant le convertisseur de suralimentation à réponse plus lente avec une plage de temps de stabilisation d'environ 30 ms. La réponse présente des pics de dépassement de la tension et de courant, ce qui provoque des écarts indésirables avant le régime permanent.

Pour une efficacité élevée, la commande par retour d'état gèrera les problèmes mentionnés en fournissant une réponse plus rapide et en réduisant les dépassements et les écarts survenus dans une application en boucle ouverte.

I.8.3. Convertisseur Buck-Booste en boucle ouverte.

- Schéma de simulation.

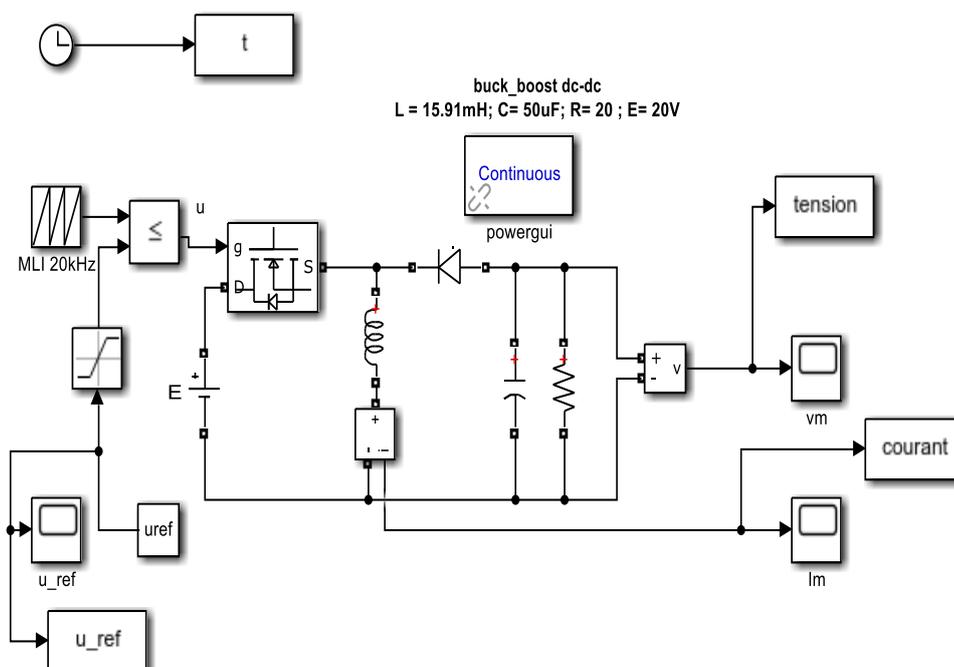


Figure I.16. Schéma de commande de convertisseur Buck-Booste en boucle ouverte.

- Résultats de simulation

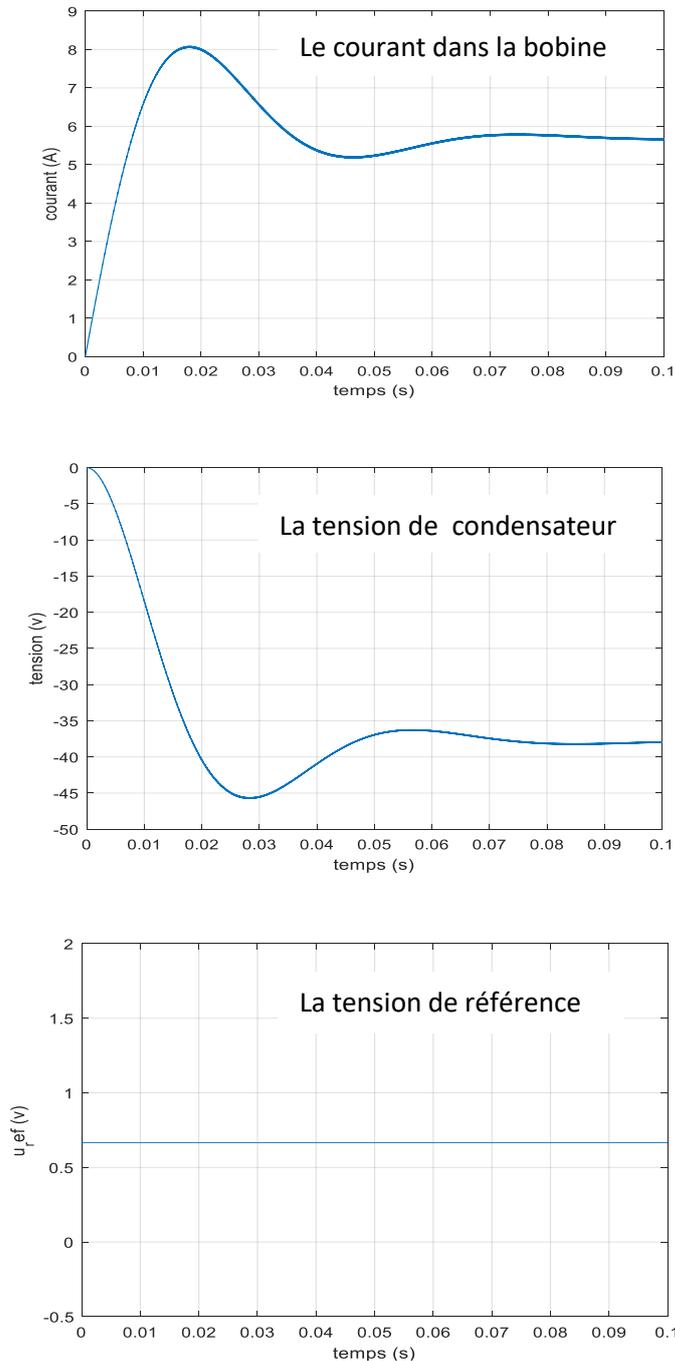


Figure I.17: Réponses du convertisseur Buck- Boost en boucle ouverte.

Dans la caractéristique de boucle ouverte :

Le contrôle de rétroaction d'état complet assurera l'amélioration du convertisseur Buck-Boost à réponse lente en améliorant le temps de stabilisation, ce qui signifie une réponse plus rapide, et en réduisant les dépassements de la tension de courant.

I.9. Conclusion.

La modélisation a montré que les convertisseurs DC-DC sont des systèmes non linéaires (à l'exception du Buck). L'étude à l'équilibre a permis d'établir les fonctions de transfert statique des convertisseurs et de comprendre les relations entrée-sortie des convertisseurs. La linéarisation autour d'un point d'équilibre a établi les caractéristiques de contrôlabilité et d'observabilité locales et a ainsi préparé le terrain pour l'application des techniques de contrôle linéaire.

L'application de boucle ouverte aux convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost, dont des réponses avec un dépassement aux deux grandeurs (courant et tension) et les réponses sont lentes.

CHAPITRE II :

Commande par

retour d'état des

convertisseurs

DC/DC.

Commande par retour d'état des convertisseurs DC/DC.

II.1. Introduction.

La commande par retour d'état est la commande des systèmes modélisés par leur représentation d'état, ce que la boucle fermée est aux systèmes représentés par une fonction de transfert, l'idée consiste toujours à piloter le système par un signal de consigne et à générer automatiquement le signal de commande en confortant en permanence la valeur de la consigne et le comportement réel du système .l'écart entre consigne et comportement réel sert de base au signal de commande du système .dans la commande par retour d'état nous n'allons pas mesurer le signal de sortie pour le boucler sur l'entrée, mais nous allons nous servir du vecteur d'état complet pour prendre connaissance du comportement du système.

II.2. Commandabilité et observabilité d'un système.

II.2.1. Commandabilité d'un système.

Soit un système d'état linéaire dont l'état initial a une valeur $x_0 = x(t_0)$.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Si on suppose $D = 0$ on dit qu'il est contrôlable si pour toutes instance x_i du vecteur d'état , il existe un signal d'entrée $u(t)$ d'énergie fini qui permet au système de passer de l'état x_0 a l'état x_i en un temps fini.

En représentation d'état, il s'agira de déterminer le signal de commande $u(t)$ entre deux instants donnée, t_0 et t_1 , pour amener le système de l'état $x(t_0)$ vers l'état $x(t_1)$ souhaité. Donc l'étude de comandabilité ne dépend que des matrices A et B . Pour cette raison, on dit parfois que c'est paire (A, B) qui commandable. [9]

II.2.1.1. Critère de commandabilité.

La paire (A, B) est commandable si et seulement si:

$$\text{Rang} (M) \neq 0 \text{ tel que } M = [B \ AB \ \dots \ A^{n-1}B]. \quad (\text{II.2})$$

La matrice M est dite matrice de commandabilité. La paire est complètement commandable si et seulement si la matrice de commandabilité est régulière, c'est-à-dire son déterminant n'est pas nul.

II.2.2. Observabilité d'un système.

Le système 2.1 est observable si quel que soit t_0 , il existe un intervalle de temps fini $[t_0, t_1]$ tel que la connaissance de l'entrée $u(t)$ et de la sortie $y(t)$ sur cet intervalle permet de reconstituer $x(t_0)$. Encore une fois, il est possible que cette propriété ne se vérifie que pour une partie de vecteur d'état que constituent alors les états observables du système.

La définition de l'observabilité ne fait pas d'hypothèse particulière sur la nature de l'entrée. Cette propriété peut être interprétée comme la capacité d'un système à révéler l'historique de son vecteur d'état au travers de celui de ses sorties. Elle ne dépend en fait que des matrices A et C .

La détermination de x_0 en fonction de $y(t)$ ne sera possible que si le système d'équation ci-dessus ne présente pas de déficience de rang ce qui conduit au critère d'observabilité de kalman. [10]

II.2.2.1. Critère d'observabilité.

La paire de matrices (A, C) est observable si et seulement si :

$$\text{Rang}(Q_o) = n \text{ ou } Q_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

La matrice Q_o est dite la matrice d'observabilité de kalman

II.3. principe de la commande par retour d'état.

Le principe est de déterminer une commande telle que les pôles du système de la fonction de transfert du système bouclé soient convenablement placés dans le plan complexe et satisfasse des spécifications d'amortissement, de rapidité.

Les pôles de la fonction de transfert étant les valeurs propres de la matrice d'état, le but est donc de réaliser un asservissement modifiant convenablement la matrice d'état du système. [11]



Figure II.1 système en boucle ouverte

Soit un système décrit par l'équation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Dans le cadre de notre travail, on se restreint à la commande linéaire construite par rétroaction linéaire de l'état du système sur l'entrée:

$$u(t) = r(t) - Kx(t) \quad (\text{en boucle ouverte}) \quad (\text{II.5})$$

- $r(t)$: signal de référence (la sortie désirée)
- K : vecteur ligne ($1 \times n$) appelé vecteur du gain du retour d'état.

