

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 la Technologie  
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
Filière : Électrotechnique.  
Spécialité : Commandes Electriques.  
Thème

**Etude comparative du contrôleur PID et RST  
appliqué au convertisseur DC-DC abaisseur.**

**Présenté Par :**

- 1)MEDDAH Abdelnour
- 2)NEHARI Abderrahmane

**Devant le jury composé de :**

Dr Zegai Amine	M C A UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr Flitti Mohamed	M C A UAT.B.B (Ain Temouchent )	Examineur
Mr. AYACHE Zouaoui	M A A UAT.B.B (Ain Temouchent )	Encadrant

**Année universitaire 2021/2022**

---

## **REMERCIEMENTS**

*Nous remercions, en premier lieu, ALLAH qui nous a donné la force et la patience pour terminer ce travail .*

*Nous tenons à remercier profondément notre encadrant "M. Ayache Zouaoui" pour le temps qu'il nous a consacré et nous a hébergés Il nous a donné confiance dans la mise en œuvre du sujet qui nous était présenté, pour sa patience et ses encouragements, nous exprimons notre profonde gratitude et notre grand respect.*

*Nos plus sincères et profonds remerciements à messieurs les membres du jury pour avoir accepté de faire partie de la commission d'examineur et de juger notre modeste travail.*

*Nous remercions tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire*

*Nous remercions tout le staff d'enseignants qui a participé à notre formation tout au long de notre cursus*

---

## *Dédicaces*

**Je dédie ce modeste travail à :**

**\* Ma très chère mère.**

**\* Mon très cher père.**

**\* Mes sœurs et mes frères**

**\* Tout mes amis.**

**\* Tout la promotion 2021/2022**

**Abdelnour**

## *Dédicaces*

**Je dédie ce modeste travail à :**

**\* Ma très chère mère.**

**\* Mon très cher père.**

**\* Mes sœurs et mes frères**

**\* Tout mes amis.**

**\* Tout la promotion 2021/2022**

**Abderrahman**

**Sommaire**

<b>Introduction générale .....</b>	<b>2</b>
<b>Chapitre 1 : Contrôle de tension des convertisseurs Continu / Continu (DC/DC).....</b>	<b>3</b>
1.1. Introduction .....	3
1.2. Principe de contrôle de tension des hacheurs .....	3
1.3. Les Hacheurs .....	4
1.3.1. Convertisseur Buck .....	5
1.4. Hacheur élévateur (Boost).....	14
1.4.1. Principe de fonctionnement .....	14
1.5. Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-boost).....	15
1.6. Conception de la boucle de contrôle de tension: .....	16
1.6.1. Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations tension d'entrée.....	21
1.7. Conclusion.....	22
<b>Chapitre 2 : Régulateur PID et RST .....</b>	<b>23</b>
2.1. Introduction .....	23
2.2. Régulateur Proportionnel Intégrateur Dérivé (PID) .....	23
2.2.1. Action proportionnelle (P) .....	24
2.2.2. Action intégrale (I) .....	24
2.2.3. Action dérivateur (D) .....	25
2.2.4. Méthode Ziegler-Nichols (Z-N) .....	25
2.3. Régulateur RST .....	27
2.3.1. Définition du Régulateur RST.....	27
2.3.2. Avantages de régulateur RST.....	28
2.4. Synthèse de R, S et T .....	28
2.4.1. Pôles du modèle de référence .....	31
2.4.2. Erreur nulle en régime permanent.....	31

---

## *Sommaire*

---

2.4.3. Méthodologie .....	32
2.4.4. Perturbation de la charge .....	33
2.5. Conclusion .....	33
<b>Chapitre 3 : Application du régulateur PID et RST au convertisseur Buck .....</b>	<b>34</b>
3.1. Introduction .....	34
3.1.1. Choix des éléments du convertisseur Buck .....	34
3.1.2. Conception du régulateur de tension .....	36
3.2. Application du contrôle PID au convertisseur Buck .....	40
3.3. Application du contrôle RST .....	44
3.3.1. Synthèse du régulateur RST .....	44
3.3.2. Discrétiser la fonction de transfert du système à régulé .....	44
3.3.3. Fonction de transfert désirée .....	44
3.3.4. Conception de contrôle RST .....	44
3.4. Résultats de simulation .....	47
3.5. Conclusion .....	50
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>52</b>

*Annexe*

*Bibliographie*

***Liste des Figures***

Figure 1-1 : Principe de control de hacheur .....	4
Figure 1-2 : convertisseur dc-dc .....	5
Figure 1-3 : Circuit de hacheur abaisseur simplifié .....	5
Figure 1-4 Circuit du hacheur-Buck .....	6
Figure 1-5 Formes d'onde du convertisseur Buck on Mode continue (a) courant de l'inducteur ; (b) courant du commutateur S ; (c) courant de la diode D ; (d) tension de l'inducteur (e) courant du condensateur ; (f) courant de sortie ; (g) courant de sortie ; (h) tension de la diode ; (i) signal de déclenchement .....	9
Figure 1-6 Formes d'onde du convertisseur Buck On mode discontinu .....	12
Figure 1-7 Forme du courant en mode critique $i_L(t)$ .....	13
Figure 1-8 : Schéma d'un hacheur Boost .....	14
Figure 1-9 : Hacheur boost dans l'état on et l'état off .....	15
Figure 1-10 : Schéma de Hacheur abaisseur-élévateur .....	15
Figure 1-11 Etat on de Hacheur abaisseur-élévateur.....	16
Figure 1-12 Etat off de Hacheur abaisseur-élévateur.....	16
Figure 1-13 Diagramme fonctionnel illustrant la dépendance de V à l'égard des grandeurs indépendantes $V_e$ , $i$ , et $d$ .....	17
Figure 1-14- Boucle de contrôle de tension .....	17
Figure 1-15 Schéma fonctionnel complet de la boucle de régulation tension.....	20
Figure 2-1 Schéma de block de PID .....	24
Figure 2-2 Réponse de $K_c$ .....	26
Figure 2-3 : Structure d'un régulateur numérique de type RST .....	27
Figure 2-4 cercle des pôles stable en Z .....	32
Figure 3-1 : Réponse échelon fonction transfert Buck.....	37
Figure 3-2 Diagramme de Bode de la fonction transfert du convertisseurs Buck. ....	37
Figure 3-3 : Comparaison entre fonction désirée et fonction Buck .....	39
Figure 3-4 diagramme de Bode fonction de transfert Buck et désirée.....	39
Figure 3-5 : Diagramme Bode $G_{vd}(s)$ et PID.....	40

---

### *Listes des Figures*

---

Figure 3-6 : Diagramme de Bode système avec régulateur PID .....	41
Figure 3-7 : Fonction de transfert de Buck sans et avec PID .....	42
Figure 3-8: Simulation Buck avec la variation de consigne.....	42
Figure 3-9 : Signale de commande.....	43
Figure 3-10: Erreur.....	43
Figure 3-11 : comparaisent entre les différentes fonctions de transfert.....	48
Figure 3-12 : Comportement du système face à une variation de consigne.....	48
Figure 3-13 :Signale de commande RST .....	49
Figure 3-14 :Erreur entre la consigne et la tension de sortie.....	49
Figure 3-15 :Comparaison entre régulateur PID et RST .....	50

---

### *Listes des Tableaux*

---

Tableau 1-1 : paramètres des fonctions de transfert des principaux hacheurs .....	19
Tableau 2-1 : L'influence des actions des régulateurs PID .....	25
Tableau 2-2 : Réglage d'un correcteur P, PI ou PID selon Ziegler Nichols .....	26
Tableau 3-1: Paramètres du convertisseur Buck .....	34

# NOTATIONS ET SYMBOLES

*DC*: direct current

*PID* : Proportionnelle Intégrale Dérivée

*RST*: Return\_ Simplify \_Tracking

*MOSFET*: Metal \_Oxide \_Semiconductor\_Field \_ Effect \_Transistor

*IGBT* : Insulated Gate Bipolar Transistor

$G_{vd}$  :Fonction de transfer en boucl ouvert sortie-commande

*MLI* : Modulation de Largeur d'Impulsion.

*E, Vin, Ve* : Tension d'entrée.

*Vs, Vo* : : les tensions de sorties.

*L* : inductance.

*R* : résistance.

*C* : capacité.

$T_{des}; H_m$  : fonction de transfert désirée

$K_p ; K_i ; K_D$  :Parametre de régulateur PID

$M\phi$  : marge de phase .

$Mg$ : Marge de gain .



---

*Introduction Générale*

---

---

*Introduction Générale*

---

## **Introduction générale**

La technologie de l'alimentation électrique est une technologie qui permet de faire fonctionner des circuits et des systèmes électroniques. Tous les circuits électroniques actifs, qu'ils soient numériques ou analogiques, nécessitent une alimentation électrique. De nombreux systèmes électroniques nécessitent plusieurs tensions d'alimentation en courant continu.

Les alimentations sont largement utilisées dans les ordinateurs, les télécommunications, les équipements d'instrumentation, l'électronique aérospatiale, médicale et de défense. Une tension d'alimentation continue est généralement dérivée d'une batterie ou d'une ligne électrique alternative à l'aide d'un transformateur, d'un redresseur et d'un filtre. La tension continue brute qui en résulte n'est pas assez constante et contient une forte ondulation en courant alternatif qui ne convient pas à la plupart des applications. Les régulateurs de tension sont utilisés pour rendre la tension continue plus constante et pour atténuer l'ondulation du courant alternatif.

Une alimentation électrique est une source de tension constante avec une capacité de courant maximale. Il existe deux catégories générales d'alimentations : régulées et non régulées.

La théorie du contrôle est utilisée pour l'analyse et la conception de systèmes de rétroaction, tels que ceux qui régulent la température, l'écoulement des fluides, le mouvement, la force, la pression, la tension et le courant. Utilisée avec compétence ; la théorie du contrôle peut guider les ingénieurs dans chaque phase du cycle de conception des produits et des processus, Elle peut aider les ingénieurs à prévoir les performances, à anticiper les problèmes et à fournir des solutions.

Diverses techniques ont été développées pour Contrôler et d'améliorer la performance dynamique des convertisseurs, A travers ce mémoire, nous parlerons de régulateurs PID et RST

Ce mémoire est constitué de trois chapitres :

***Le premier chapitre*** : présente une généralité sur les convertisseurs DC-DC (Boost, Buck et Buck-Boost), en donnant la définition de chaque type de convertisseur et discutant en détail la conception d'un convertisseur abaisseur (Buck) en particulier.

---

## *Introduction Générale*

---

***Le deuxième chapitre*** : est une présentation de la théorie qui régit les régulateurs PID et RST, leurs principes de fonctionnement, leurs avantages et inconvénients et la méthode de calcul de leurs paramètres.

***Le troisième chapitre*** : est consacrée à l'application de la théorie du contrôle des régulateurs PID et RST au convertisseur DC/DC abaisseur. Une comparaison entre les deux contrôleurs est effectuée à la fin du chapitre.

Le travail sera clôturé par une conclusion générale.

---

*CHAPITRE 1 : Contrôle de tension des convertisseur DC/DC*

---

## **Contrôle de tension des convertisseurs Continu / Continu (DC/DC)**

### **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 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/DC 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 des hacheurs :**

La qualité de la tension de sortie d'un hacheur dépend largement de la technique de commande des interrupteurs pour obtenir les performances souhaitées, tels que le temps de stabilisation rapide, le faible dépassement, faible oscillation dans la réponse transitoire, faible sensibilité au bruit.

Comme décrit à la Figure 1-1, le contrôle de l'hacheur se fait via une boucle de contrôle fermée. L'erreur est calculée en comparant la tension de la sortie avec référence et le régulateur envoie la commande. La régulation est obtenue par une modulation en largeur d'impulsions du rapport cyclique (*d* ou *a* pour les francophones).

Le rapport cyclique est défini comme le temps ( $T_{on}$ ) pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage ( $T$ ), Ce rapport varie de 0 à 1, ou de 0 % à 100 % avec  $d = \frac{T_{on}}{T}$ .

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.

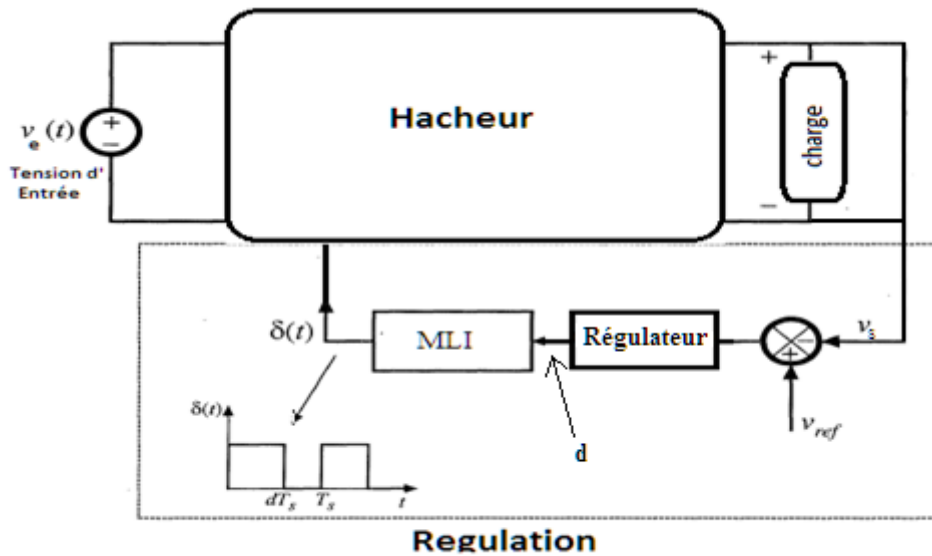


Figure 1-1 : Principe de control de hacheur [1]

### 1.3. Les Hacheurs :

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques DC–DC Figure 1-2, qui permettent d'obtenir une tension continue régulée, avec un rendement voisin de l'unité. Ils jouent le même rôle que les transformateurs en courant alternatif.