Le signal de commande du système (autrement dit l'écart) doit être construit en soustrayant au signal de consigne un signal qui dépend du vecteur d'état. Ce vecteur d'état étant composé de n signaux $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$, on le multiplie par un vecteur de gain pour pouvoir effectuer cette soustraction. On a alors :

$$K = [k_1 \quad k_2 \quad \dots \quad k_n] \quad (\text{II.6})$$

Et :

$$u(t) = r(t) - Kx(t) = r(t) - [k_1 \quad k_2 \quad \dots \quad k_n] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

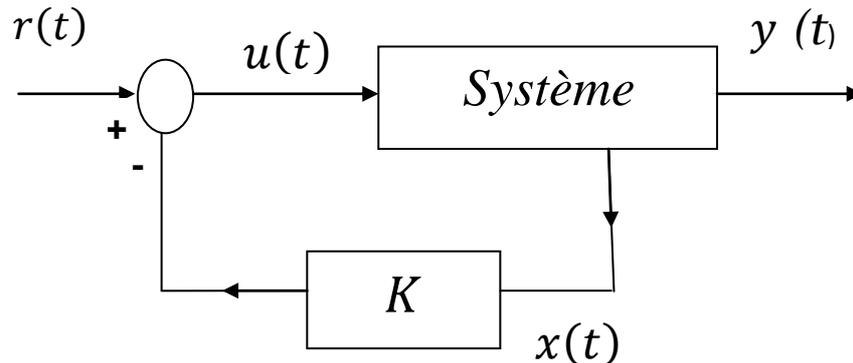


Figure II.2. Bouclage du système par un vecteur de gain.

Les équations du système en boucle fermé sont: [12]

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ u(t) = r(t) - Kx(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

L'équation d'état du système en boucle fermé s'écrit:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B[r(t) - Kx(t)] = [A - BK]x(t) + Br(t) \quad (\text{II.9})$$

Par conséquent, la matrice d'état du système en boucle fermé vaut: $(A - BK)$.

La commande fonctionne bien, mais elle amène le système à $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) \rightarrow 0$

Si la sortie $y(t)$ doit converger vers une valeur désirée $y_d(t)$, il faut modifier la commande par retour d'état pour prendre en compte $y_d(t)$.

La commande par retour d'état est alors représentée par :

$$u(t) = -Kx(t) + Ny_d(t). \quad (\text{II.10})$$

Avec N une nouvelle matrice de gains.

La matrice N permet de s'assurer qu'en régime permanent $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) \rightarrow y_d(t)$.

II.4.1.Placement de pôles par retour d'état.

Le but de commande par placement de pôles est d'imposer au système un comportement spécifié ou des performance désirées à travers l'application d'un loi de commande qui place les pôles de système en boucle fermée aux position qui réalisent ces performances la détermination des pôles désirées en boucle fermée est basé sur des critères de réponse transitoire et /ou réponse fréquentielle.

Le principe consiste à déterminer une commande telle que les pôles de la fonction de transfert du système bouclé soient placés dans le plan complexe.

Les pôles de la fonction de transfert étant les valeurs propres de la matrice d'état, le but est donc de réaliser un asservissement modifiant la matrice d'état du système. La commande par retour d'état consiste à considérer le modèle du processus décrit par l'équation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Il se pose que toutes les composantes x_i du vecteur d'état x sont accessibles à la mesure. Une loi de commande possible est alors:

$$u(t) = -Kx \quad (\text{II.12})$$

Si le processus est contrôlable, le choix des composantes de K permet de placer les n poles du système en boucle fermé comme on désiré au figure (II.1) et figure (II.2).

Une condition nécessaire et suffisante pour le placement arbitraire de pôles est que le système soit complètement contrôlable. [13]

II.4.2.Algorithme de placement de pôles.

On dispose d'un spectre désiré $\{\lambda_i, i = 1, \dots, n\}$

Etape 1: vérification de la commandabilité, si le paire (A, B) n'est pas commandable, le placement de pôles est génériquement impossible.

Etape 2:détermination du polynôme caractéristique désiré:

$$D_d(p) = \prod_{i=1}^n (p_i - \lambda_i) = p^n + \alpha_{n-1} p^{n-1} + \dots + \alpha_1 p + \alpha_0. \quad (\text{II.13})$$

Etape 3: détermination du polynôme caractéristique en boucle ouverte :

$$D(p) = \det(pI - A) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + a_0. \quad (\text{II.14})$$

Etape 4: calcule du retour d'état \tilde{K} dans la base canonique par l'équation:

$$\tilde{K}_i = a_{i-1} - \alpha_{n-1} \quad \forall i \in \{1, \dots, n\} \quad (\text{II.15})$$

Etape 5: calcule la matrice de passage M grâce a :

$$M = [m_1, \dots, m_n] \text{ avec } \begin{cases} m_n = B \\ m_{n-1} = (A + a_{n-1}I)B \\ m_{n-2} = (A^2 + a_{n-1}A + a_{n-2}I)B \\ \vdots \\ m_1 = (A^{n-1} + a_{n-1}A^{n-2} + \dots + a_1I)B \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Lorsque le système n'est pas commandable, la matrice M est singulière et le changement de base est impossible, ainsi l'algorithme n'est pas applicable. [14]

Etape 6: calcule du retour d'état dans la base initiale:

$$K = \tilde{K}M^{-1} \quad (\text{II.17})$$

Exemple: soit le système:
$$\begin{cases} \dot{x} = \begin{bmatrix} -2 & -4 \\ 2 & 5 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y = [1 \quad 1]x \end{cases}$$

Auquel on souhaite assigne le pole double (-1).

Etape 1: la matrice de la commandabilité est :

$$M = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 1 & 3 \end{bmatrix}, \text{ elle est de rang 2 donc le système est commandable.}$$

Etape 2: le polynôme caractéristique désiré en boucle fermé est:

$$D_d(p) = (p + 1)^2 = p^2 + 2p + 1 = p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0$$

Etape 3: le polynôme caractéristique en boucle ouverte est:

$$D(p) = \det(pI - A) = p^2 - 3p - 2 = p^2 + a_1p + a_0$$

Etape 4: le retour d'état correspondant a la base canonique de commande :

$$\tilde{K}_i = [\tilde{K}_1 \quad \tilde{K}_2] \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \tilde{K}_1 = a_0 - \alpha_0 = -2 - 1 = -3 \\ \tilde{K}_2 = a_1 - \alpha_1 = -3 - 2 = -5 \end{cases}$$

Etape 5 :la matrice de passage a la base canonique est:

$$M = [m_1 \quad m_2] = [(A - 3I)B \quad B] = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Etape 6: le retour d'état dans la base initiale est:

$$K = \tilde{K}M^{-1} = [-3 \quad 5] \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = [-3 \quad 8]$$

On peut vérifie que la matrice d'état en boucle fermé est:

$$A_f = A + BK = \begin{bmatrix} 1 & 4 \\ -1 & -3 \end{bmatrix},$$

Qui conduit bien au polynôme caractéristique:

$$D(p) = \det(pI - A_f) = (p - 1)(p + 3) + 4 = p^2 + 2p + 1.$$

Est donc aux bornes valeur de pôles.

II.5.La commande Linéaire Quadratique Réursive (LQR).

II.5.1.Commande LQR des systèmes à temps continu.

II.5.1.1. Position de problème.

Le cadre de ce travail reste celui des modèles invariants dans le temps décrits par une représentation d'état:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{II.18})$$

Où la paire de matrices (A, B) est stabilisable. Dans l'approche présentée ci-après, il est possible de considérer un système à plusieurs entrées. Ainsi u(t) peut être un vecteur et B peut présenter plusieurs colonnes. L'objectif est de déterminer une loi de commande de type retour d'état (sans précommande). [15]

Dans laquelle la matrice de retour d'état K est calculée de sorte à minimiser le critère

$$J = \frac{1}{2}x^T(t_f)Sx(t_f) + \frac{1}{2}\int_{t_0}^{t_f}(x^T(t)Q(t)x(t) + u^T(t)R(t)u(t))dt \quad (\text{II.19})$$

Où $Q = Q^T \geq 0$ et $R = R^T > 0$

Les matrices Q et R sont des matrices de pondération symétriques, respectivement semi-définie positive et définie positive, Et S est la matrice de solution de l'équation de riccati. Dans le cas d'un modèle mono variable, R est un scalaire. il s'agit là d'un critère quadratique que l'on cherche à minimiser sous une contrainte qui n'est autre que le système linéaire (II.18) muni de sa loi de commande (II.19) (qui conserve la linéarité). Pour cette raison, on parle de commande linéaire quadratique récurrente ou commande LQR.

II.5.1.2. Interprétation du critère.

Le critère J se présente comme l'intégrale de la somme de deux termes quadratiques, l'un portant sur l'état $x(t)$, l'autre sur la commande $u(t)$. Les matrices Q et R sont des pondérations qui offrent un degré de liberté quant au choix du critère à minimiser. Il est parfois bien difficile de traduire une performance désirée en termes de matrices de pondération Q et R et bien souvent, en pratique, Q et R sont choisies diagonales : $Q = \text{diag}_{i=1,\dots,n} \{q_i\}$, $q_i \geq 0$ et $R = \text{diag}_{j=1,\dots,m} \{r_j\}$, $r_j > 0$. Ainsi, chaque élément q_i de la diagonale de Q est associé à la composante x_i du vecteur d'état x et chaque élément r_j de la diagonale de R est associé à la composante u_j du vecteur de commande u . On rappelle que u ou R se résument à des scalaires dans le cas mono-entrée qui est celui essentiellement considéré dans ce document. La terminologie usuelle du cadre multi variable est cependant conservée sans pour autant engendrer de difficulté particulière de compréhension.

Une forte pondération sur x (des coefficients q_i élevés) pourra par exemple correspondre à une volonté de ne pas générer des états trop grands à des fins de sécurité, de confort, voire d'atténuation de certaines perturbations. Une forte pondération sur u (des coefficients r_j élevés) correspondra plutôt à un désir d'éviter d'éventuelles saturations des actionneurs ou d'économiser l'énergie de commande pour des raisons financières ou écologiques. [16]

De façon résumée, le critère J peut être interprété comme un critère énergétique faisant apparaître deux termes, l'un représentant une énergie interne du système exprimée en fonction de x , l'autre représentant une énergie transmise au système exprimée en fonction de u , ces termes étant respectivement pondérés par Q et R .

Il convient de noter que l'intégrale J est exprimée sur un horizon infini de temps. Dans les approches classiques de la commande optimale, on commence généralement par considérer des horizons finis de temps et des modèles $(A(t), B(t))$ pouvant varier dans le temps pour établir un

certain panel de résultats qui mènent ensuite, entre autres, au cas très utile de l'horizon infini de temps et des modèles invariants dans le temps.

Le Lagrangien s'écrit alors:

$$L(x, u, p, t) = p^T A(t)x(t) + p^T B(t)u(t) + \frac{1}{2}(x^T(t)Q(t)x(t) + u^T(t)R(t)u(t)) \quad (\text{II.20})$$

La loi de commande optimale est obtenue si le dérivé de lagrangien par rapport a la loi de commande est nul:

$$\frac{\partial L}{\partial u} = B^T(t)p(t) + R(t)u = 0 \quad (\text{II.21})$$

On peut tirer la optimale a partir de l'équation (II.21)

$$u_{opt} = -R^{-1}(t)B^T(t)p(t) \quad (\text{II.22})$$

Ou:

$$p(t_f) = Sx(t_f) \quad (\text{II.23})$$

Le principe du maximum donne la condition suivante: [17]

$$\dot{p} = -\frac{\partial L}{\partial x} = -A^T(t)p - Q(t)x \quad (\text{II.24})$$

Alors l'équation dynamique du système en boucle fermée s'écrit :

$$\dot{x} = A^T(t)x(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)p(t) \quad (\text{II.25})$$

Les équations (2.16) et (2.17) peuvent se mettre se la forme d'un système matriciel appelé système Hamiltonien:

$$\frac{\partial}{\partial t} \begin{pmatrix} x(t) \\ p(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A^T(t) & -B(t)R^{-1}(t)B^T(t) \\ -Q(t) & -A^T(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(t) \\ p(t) \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Ecrivant $p(t) = P(t)X(t)$, avec comme condition finale $P(t_f) = S$, l'équation (II.24) s'écrit alors:

$$\dot{p}(t) = -(A^T(t)P(t) + Q(t))x(t) \quad (\text{II.27})$$

Avec: $\dot{p}(t) = \dot{P}(t)x(t) + P(t)\dot{x}(t)$ et l'équation d'état (II.11) du système, l'équation (II.27) s'écrit:

$$(\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (\text{II.28})$$

La solution est alors obtenue en résolvant l'équation (différentielle) de Riccati suivante:

$$(\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q) = 0 \quad (\text{II.29})$$

Avec la condition finale $p(t_f) = S$ remarquons que la condition:

$$x^T (\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad (\text{II.30})$$

S'écrit aussi :

$$\frac{\partial}{\partial t} (x^T P x) + x^T Q x + u^T R u \quad (\text{II.31})$$

Il est intéressant de noter que la commande optimale obtenue s'écrit comme un retour d'état:

$$u = -K(t)x \text{ Avec : [18]}$$

$$K = -R^{-1}B^T P \quad (\text{II.32})$$

II.6. Etude des convertisseurs DC-DC par retour d'état.

II.6.1. Convertisseur Buck.

II.6.1.1. Retour d'état par placement de pôles.

- Schéma de simulation.

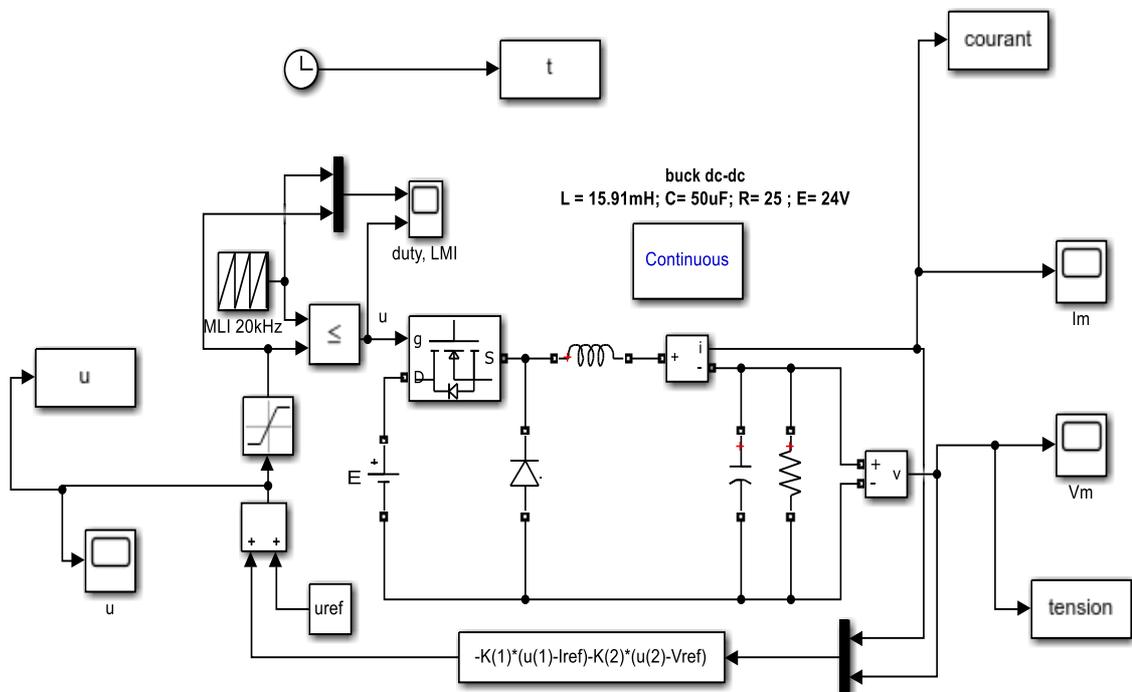


Figure II.3. Schéma de commande du convertisseur Buck par retour d'état.

- Résultats de simulation.

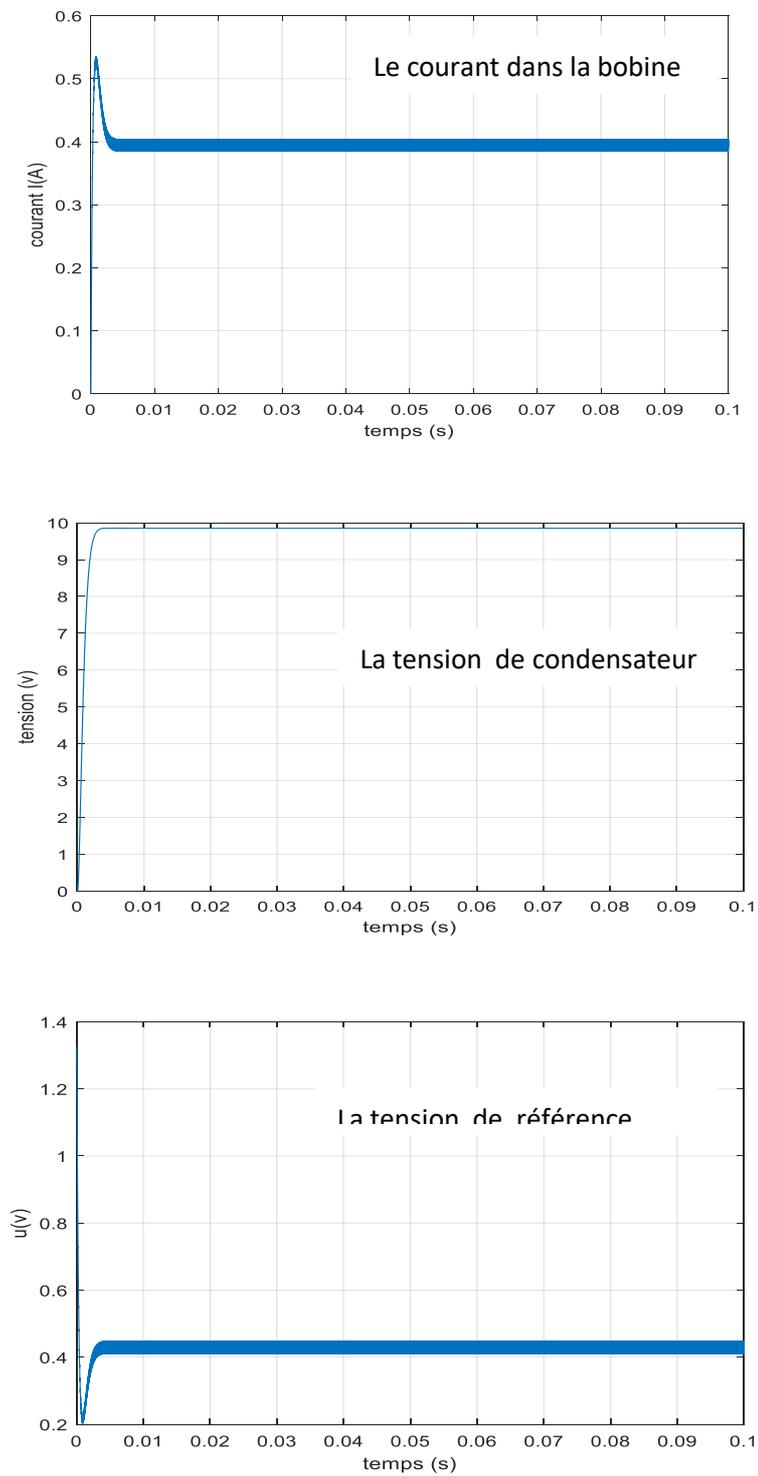


Figure II.4. Réponses du convertisseur Buck par placement de pôles.

Après l'application de la commande de retour d'état par placement de pôles, nous remarquons évidemment l'amélioration des performances du convertisseur abaisseur, c'est-à-dire une réponse plus rapide, moins de déviations et des pics de faible amplitude. Même si cet effet positif sur la réponse du système a toujours l'inefficacité de l'erreur statique nulle non atteinte.

II.6.1.2. Retour d'état par LQR.

- Résultats de simulation.

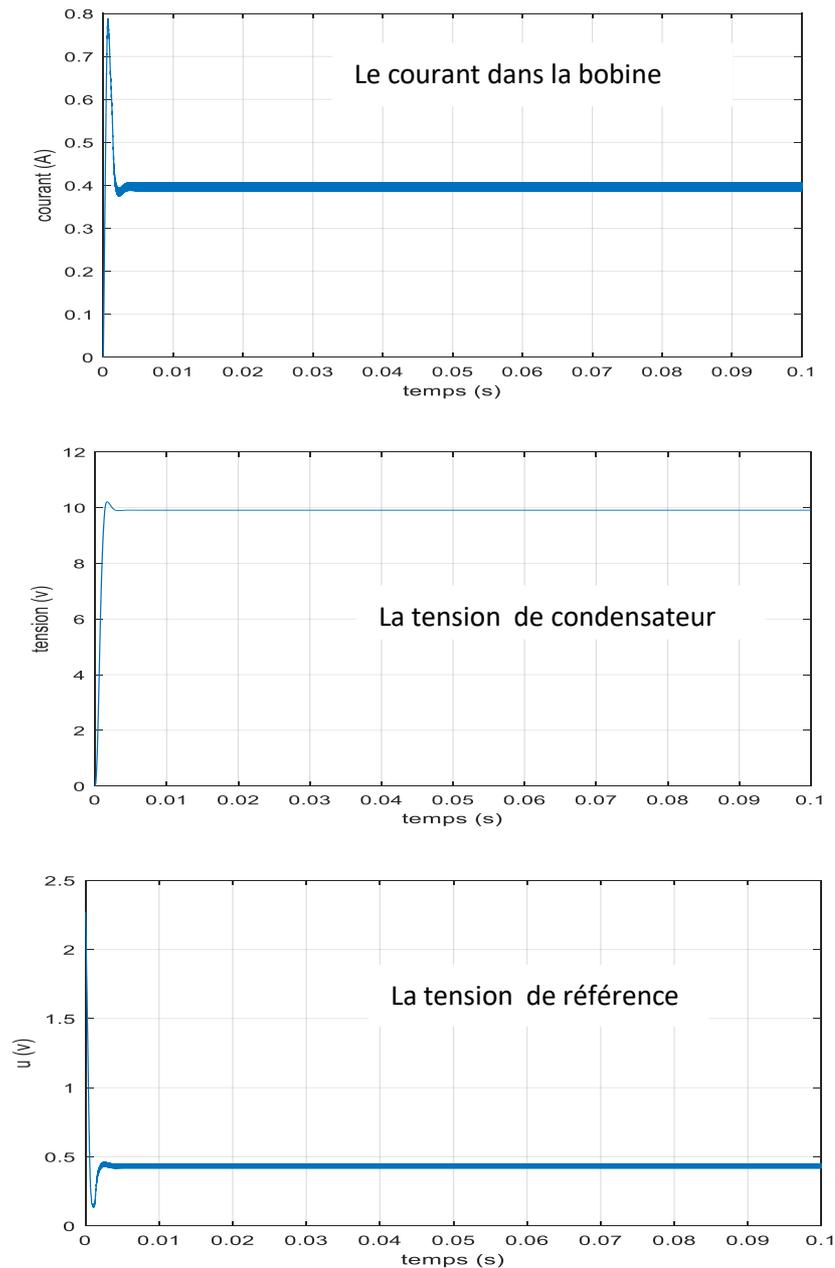


Figure II.5. Réponses du convertisseur Buck par retour d'état LQR.