Il est constitué d'un interrupteur commandable qui peut être un transistor (bipolaires, MOSFET ou IGBT) pour des faibles puissances ou un thyristor GTO pour grande puissance.

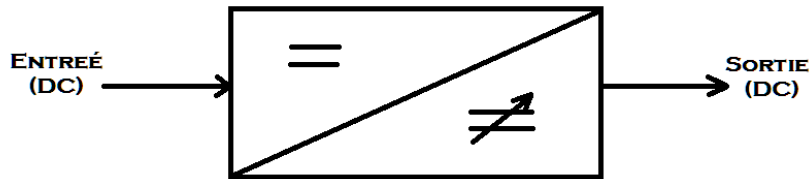


Figure 1-2 : convertisseur dc-dc

Il existe plusieurs familles d'hacheur, trois sortes des hacheurs sont les plus rencontrés dans la littérature :

- Convertisseur Buck (abaisseur ou dévolteur ou série)
- Convertisseur Boost (élévateur ou survolteur ou parallèle)
- Convertisseur Boost-Buck (élévateur- abaisseur ou Hacheur à accumulation inductive)

### 1.3.1. Convertisseur Buck:

Un convertisseur abaisseur (Buck), ou hacheur série Figure 1-3, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue DC en une autre tension continue DC de plus faible valeur.

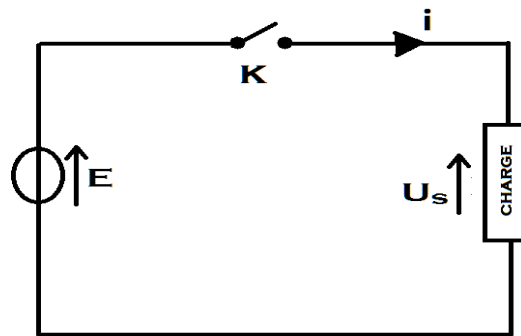


Figure 1-3 : Circuit de hacheur abaisseur simplifié

Le convertisseur Buck est utilisé partout. Voici quelques applications courantes.

- Convertisseurs de point de charge
- Utilisés pour piloter efficacement des charges à courant élevé. Généralement utilisés dans les PC et les cartes mères.
- Chargeurs de batterie - Pour les téléphones mobiles, les ordinateurs portables et les banques d'alimentation.
- Chargeurs solaires

- Pour piloter les moteurs Brushless DC (BLDC).

### 1.3.1.1. Principe de fonctionnement :

Le circuit du hacheur abaisseur Figure 1-4, est construit d'un interrupteur à amorçage et blocage commandés (Thyristor avec circuit d'extinction, transistor bipolaire, transistors MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode **D**) et un' inductance **L** et une charge.

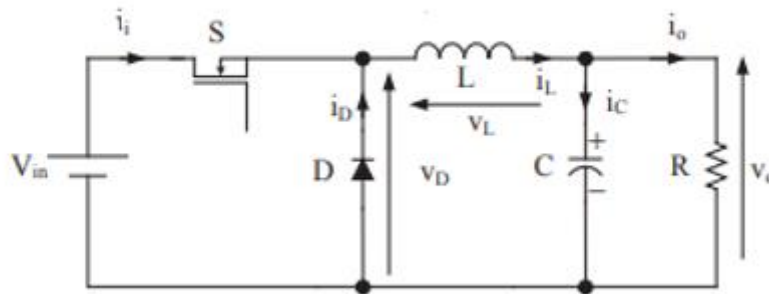


Figure 1-4 Circuit du hacheur-Buck [2]

Pour obtenir une tension de sortie inférieure à celle de la source, nous connectons l'interrupteur avant l'inducteur. Lorsque nous allumons et éteignons l'interrupteur dans cette configuration, la tension de sortie moyenne sera inférieure à la tension de la source.

Le fonctionnement comporte à deux Étapes :

**La première étape** :de **0** à **dT** l'interrupteur est fermé, le courant circule à travers l'interrupteur vers le circuit. Lorsque le courant augmente, le champ magnétique de l'inducteur s'étend. Pendant ce temps, l'inducteur stocke de l'énergie dans son champ magnétique

**La deuxième étape** :de **dT** à **T** Lorsque nous ouvrons l'interrupteur, le champ magnétique de l'inducteur s'effondre et le courant passe de l'inducteur à la diode. Ce courant s'ajoute au courant qui circule lors de la première étape, l'état OFF. C'est pourquoi le courant moyen augmente sur ce type de convertisseur. Cela compense également la tension réduite et préserve donc la puissance fournie à la charge.

Les deux interrupteurs doivent être complémentaires (toujours un fermé, jamais les deux à la fois)



La valeur de tension de sortie

Interval[0 à dT]:

$$V_L(on) = E - V_S \quad (1.1)$$

Intervalle [dT à T] :

$$V_{L_{off}} + V_S = 0 \Rightarrow V_L = -V_S \quad (1.2)$$

On applique volt second balance [2]:

$$V_{L_{on}} T_{on} + V_{L_{off}} T_{off} = 0 \quad (1.3)$$

Où le  $T_{on}$  et le  $T_{off}$  sont données par (1.4)

$$\begin{aligned} T_{on} &= d \times T \\ T_{off} &= (1-d)T \end{aligned} \quad (1.4)$$

En remplace (1.4) dans (1.3) on a l'équation suivante :

$$(E - V_S)dT - V_S(1-d)T = 0 \Rightarrow V_S = dE \quad (1.5)$$

### 1.3.1.2. Mode de fonctionnement :

On distingue trois modes de conduction [1] :

#### a) Mode de conduction continue :

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement à la Charge. Le courant dans l'inductance ne s'annule jamais sur une période de commutation et donc continu.