Après l'application de la commande de retour d'état LQR :

On remarque qu'il ya un dépassement d'amplitude supérieure que celle dans la commande par placement de pôles et un temps de réponse court, on remarque aussi que le temps de montée est augmenté ce que provoque une erreur statique.

II.6.2. Convertisseur Boost.

II.6.2.1. Retour d'état par placement de pôles.

- Schéma de simulation.

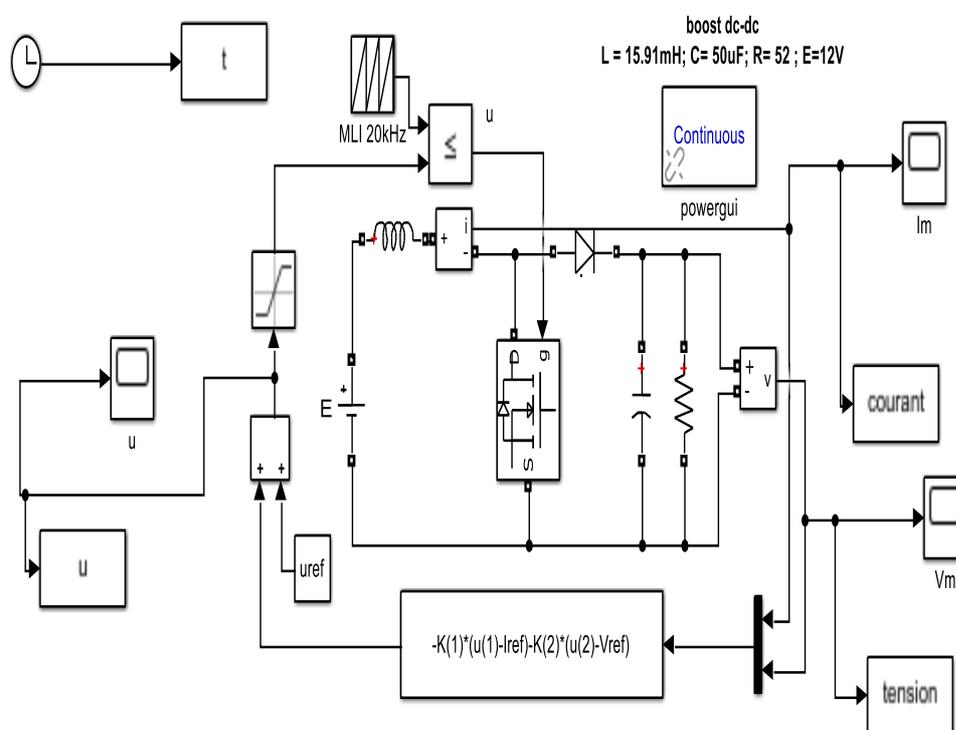


Figure II.6. Schéma de commande du convertisseur Boost par retour d'état.

- Résultats de simulation.

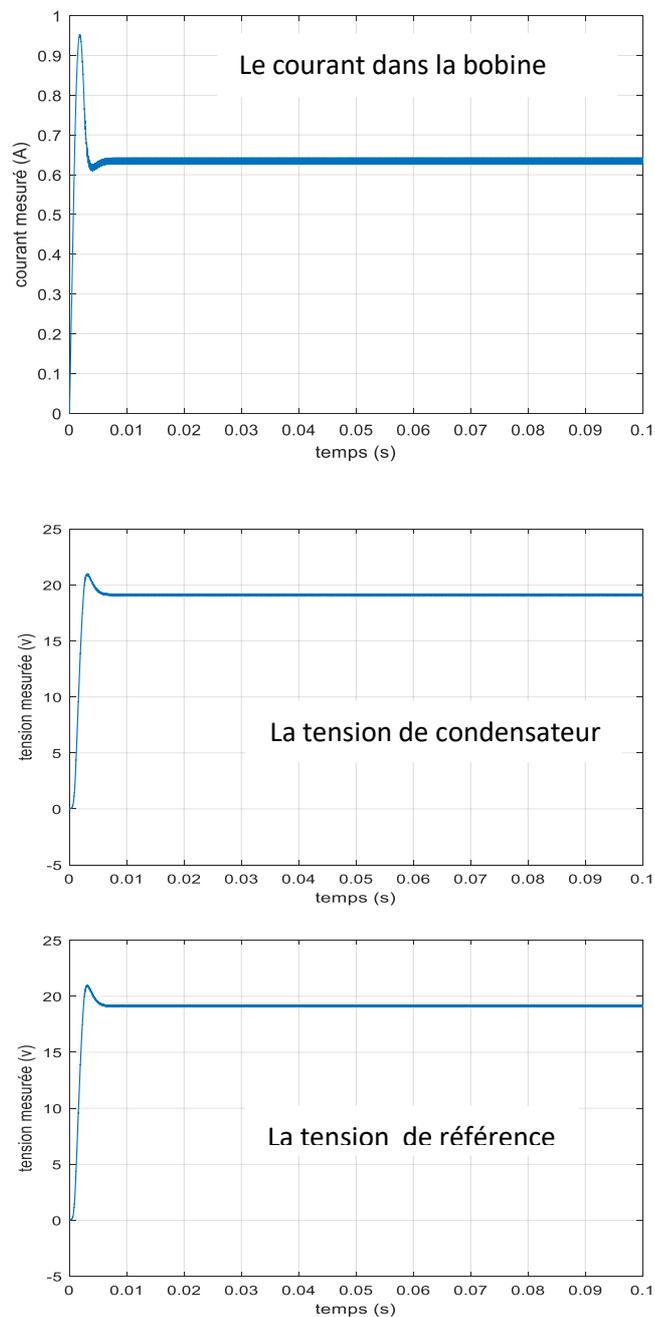


Figure II.7. Réponses du convertisseur Boost par placement de pôles.

Il ne fait aucun doute que la retour d'état a bien amélioré la réponse du convertisseur Boost, donnant un comportement en boucle fermée amélioré sur le comportement en boucle ouverte, en le rendant plus rapide, de faibles oscillations et des dépassements un peu faibles. De plus, la

tension de sortie semble avoir un problème pour atteindre une tension désirée atteignable en raison d'une erreur en régime permanent.

II.6.2.2.Retour d'état par LQR.

- Résultats de simulation.

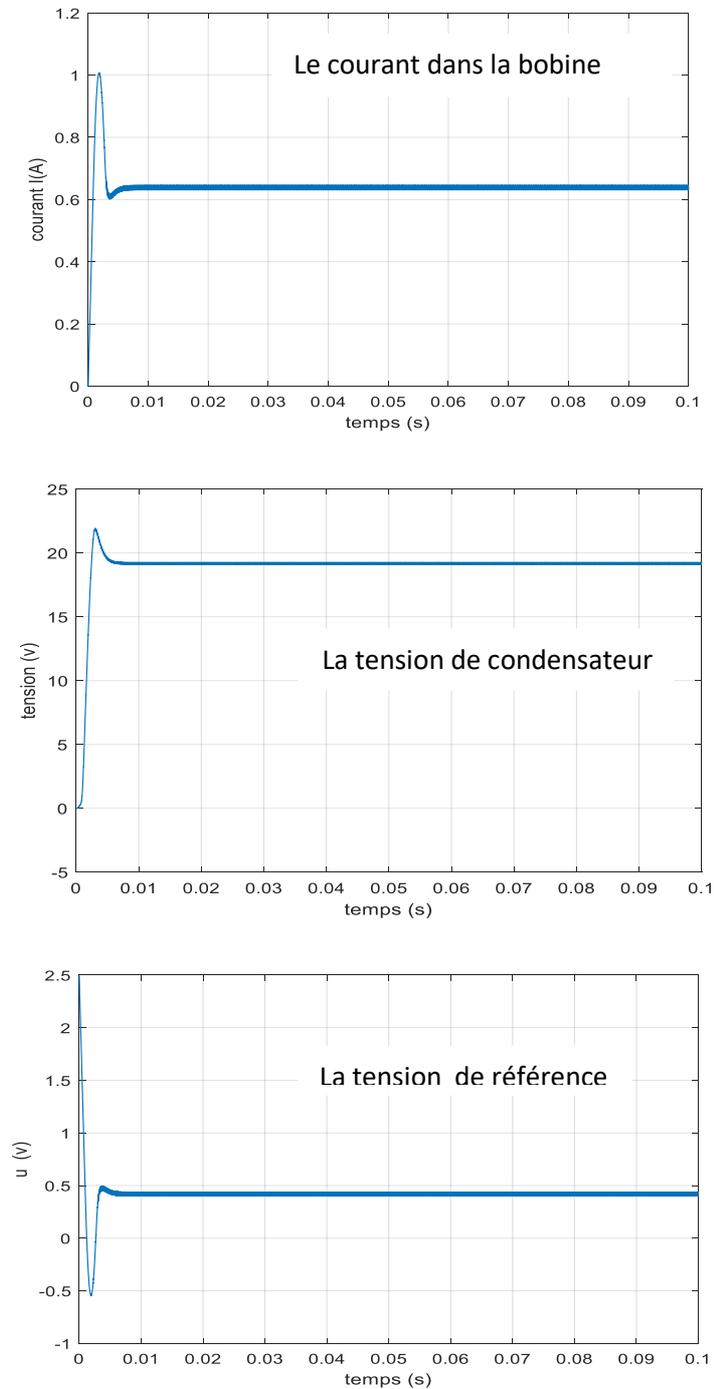


Figure II.8. Réponses du convertisseur Boost par retour d'état LQR.

Les réponses des convertisseurs Boost par retour d'état LQR de la figure II.7 montre que le dépassement est augmenté dans les deux grandeurs (courant et tension).

II.6.3. Convertisseur Buck-Boost.

- Schéma de simulation.

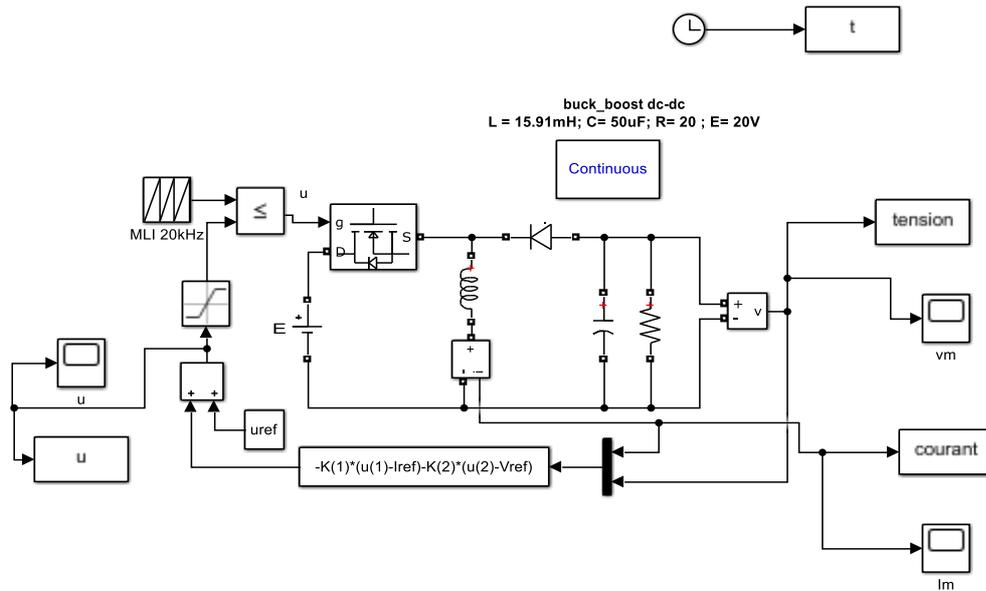
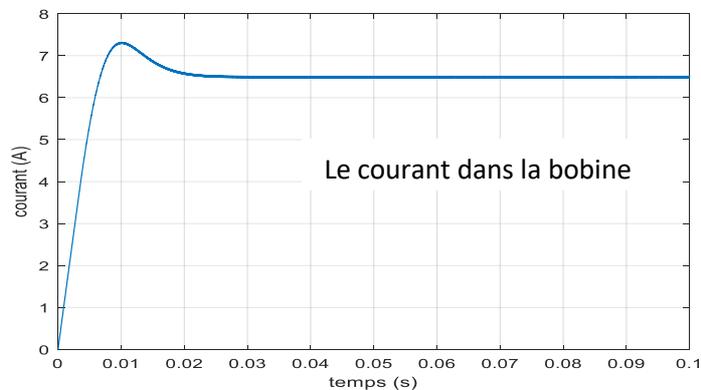


Figure II.9. Schéma de commande du convertisseur Buck-Boost par retour d'état.

II.6.3.1. Retour d'état par placement de pôles.

- Résultats de simulation.



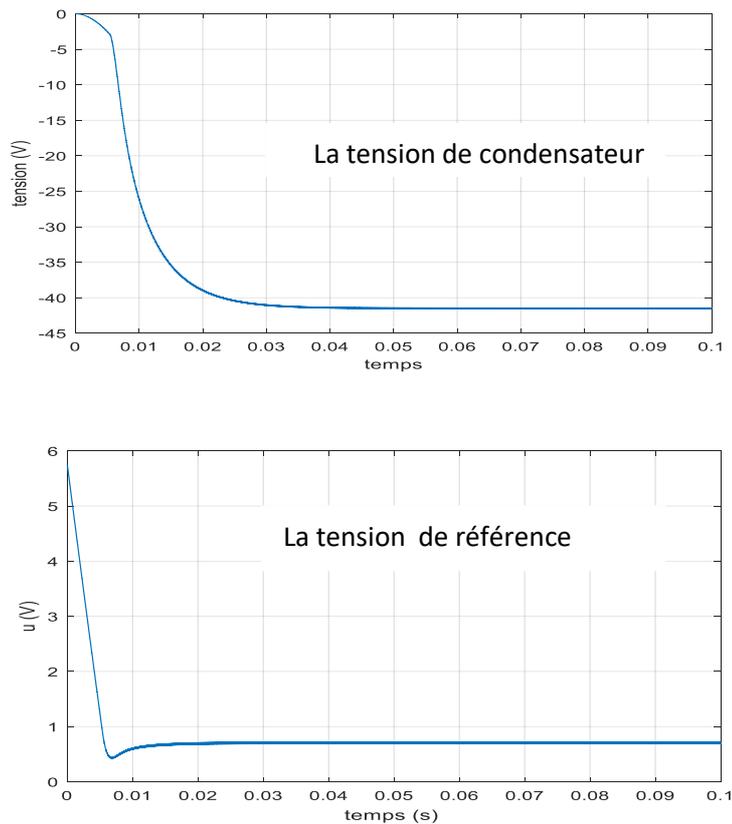
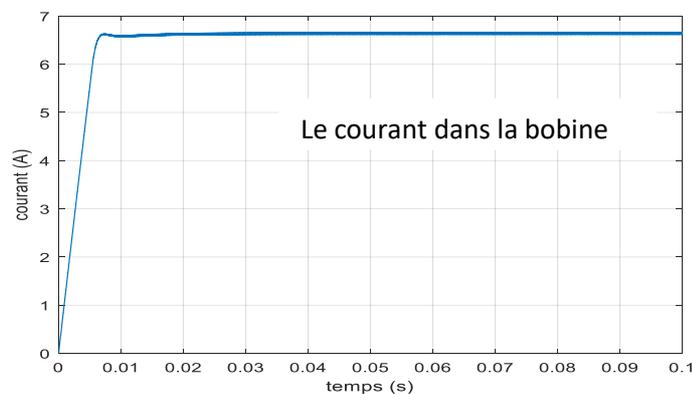


Figure II.10. Réponses du convertisseur Buck-Boost par placement de pôles.

Comme mentionné précédemment dans les pièces de convertisseurs Buck et Boost, le retour d'état a prouvé une fois de plus son efficacité en améliorant la réponse Buck-Boost, cette dernière est désormais plus rapide avec des dépassements plus faibles et moins d'oscillations. Outre ces avantages, il existe encore l'inconvénient d'une erreur statique, ce qui pose un problème pour atteindre la tension souhaitée.

II.6.3.2. Retour d'état LQR.

- Résultats de simulation.



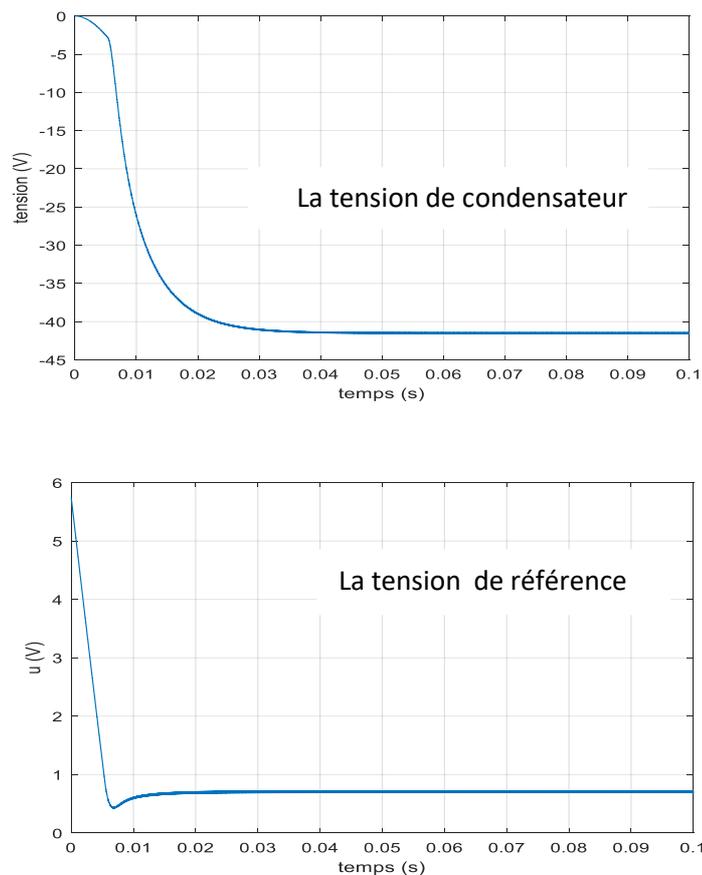


Figure II.11. Réponses du convertisseur Buck-Boost par retour d'état LQR.

Comme le montre la figure **II.10** les performances des convertisseurs sans perturbation, l'erreur du courant est nulle même que la tension est insignifiante

Conclusion.

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande par retour d'état, on a étudié aussi la commande par placement de pôles, et parler sur la commande linéaire quadratique récurrente (LQR) qui interpréter par l'équation de riccati, puis on a appliqué les deux méthodes sur les convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost.

Les avantages évidents du retour d'état, qui a un effet positif sur le temps de stabilisation de la réponse, réduisant les dépassements de pics indésirables et servait à avoir une moins oscillante performance, se référant que cette approche ne fournit pas une erreur statique nulle.

CHAPITRE III :
Commande par
retour d'état avec
observateur des
convertisseurs
DC/DC.

Commande par retour d'état avec observateur des convertisseurs DC/DC.

III.1. Introduction.

La connaissance entière ou partielle de l'état du système considéré est une exigence importante qui intervient dans les domaines de commande, de diagnostic et de la surveillance des systèmes. Cette exigence s'avère difficile à satisfaire dans la plupart des cas. Ceci est dû d'une part, au fait que les variables d'états n'ont pas toujours une signification physique et leurs mesures directe sont impossible à réaliser. D'autre part, les capteurs nécessaires pour la mesure des variables d'états sont indisponibles ou de précision insuffisante. De plus d'un point de vue économique, il est souhaitable d'installer un minimum de capteurs afin de réduire les coûts d'instrumentations et de maintenance.

Les mesures effectuées en sortie du système ne donnent pas une information complète sur les états internes de ce système. Il est indispensable donc de reconstruire les variables d'état non mesurées. L'idée utilisée depuis plusieurs années, est le remplacement des capteurs matériels par des capteurs logiciels ou par des observateurs d'état, qui permettent de reconstruire les informations internes (états, entrées inconnues) du système à partir du modèle du système, des entrées connues et des sorties mesurées.

Un système physique est souvent soumis à des perturbations, tel que les bruits de mesure, les incertitudes de mesure, les fautes du système et les perturbations externes. Ces bruits ont un effet néfaste sur le comportement normal du processus, et leurs estimations peut servir à concevoir un système de commande capable d'en minimiser ces effets. Ces perturbations sont appelées entrées inconnues lorsqu'elles apparaissent comme entrées additionnelles sur le processus, et leurs présences peut rendre difficile l'estimation des états du système .

III.2. Retour d'état avec action intégrale.

La commande par retour d'état permet de modérer les pôles du système en boucle fermée. Le retour d'état ne peut pas conduire la sortie y à zéro. Il est nécessaire d'introduire une action intégrale afin d'éliminer l'effet de perturbation. À cette fin, nous introduisons les variables d'état supplémentaires

Pour résoudre le problème on ajoute un intégrateur dans la chaine directe comme le montre la **Figure III.1**.