Pour ce fonctionnement, la tension moyenne de sortie est donnée par :

$$\bar{V}_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T_{on}} V_{in}(t) dt + \int_{T_{on}}^T 0 \times dt \right] = V_{in} \frac{T_{on}}{T} = dV_{in} \quad (1.6)$$

De même, le courant moyen de sortie est donné par :

$$\bar{I}_o = \bar{I}_L = \frac{\bar{V}_o}{R} \quad (1.7)$$

-En utilisant Figure 1-5(b) et (c), on obtient les équations suivantes :

$$[0 \text{ a } T_{on}] \quad V_L(t) = V_{in} - V_o \quad (1.8)$$

$$[T_{on} \text{ a } T_s] \quad V_L(t) = -V_o \quad (1.9)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{ic}{c} \quad (1.10)$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1.11)$$

Comme le montrent on Figure 1-5(e) et (f), le courant du condensateur est positif pendant la moitié de la période de commutation, ce qui a pour effet de forcer la tension du condensateur à augmenter dans ses limites inférieure et supérieure.

Pendant tout cet intervalle de temps, la charge totale Q stockée dans le condensateur est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta Q = C \times (\text{variation de tension du condensateur}) = C \times \Delta V_o \quad (1.12)$$

où  $\Delta V_o$  est l'ondulation crête à crête de la tension de sortie.

La charge totale du condensateur correspond à l'aire du triangle représenté sur Figure 1-5(e) est donnée par la relation suivante :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{T_s}{2} \right) \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right) = \frac{T_s \Delta I_L}{8} \quad (1.13)$$

La substitution de l'équation (1.12) dans l'équation (1.13) donne l'équation (1.14) qui fournit la valeur de l'ondulation crête à crête de la tension de sortie.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L T_s}{8C} \quad (1.14)$$

L'étape suivante consiste à calculer l'ondulation du courant de l'inducteur  $\Delta I_L$ . Lorsque le commutateur S du convertisseur S est activé, le taux de variation du courant de l'inducteur,

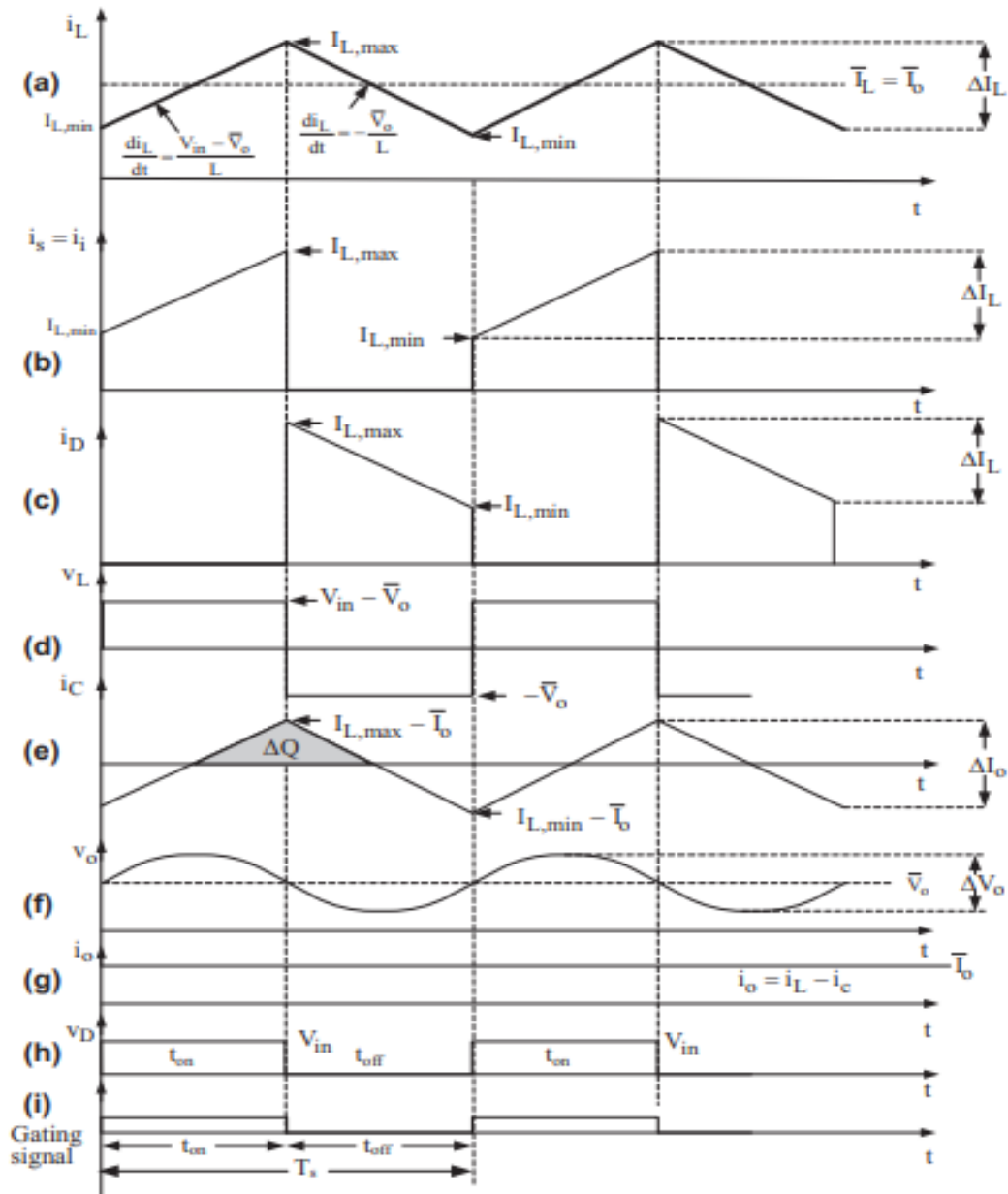


Figure 1-5 Formes d'onde du convertisseur Buck on Mode continue (a) courant de l'inducteur ; (b) courant du commutateur S ; (c) courant de la diode D ; (d) tension de l'inducteur (e) courant du condensateur ; (f) courant de sortie ; (g) courant de sortie ; (h) tension de la diode ; (i) signal de déclenchement

conformément à la Figure 1-5(a) est donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_{in} - \bar{V}_o}{L} \text{ où } \frac{\Delta I_L}{T_{on}} = \frac{V_{in} - \bar{V}_o}{L} \\ \Delta I_L &= \frac{V_{in} - \bar{V}_o}{L} t_{on} = \frac{\bar{V}_o - \bar{V}_o}{L} dT_s \\ &= \frac{\bar{V}_o(1-d)}{Lf_s} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Par conséquent, si l'on substitue l'équation (1.15) à l'équation (1.14), on obtient les résultats suivants

$$\Delta V_o = \frac{(1-d)\bar{V}_o T_s^2}{8LC} = \frac{(1-d)\bar{V}_o}{8LCf_s^2} \quad (1.16)$$