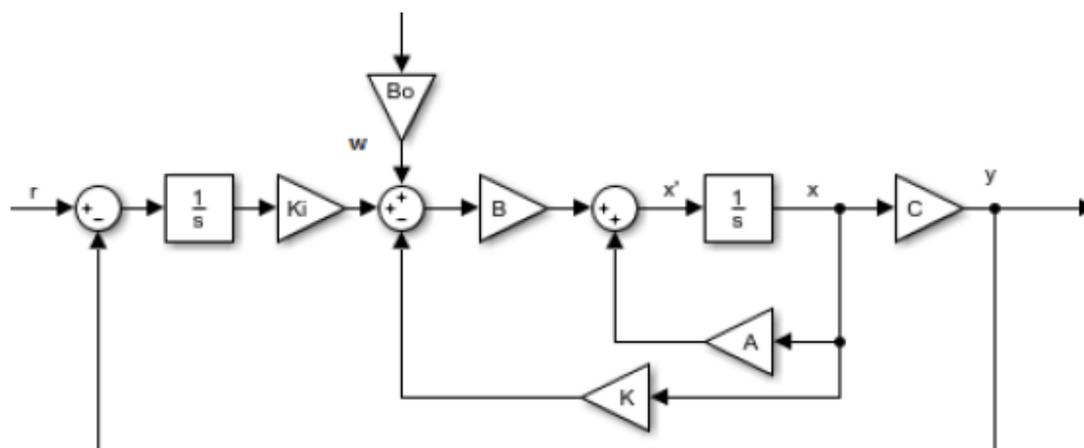


Figure III.1. Retour d'état avec intégrale.

Avec le système :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_0v \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Ou v est une perturbation externe qui agit sur les états du système à travers la matrice B_0 . La commande conçue au paravent ne peut annuler l'effet de cette perturbation sur le suivi de la référence. On introduit une action intégrale, une variable d'état notée x_i placé à la sortie de l'intégrateur avec [18] :

$$x_i(t) = \int (r - y(t)) = \int (r - Cx(t)) . \quad (\text{III.2})$$

Ce qui donne:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + B_0v \\ \dot{x}_i(t) &= -Cx(t) + r \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Si On défini le vecteur d'état augmenté $x_a^T = [x \ x_i]$, on peut écrire le système sou la forme augmenté:

$$\dot{x}_a(t) = A_a x_a(t) + B_a u(t) + B_{0a} v \quad (\text{III.4})$$

$$y(t) = C_a x_a(t) \quad (\text{III.5})$$

Avec les matrices:

$$A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \quad B_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_{0a} = \begin{bmatrix} B_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_a = [C \ 0]$$

La loi de commande est donnée par [19]:

$$u(t) = -K_a x_a(t) = -[K \ K_I] \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} = -Kx - K_I x_i \quad (\text{III.6})$$

Ce qui donne en boucle fermée:

$$\dot{x}_a(t) = [A_a - B_a K_a] x_a(t) + B_a u(t) + B_{0a} v \quad (\text{III.7})$$

Enfin le vecteur de gain est égal au polynôme désiré.

$$|sI - (A_a - B_a K_a)| = \begin{vmatrix} sI - (A - BK) & KB_I \\ C & s \end{vmatrix} \quad (\text{III.8})$$

III.3.L'observateur.

Le principe de l'observation est d'utiliser u et y pour reconstruire un vecteur \hat{x} qui soit aussi proche que possible de x afin d'effectuer ensuite un retour d'état selon la structure présentée par la figure III.2. [20]

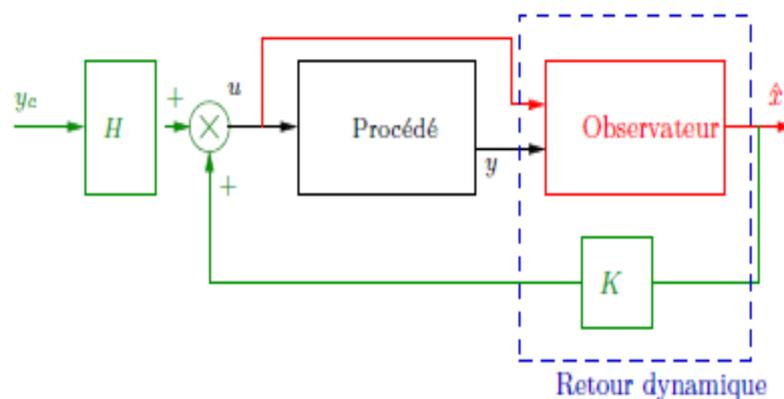


Figure III.2. Principe de l'observateur.

Comme le montre cette figure, l'ensemble constitué de l'observateur (encore appelé reconstituteur d'état) et du retour d'état K constitue un retour dynamique. Toutefois, celui-ci comporte deux entrées : u et y .

Faire la synthèse d'un observateur consiste à déterminer, sur la base du modèle d'état du procédé, un modèle d'état pour l'observateur. Il existe plusieurs techniques pour réaliser cette synthèse mais avant d'en présenter deux, il convient auparavant de s'attarder un peu sur quelques points.

III.3.1 Introduction au problème de la reconstruction d'état.

Nous sommes partis du principe que nous avons accès à toutes les composantes du vecteur d'état. Nous avons donc supposé que le système est complètement instrumenté. En réalité, les systèmes physiques sont très peu instrumentés, les raisons sont :

- le coût,
- la difficulté d'accéder à certaines variables
- la fiabilité,
- l'encombrement, ...

Nous allons donc voir comment "reconstruire" l'état à partir des commandes

appliquées au système réel et les quelques mesures du vecteur d'état effectuées.

Soit le système:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Comment obtenir x ?

III.3.1.1 Par calcul direct.

Avec cette méthode x est obtenu par la formule suivante:

$$x = C^{-1}(y - Du(t)) \quad (\text{III.10})$$

Ce calcul est impossible car en générale C n'est pas inversible dans les systèmes SISO, C est un vecteur donc jamais inversible.

III.3.1.2 Par simulation des processus.

L'idée consiste à dire que puisque nous possédons un modèle du système, il suffit de simuler le processus dans le ordinateur. Ainsi, les différentes variables comme le vecteur d'état sont parfaitement accessibles. Cette méthode est illustrée par la **figure III.3**.

Les indices r (réelle) et m (mesurée) sont là pour rappeler qu'il existe toujours une différence entre la réalité et le modèle utilisé. Par la suite, comme dans tout ce qui précède, nous ne ferons aucune différence entre les deux mais ayez toujours à l'esprit qu'elle existe.

En fait cette méthode ne fonctionne pas du tout car le modèle, pour précis qu'il soit, est toujours faux (imprécisions de mesure des coefficients des matrices, non linéarités du système, ...). Aussi après quelques temps de simulation le simulateur donne n'importe quoi. Néanmoins dans quelques cas, ce sera la seule solution, pour obtenir une variable non mesurée, on parle alors de reconstruction par simulation. La robustesse du processus corrigé est alors faible et la synthèse de la commande doit prendre en compte cet aspect (commande robuste). [20]

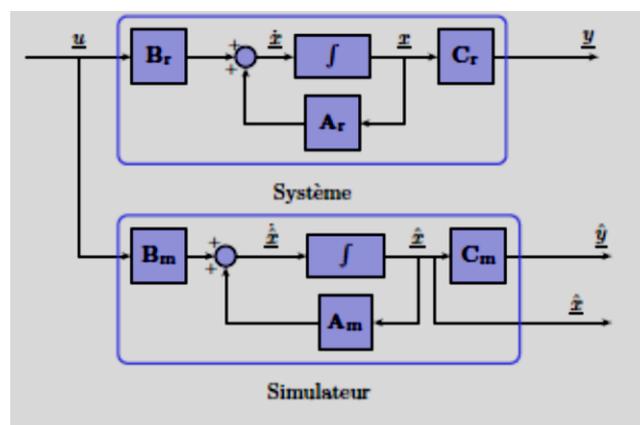


Figure III.3. Schéma générale d'un simulateur.

III.3.1.3. Par simulation du processus et asservissement sur les parties connues du vecteur d'état.

L'idée consiste comme précédemment à simuler le système, mais à l'asservir de façon à ce que les sorties mesurées concordent avec les sorties simulées, en injectant à l'entrée l'erreur d'estimation pondérée par un gain. C'est exactement ce que l'on appelle un observateur de Luenberger.

III.3.2. Propriété d'un observateur.

La logique de l'observation est simple. Il est utopique de vouloir construire un observateur tel que:

$\hat{x}(t) = x(t) \cdot \forall t$. En effet, ceci signifierait que l'observateur réagit de manière infiniment rapide à une évolution de l'état du procédé même quand $\hat{x}(0) = x(0)$. Comment un observateur devinerait-il instantanément la valeur de $x(0)$? En revanche, on peut espérer obtenir cette égalité en régime permanent. Ainsi, si l'on définit l'écart vectoriel

$$\varepsilon(t) = \hat{x} - x \quad (\text{III.11})$$

Qui est appelé écart de reconstruction, la propriété fondamentale que doit satisfaire un observateur est de répondre à un modèle tel que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0 \quad (\text{III.12})$$

III.3.3. Condition d'existence d'un observateur.

Dans ce paragraphe, il est proposé, sans démonstration, une condition nécessaire et suffisante d'existence d'un observateur. Cette dernière est très simple:

Soit le modèle. III.9 On peut construire un observateur d'état pour ce modèle si et seulement si la paire (A, C) est observable.

III.3.4. À propos de la transmission directe.

Dans la suite de ce chapitre, il serait possible, comme il est de coutume, de considérer que la transmission directe est nulle dans le modèle III.9 ($D = 0$). C'est ce qui sera occasionnellement supposé. Si ce n'était pas le cas, il suffirait de poser le changement de variable:

$$\mathcal{Y} = y - Du \quad (\text{III.12})$$

et de réaliser les procédures présentées ci-après en posant $D = 0$ et en remplaçant y par \mathcal{Y} . Une fois les calculs effectués, on revient au problème initial en effectuant le changement

inverse en vue de l'implantation. Cependant, les procédures seront ici essentiellement présentées en présence d'une transmission directe $D = 0$. Ceci complique quelque peu les expressions et certaines analyses mais permet également une plus grande généralité de ces mêmes expressions.

III.4. Synthèse d'un observateur d'ordre minimal.