Les valeurs maximale et minimale du courant d'inductance du convertisseur Buck sont données par :

$$\begin{aligned} I_{L,\max} &= \bar{I}_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \bar{I}_o + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{\bar{V}_o}{R} + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{d \times V_{in}}{R} + \frac{\Delta I_L}{2} \end{aligned} \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned} I_{L,\min} &= \bar{I}_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \bar{I}_o - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{\bar{V}_o}{R} - \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{d \times V_{in}}{R} - \frac{\Delta I_L}{2} \end{aligned} \quad (1.18)$$

on substitue l'équation (1.15) à l'équation (1.17) et (1.18)

$$\begin{aligned} I_{L,\max} &= \frac{\bar{V}_o}{R} + \frac{\bar{V}_o(1-d)T_s}{2L} \\ &= \frac{V_{in}d}{R} + \frac{V_{in}d(1-d)}{2L} \end{aligned} \quad (1.19)$$

$$\begin{aligned} I_{L,\min} &= \frac{\bar{V}_o}{R} - \frac{\bar{V}_o(1-d)T_s}{2L} \\ &= \frac{V_{in}d}{R} - \frac{V_{in}d(1-d)T_s}{2L} \end{aligned} \quad (1.20)$$

En examinant les équations (1.19) et (1.20), on peut conclure que pour assurer un courant continu à travers l'inducteur Buck, la condition suivante doit être remplie :

$$\frac{V_{in}d}{R} > \frac{V_{in}d(1-d)T_s}{2L} \text{ où } f_s > \frac{(1-d)R}{2L} \quad (1.21)$$

Par conséquent, la valeur minimale de l'inducteur Buck qui assure un courant continu est donnée par :

$$L_{\min} = \frac{R(1-d)}{2F} \quad (1.22)$$

**b) Mode de conduction discontinu :**

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement à la charge. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation. Le courant dans l'inductance est discontinu

La tension moyenne aux bornes de l'inducteur est égale à zéro et, par conséquent, à partir de la forme d'onde de tension de l'inducteur de Figure 1-6 (d), l'équation suivante est dérivée :

La tension moyenne aux bornes de l'inducteur est égale à zéro et, par conséquent, à partir de la forme d'onde de tension de l'inducteur de Figure 1-6 (d), l'équation suivante est dérivée :

$$(V_{in} - \bar{V}_o)d_1T_s - V_o d_2T_s = 0 \quad (1.23)$$

Par conséquent, en utilisant l'équation (1.23), la tension de sortie moyenne est donnée par :

$$\bar{V}_o = \frac{V_{in}d_1}{d_1 + d_2} \quad (1.24)$$

Avec  $d_1 = \frac{T_{on}}{T_s}$  et  $d_2 = \frac{T_{off}}{T_s}$

De plus, l'ondulation du courant de l'inducteur de pic à pic est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - \bar{V}_o}{2L} T_s d_1 \quad (1.25)$$

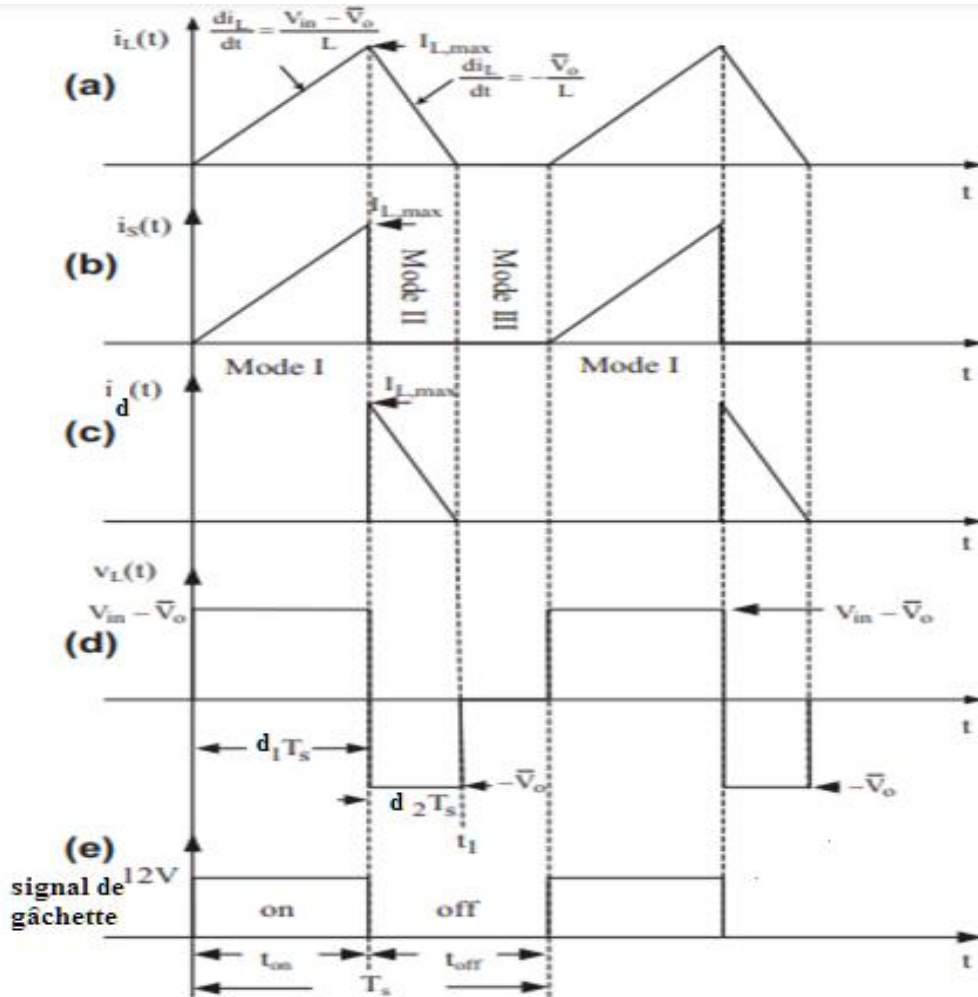


Figure 1-6 Formes d'onde du convertisseur Buck On mode discontinu

(a) courant de l'inducteur ; (b) courant du commutateur S ; (c) courant de la diode D ;

(d) tension aux bornes de la diode D ; (e) signal de déclenchement [1]

### c) Mode de conduction critique

Fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes. En conséquence, il faut calculer les valeur critique du convertisseur abaisseur (L, f, C) Figure 1-4

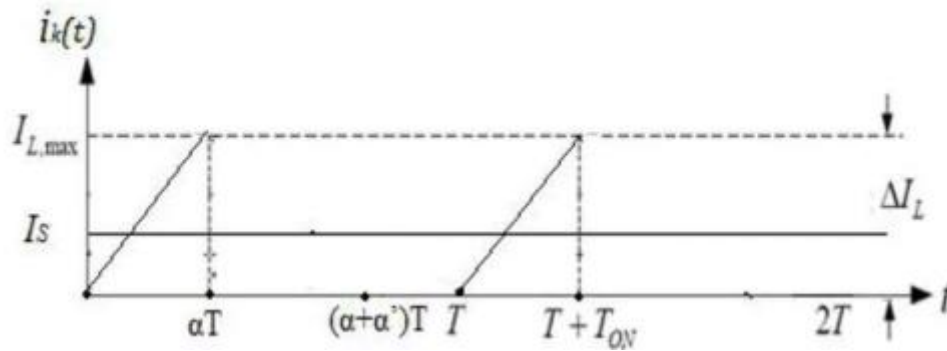


Figure 1-7 Forme du courant en mode critique  $i_L(t)$

**a) Valeur critique de l'inductance :**

C'est la plus petite valeur que l'inductance  $L$  peut prendre pour que le courant continue.

On suppose que  $I_{L\min} = 0$  donc :

$$I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 0$$

$$I_L = \frac{d \times V_{in}}{R} = \frac{d(1-d)V_{in}}{FL} \tag{1.26}$$

$$L_{\min} = \frac{R(1-d)}{2F}$$

**b) Valeur critique de Fréquence :**

Si la valeur de l'inductance  $L$  et la résistance de la charge  $R$  désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la fréquence de commutation  $F$  qui assure le mode de conduction continue

$$F_{\min} = \frac{1-d}{2L} R \tag{1.27}$$

**c) Valeur critique de capacité :**

C'est la plus petite valeur que la capacité peut prendre pour que le voltage continue.

$$\Delta V_c = 0 \Rightarrow V_c - \frac{\Delta V_c}{2} = 0$$

$$V_c = V_s = d \times V_{in}$$

$$\Delta V_c = \frac{d(1-d)V_{in}}{8F^2LC}$$

$$C_{\min} = \frac{1-d}{16F^2L} \tag{1.28}$$

### 1.4. Hacheur élévateur (Boost)

On l'appelle aussi hacheur Boost. La configuration de cet hacheur est présentée dans la Figure 1-8. Comme son nom l'indique, le convertisseur prend une tension d'entrée et l'augmente. Il élève le niveau de la tension continue de bas en haut tout en diminuant le courant de haut en bas alors que la puissance fournie est la même.

Il se compose d'une bobine d'induction, d'un commutateur à semi-conducteurs (MOS, IGBT...), d'une diode, d'un condensateur et Une source DC.

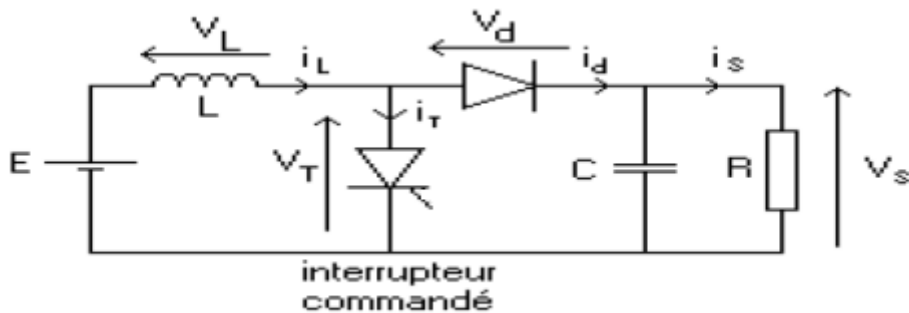


Figure 1-8 : Schéma d'un hacheur Boost

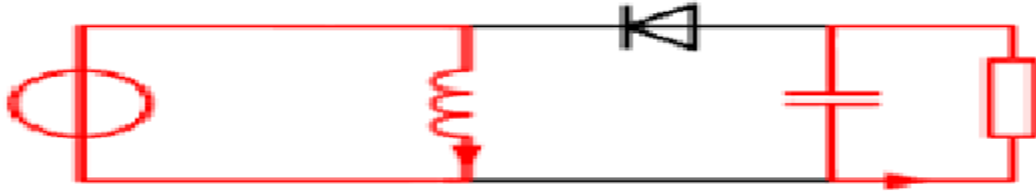
#### 1.4.1. Principe de fonctionnement :

Le processus se déroule en deux phases Figure 1-9:

**De [0 à dT] : d'accumulation d'énergie :** La commutateur est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.



**état On de 0 a  $dT$**



**état Off de  $dT$  a  $T$**

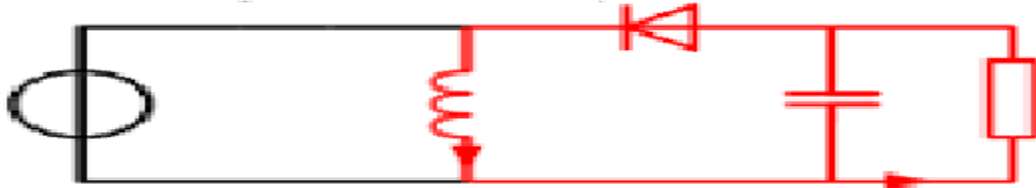


Figure 1-9 : Hacheur boost dans l'état on et l'état off

**De  $[dT \text{ à } T]$ : libération d'énergie :** La commutateur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur. Sa **f.e.m** s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode, le condensateur **C** et la charge **R**. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité, qui va fixer la tension de sortie

### 1.5. Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-boost)

Le convertisseur Buck-boost, présenté à la Figure 1-10, peut générer une tension de sortie continue qui peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée, Par conséquent, ce convertisseur peut fonctionner comme un convertisseur Buck ou Boost en fonction des besoins de la tension de sortie.