Dans cette partie, il est question de synthétiser un observateur d'ordre minimal. On en donne d'abord la définition et la structure avant de proposer la procédure dite « de Luenberger » qui permet de réaliser cette synthèse. Il est habituel d'appeler les observateurs qui en résultent « Observateurs de Luenberger » même si la théorie de Luenberger s'étend au delà de ce qui est proposé dans cette partie. [20]

On appelle observateur (de Luenberger) du système:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

un système qui est décrit par le schéma fonctionnel: [21]

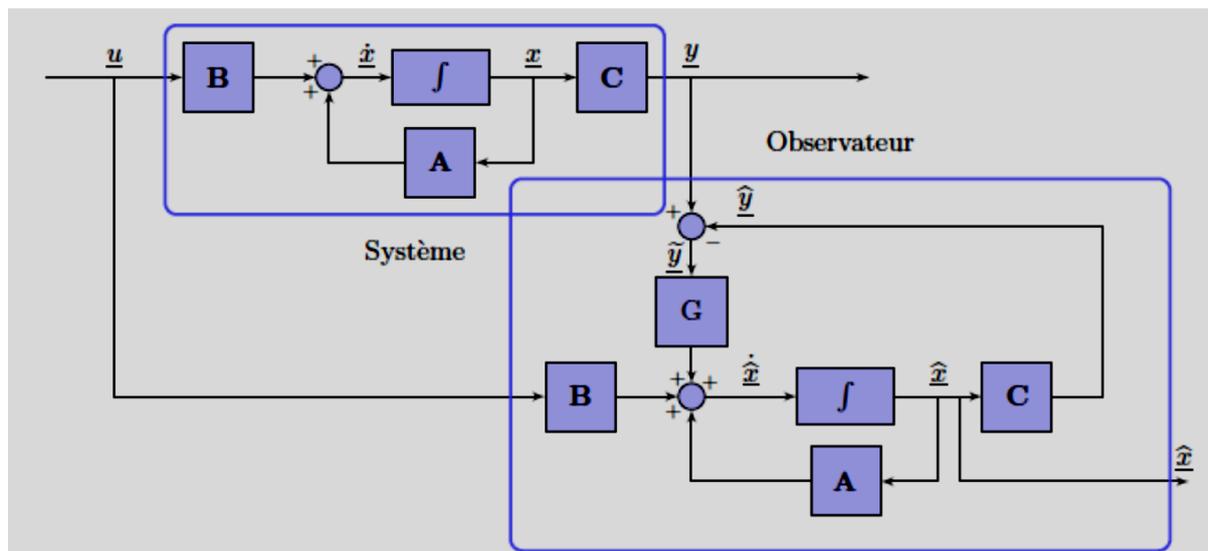


Figure III.4. schéma générale d'un observateur de Luenberger complet.

L'équation différentielle d'état de l'observateur est :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + G\tilde{y} \\ &= A\hat{x} + Bu + Gy - G\hat{y} \\ &= A\hat{x} + Bu + Gy - GC\hat{x} \end{aligned}$$

$$=(A - GC)\hat{x} + Bu + Gy \quad (\text{III.14})$$

En définissant: $A - GC = F$

$$\dot{\hat{x}} = F\hat{x} + Bu + Gy \quad (\text{III.15})$$

Où les valeurs propres de la matrice F sont stables.

$\hat{x}(t)$ est une estimation de $x(t)$,

On définit $\tilde{x} = x - \hat{x}$ l'erreur d'estimation et $\tilde{x} \rightarrow 0$ pour $t \rightarrow \infty$.

Il ne reste plus qu'à définir la matrice de "retour" G . [21]

III.5. Application sur un convertisseur Boost.

III.5.1. Application de retour d'état avec intégrale sur un convertisseur Boost.

- Schéma de simulation.

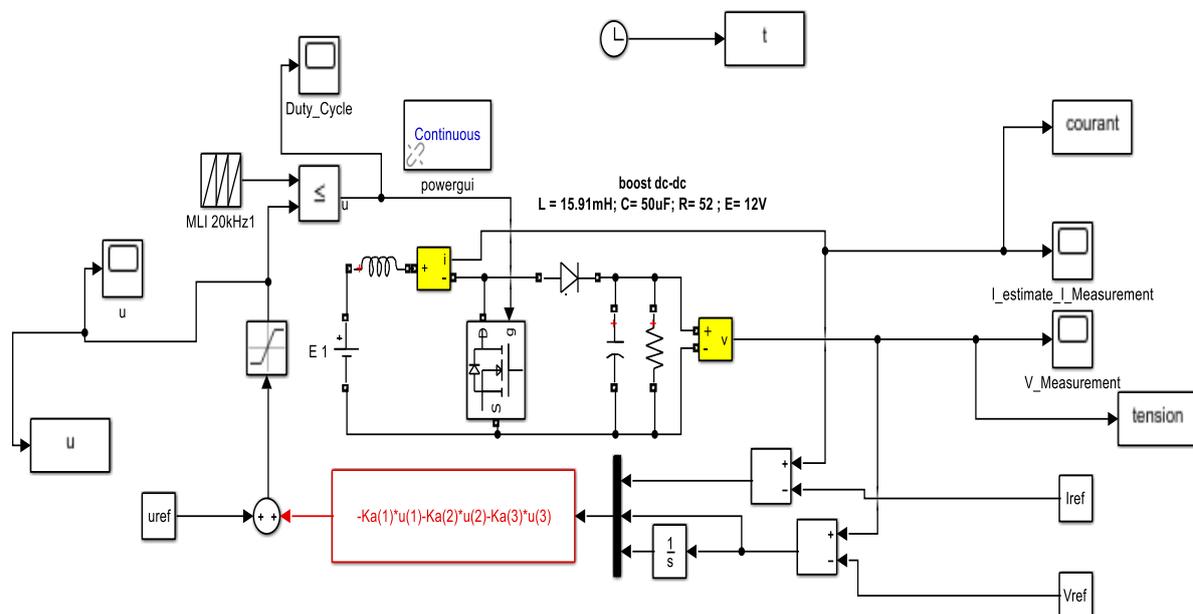


Figure. III.5. Schéma de commande du convertisseur Boost avec intégrateur.

- Résultats de simulation.

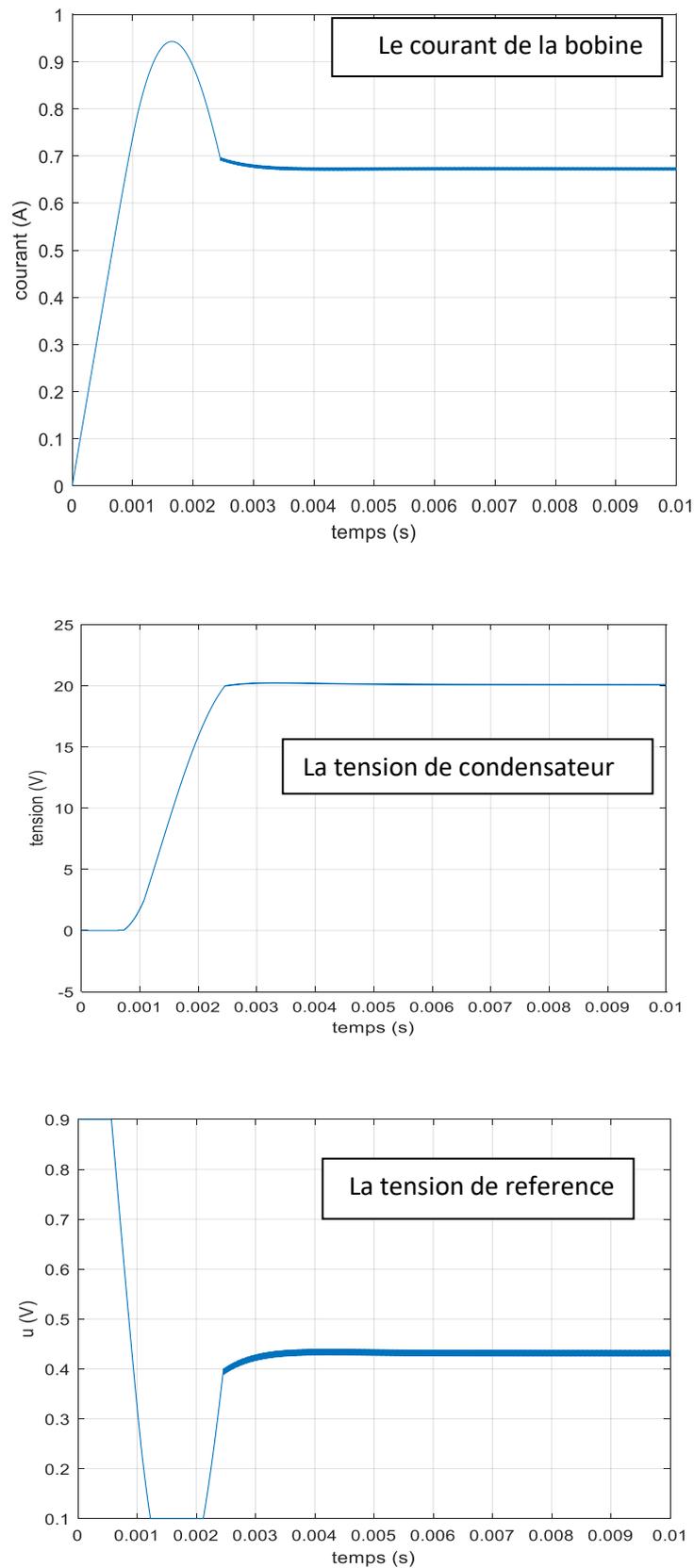


Figure. III.6. Réponses du convertisseur Boost avec intégrateur.

D'après les graphiques ci-dessus, nous pouvons bien voir que l'erreur statique qui s'est produite dans le contrôle de retour d'état est maintenant complètement éliminée, La tension souhaitée est maintenant entièrement accessible, mais cela va provoquer des dépassements et un temps de stabilisation un peu lent.

III.5.6. Application de retour d'état avec intégrateur et observateur sur un convertisseur Boost.

- Schéma de simulation.

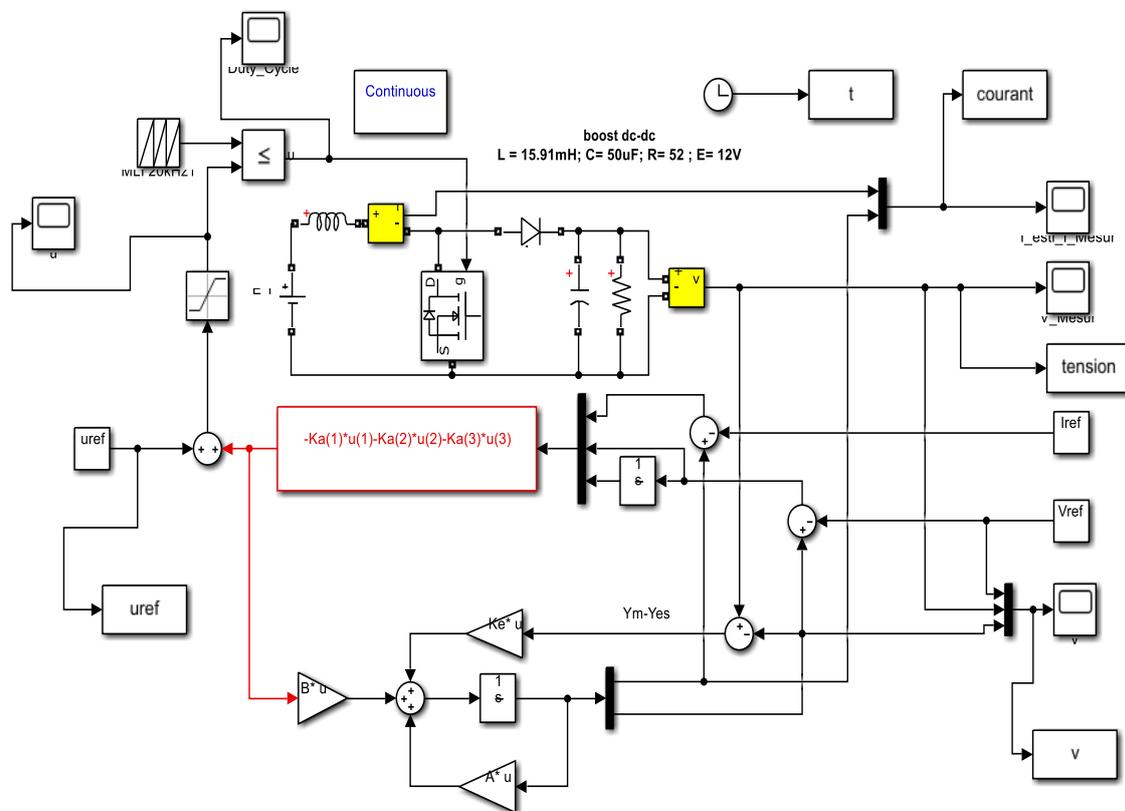


Figure. III.7. Schéma de commande du convertisseur Boost avec intégrateur et observateur.

- Résultats de simulation.

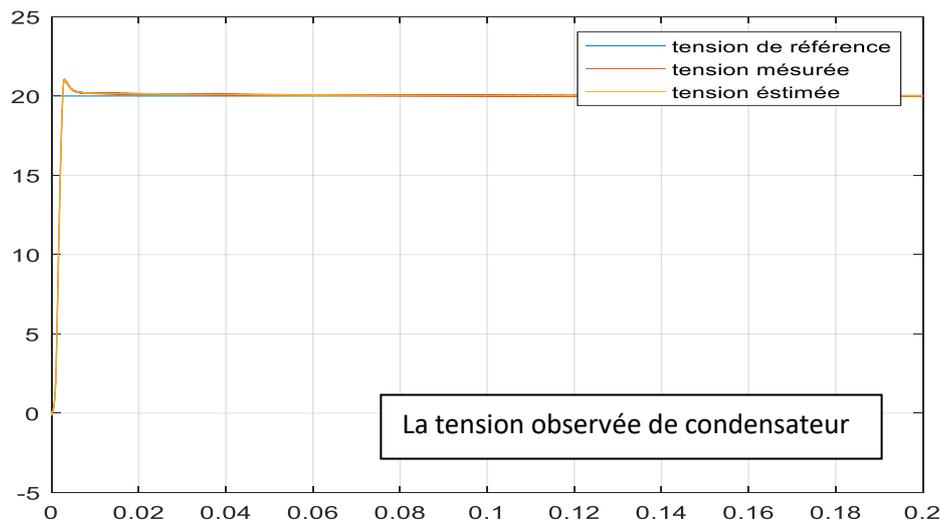
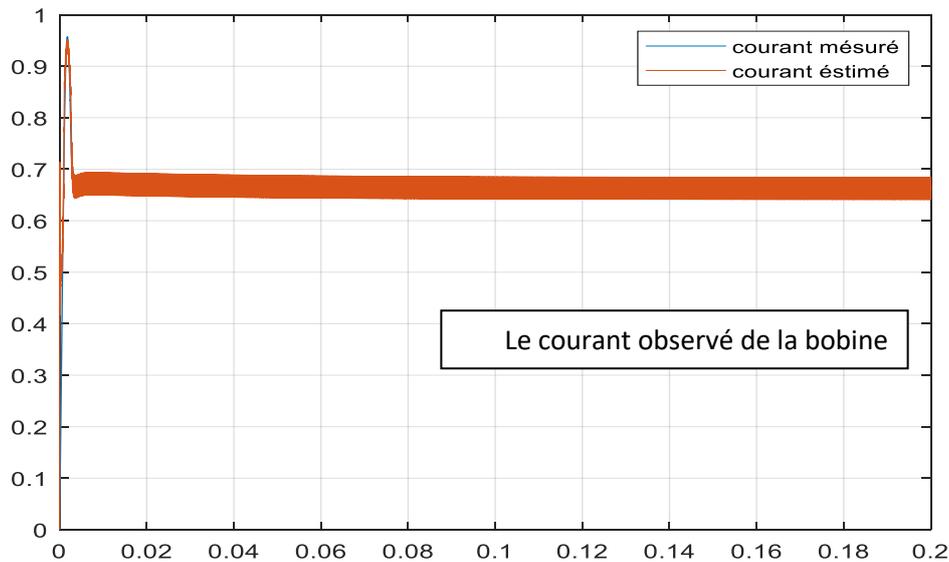


Figure. III.8. Réponses du convertisseur Boost par retour d'état avec intégrateur et observateur.

En utilisant les résultats de nos graphiques, nous pouvons comparer le courant estimé avec le courant réel de l'inducteur de la courbe produite en rapprochant l'erreur d'estimation, bien que l'erreur d'estimation mentionnée ait toujours un net avantage à estimer le courant réel de l'inducteur. Ainsi que la courbe de la tension estimée est identique à celle de la tension réelle.

III.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande par retour d'état avec action intégrale, les avantages évidents que l'action intégrale permet d'annuler l'erreur statique en régime permanent puis en utilisant l'observateur de Luenberger permet d'estimer les courants et les tensions. L'estimateur d'ordre complet a été discuté et simulé, ce qui présente les avantages de l'observateur dans l'estimation de ces variables d'état non mesurables.

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande de convertisseurs simples DC-DC et les observateurs linéaires sont traités dans cet humble travail, donnant preuve de commandabilité pour le retour d'état linéaire et d'observabilité pour l'estimation de l'état de rétroaction, en plus du contrôle basé sur la passivité, des observateurs non linéaires sont aussi dérivées, toutes ces approches ont été exploitées pour la régulation de tension de sortie ou l'estimation des courants non mesurables. Les résultats de simulation illustre bien les oppothèses théoriques montrant une parfaite robustesse des propriétés de contrôleurs mentionnés.

Les schémas de régulation ont été appliqués sur de nombreux modèles de convertisseur tout en prenant en compte la nature du paramétrage non linéaire d'un convertisseur DC-DC étudié dans le chapitre I.

Dans le chapitre II, l'application de la commande par retour d'état sur des convertisseurs de type Buck, Boost et Buck-Boost donne des résultats satisfaisants dans les cas d'une charge constante, ce que s'avère comme l'un des inconvénients majeurs du circuit de commande, malgré les améliorations remarquables de ces techniques sur le comportement du convertisseur, en matière de rapidité, des dépassements de démarrage réduits et moins d'oscillations, quand il s'agit des scénarios réels, les convertisseurs sont absolument soumis à l'électricité statique perturbateur due à la variation de la charge, donc, lorsque une charge est supérieure ou inférieure à celle proposée.

Dans le chapitre III, le circuit de commande ne peut pas atteindre la tension de sortie souhaitée et la différence entre la tension de sortie souhaitée et la vraie tension peut être forcée à zéro en ajoutant un intégrateur à la commande linéaire moyenne, c'est-à-dire que la variable d'état qui apparaît directement dans la sortie du convertisseur est introduite comme une variable d'état intégrale supplémentaire, qui garantira une erreur statique nulle, malheureusement, cela peut entraîner parfois des dépassements et un temps de stabilisation un peu lent comme illustré dans l'application Boost. L'utilisation des observateurs d'état linéaire a été introduite pour la détection des courants non mesurables des convertisseurs DC-DC, d'où l'estimation du courant et de tension de sortie mesurée ont été utilisés pour élaborer la commande de retour d'état linéaire, en régime permanent, les observateurs font bien estimer les courants d'inductance, en fournissant des valeurs complètement atteintes, signifie que l'erreur d'estimation converge entièrement vers zéro, mais dans le cas de régime transitoire l'estimation est très loin des résultats voulus.

Pour conclure, il a été montré à travers ce travail que après l'application des boucles de commande les propriétés des convertisseurs DC-DC sont améliorées, ces convertisseurs fonctionnent mieux et donnent des réponses en boucle fermée meilleures que celles en boucle ouverte.

Enfin, comme suite à ce travail, on propose l'implémentation de la technique présentée dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés à de nombreux autres convertisseurs non linéaires. En plus d'une amélioration avantageuse en propriétés de robustesse et de simplicité.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] LALOUA Abderehmane. " State feedback control of DC-DC power converters". Mémoire de master, université Larbi Ben M'Hidi Oum El Bouaghi, 2011.
- [2] ZEMOURI, AZEDDINE. *Etude expérimentale D'un Convertisseur DC/DC Contrôler par une commande robuste*. Thèse de doctorat. Université de Batna 2,2014.
- [3] MINGER, Bryce. *Linéarisation des convertisseurs analogique-numérique pour l'amélioration des performances de dynamiques instantanées des numériseurs radioélectriques*. Thèse de doctorat. Bordeaux. 2017.
- [4] Y.Nettari, «Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC», mémoire de master, Université FERHAT ABBAS -Setif1.
- [5] BAI, Hao. *Device-level real-time modeling and simulation of power electronics converters: Modélisation et simulation en temps réel au niveau composant des convertisseurs d'électronique de puissance*. Thèse de doctorat. Bourgogne Franche-Comté. 2019.
- [6] ZORIG, Anwar et GHADBANE, Houssam Eddine. *Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs buck et boost entrelacés*. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf-M'sila. 2019.
- [7] AMMOUS, Kaiçar. Contribution à la construction systématique des modèles moyens de convertisseurs de puissance. *Institut national des sciences appliquées. Lyon, 2002*.
- [8] YASSINE, Djegham et HICHAM, Kamani. *Commande et implémentation d'un convertisseur série (Buck converter)*. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf-M'sila. 2019.
- [9] Sename, O. *Sur la commandabilité et le découplage des systèmes linéaires à retards* (Doctoral dissertation, Nantes). 1994.
- [10] JEAN-DAUBIAS, Stéphanie. *PÉPITE: un système d'assistance au diagnostic de compétences*. Thèse de doctorat. Université du Maine. 2000.
- [11] LALILI, Djafer. *Mli vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux*. Thèse de doctorat. Alger, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique. 2009.
- [12] BENDJEDIA, Moussa. *Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable*. Thèse de doctorat. Besançon. 2007.
- [13] BOSCHE, Jérôme. *Analyse robuste en DU-stabilité et commande par placement de pôles..* Thèse de doctorat. Poitiers 2003.
- [14] AZEDDINE, Moussaoui et ACHOUR, Manseur. *Commande par placement de pôles Pour des systèmes multivariables*. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri. 2015.
-

-
- [15] KARIMA, Chaïbi. *Etude comparative des commandes LQR, LQG et placement de pôles appliquées à un système mécanique*. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri. 2010.
- [16] Xia, P., Shi, H., Wen, H., Bu, Q., Hu, Y., & Yang, Y. Robust LMI-LQR control for dual-active-bridge DC–DC converters with high parameter uncertainties. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(1), 131-145. (2020).
- [17] LITICIA, Baleh et DJEDJIGA, Mokrani. *Commande synergétique d'un convertisseur statique*. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri. 2011.
- [18] BOUSSALEM, Chahira. *Implémentation de régulateurs fractionnaires pour la stabilisation d'un pendule inversé*. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri. 2012.
- [19] Chowdhury, A., & Debnath, D. (2013). Performance Comparison between PID controller and State-Feedback Controller with Integral action in Position Control of DC Motor. In *Applied Mechanics and Materials* (Vol. 367, pp. 188-193). Trans Tech Publications Ltd.
- [20] Kwon, T. S., Shin, M. H., & Hyun, D. S. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 864-869. (2005).
- [21] LYNDIA, Arabi, LYLIA, Chelli, et AMEL, Djaoud. *La Commande Robuste basée sur l'observateur de luenberger et LQR "Application au drone Aerosonde"*. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri. (2005).
-