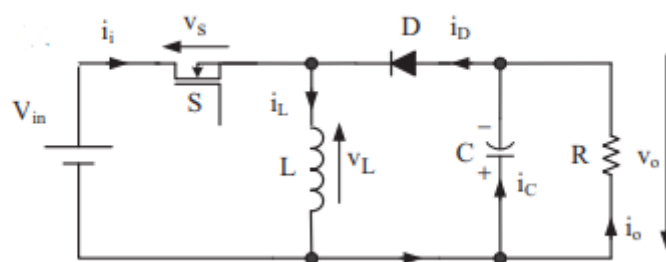


Figure 1-10 : Schéma de Hacheur abaisseur-élévateur [1]

Durant l'état « on », l'énergie apportée par la source est stockée dans l'inductance L (Figure 1-11) Cette énergie est livrée ensuite à la charge pendant l'état « off » (Figure 1-12). En raison de la présence de la diode D, le courant circule à travers l'inductance L seulement dans une direction durant les deux états. Par conséquent,  $V_0$  a une polarité opposée à  $V_{in}$ . Pour cette raison, ce circuit est aussi appelé convertisseur inverseur.

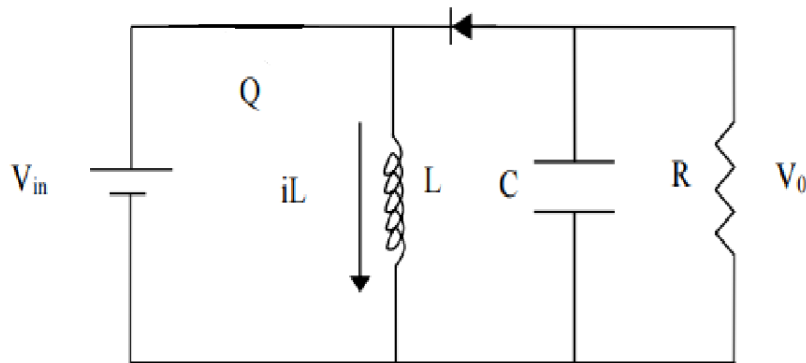


Figure 1-11 Etat on de Hacheur abaisseur-élevateur

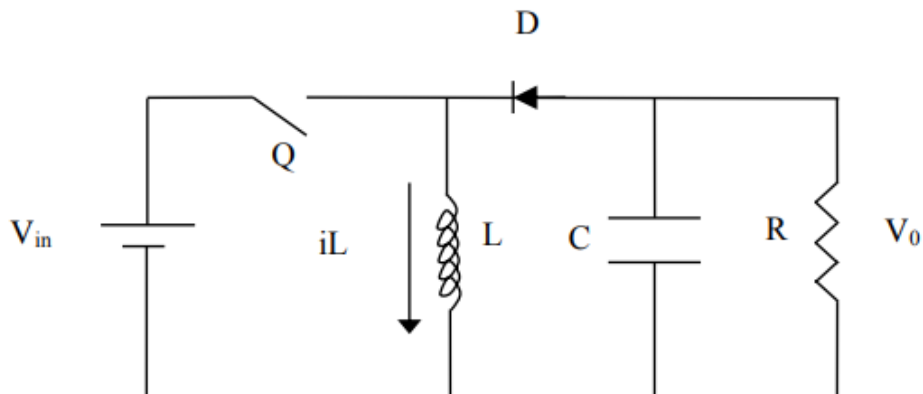


Figure 1-12 Etat off de Hacheur abaisseur-élevateur

### 1.6. Conception de la boucle de contrôle de tension [3] [2]:

Dans tous les convertisseurs hacheurs, la tension de sortie  $V(t)$  est une fonction de la tension d'entrée  $V_e(t)$ , rapport cycle  $d(t)$ , et le courant de charge  $i(t)$  ainsi que les valeurs des éléments du circuit hacheur Figure 1-13. Dans un convertisseur DC/DC, on souhaite obtenir une tension de sortie constante  $V(t)$ , malgré les variations de  $V_e(t)$  et  $i(t)$ , et malgré les variations des valeurs des éléments du circuit hacheur.

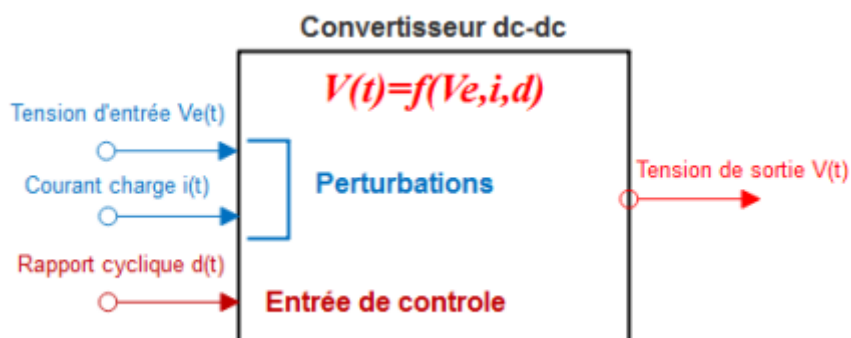


Figure 1-13 Diagramme fonctionnel illustrant la dépendance de  $V$  à l'égard des grandeurs indépendantes  $V_e$ ,  $i$ , et  $d$  [3]

Nous ne pouvons donc pas nous contenter de fixer le rapport cyclique du convertisseur à une valeur unique et d'obtenir une tension de sortie constante donnée dans toutes les conditions.

L'idée derrière l'utilisation de la boucle contrôle est de construire un circuit qui ajuste automatiquement le rapport cyclique si nécessaire, pour obtenir la tension de sortie souhaitée avec une grande précision, indépendamment des perturbations  $V_e(t)$  et  $i(t)$  ou des variations des valeurs des composants Figure 1-14.

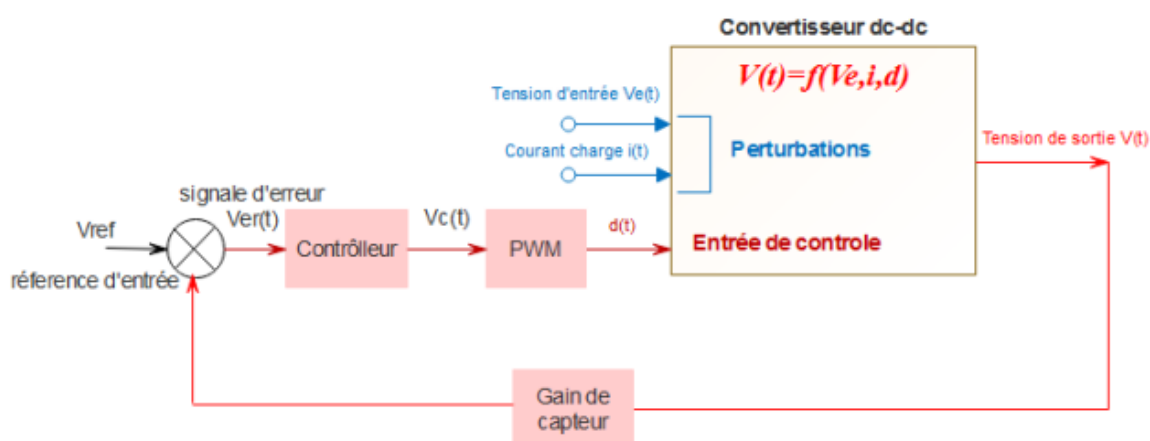


Figure 1-14- Boucle de contrôle de tension- [3]

La tension de sortie  $V(t)$  peut être écrite en combinaison des trois entrées indépendantes dans le domaine de Laplace ( $s$ ), comme suit :

$$\hat{V}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_v(s)\hat{V}_e(s) - Z_s(s)\hat{i}(s) \quad (1.29)$$

La fonction de transfert tension de sortie-contrôle  $G_{vd}(s)$  est donnée comme suite

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_e(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} \quad (1.30)$$

La forme générale de la fonction de transfert  $G_{vd}(s)$  en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_{vd}(s) = G_{do} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_o} + (\frac{s}{w_o})^2} \quad (1.31)$$

La fonction de transfert tension sortie-entrée  $G_v(s)$  est donnée comme suite :

$$G_v(s) = \left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_e(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} \quad (1.32)$$

La forme générale de la fonction de transfert en boucle ouverte  $G_v(s)$  s'exprime par :

$$G_v(s) = G_{vo} \frac{1}{1 + \frac{s}{Qw_o} + (\frac{s}{w_o})^2} \quad (1.33)$$

La fonction de transfert tension sortie-courant sortie  $Z_s(s)$  est donnée comme suite :

$$Z_s(s) = \left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{i}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{V}_e(s)=0}} \quad (1.34)$$

Tableau 1-1 regroupe tous les paramètres des fonctions de transfert des principaux hacheurs :

Le schéma-bloc réduit de la Figure 1-15 est équivalent au schéma-bloc Figure 1-14- Boucle de contrôle de tension-, dans lequel le modèle du convertisseur a été remplacé par des blocs représentant l'équation (1.29). L'expression de la variation de la tension de sortie  $V(s)$  à partir de tension donne

Convertisseur	$G_{vo}$	$G_{do}$	$w_o$	Q	$w_z$
Buck	D	$\frac{v}{d}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\infty$
Boost	$\frac{1}{1-d}$	$\frac{V}{1-d}$	$\frac{1-d}{\sqrt{LC}}$	$(1-d)R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-d)^2 R}{L}$
Buck-Boost	$\frac{d}{1-d}$	$\frac{V}{d(1-d)}$	$\frac{1-d}{\sqrt{LC}}$	$(1-d)R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-d)^2 R}{dL}$

Tableau 1-1 : paramètres des fonctions de transfert des principaux hacheurs

$$\hat{V}(s) = V_{ref} \frac{G_c G_{vd}/V_M}{1 + HG_c G_{vd}/V_M} \hat{V}_e + \frac{G_v}{1 + HG_c G_{vd}/V_M} - \hat{i}(s) \frac{Z_s}{1 + HG_c G_{vd}/V_M} \quad (1.35)$$

L'expression (1.35) peut être rédigés sous la forme :

$$\hat{V}_s(s) = V_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{V} \frac{G_v}{1+T} - \hat{i}(s) \frac{Z_s}{1+T} \quad (1.36)$$

avec  $T = \frac{HG_c G_{vd}}{V_M}$  le gain de la boucle

L'équation (1.36) est le résultat général. Le gain de la boucle  $T(s)$  est défini en général comme le produit des gains autour de la chaine d'aller et de retour de la boucle. Cette équation montre comment ajouter une boucle de rétroaction modifie les fonctions de transfert et les performances du système

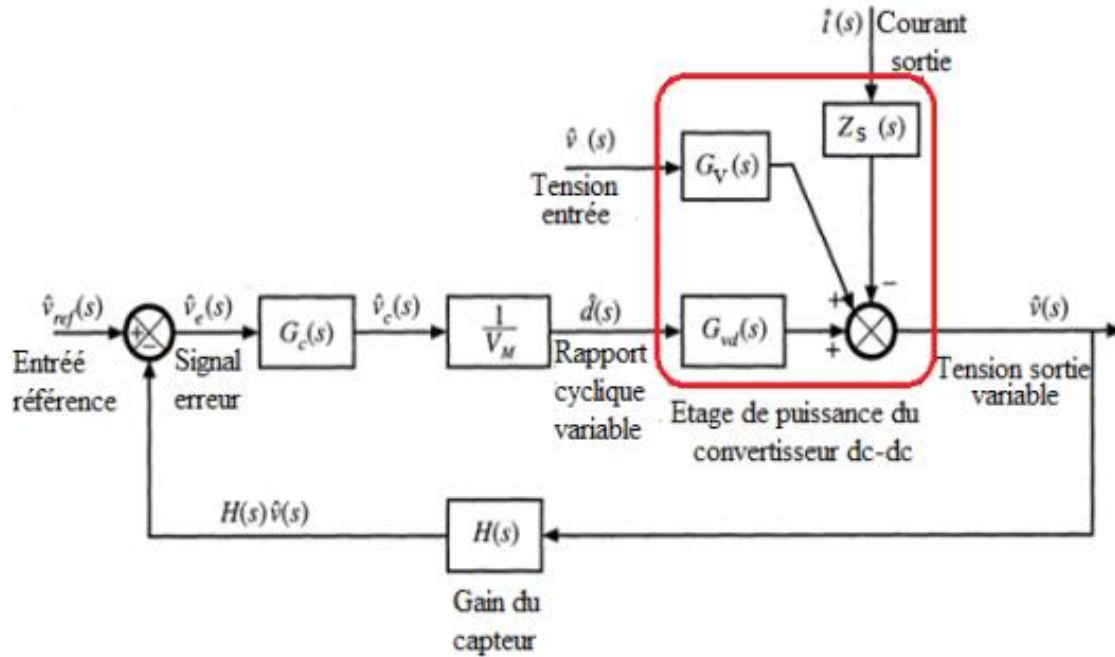


Figure 1-15 Schéma fonctionnel complet de la boucle de régulation tension.

Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations charge Lorsque l'on ajoute la boucle de contrôle à la fonction de transfert du convertisseur boucle ouverte  $G_v(s)=V/V_e$  Figure 1-15, l'équation devient (1.37)

$$\left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_e(s)} \right|_{\substack{\hat{V}_{ref}(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} = \frac{G_v(s)}{1+T(s)} \quad (1.37)$$

Cette fonction de transfert est donc réduite par rétroaction, le facteur de réduction taux  $\frac{1}{1+T(s)}$ . Si le gain de boucle  $T(s)$  est important, alors la réduction peut être importante. Par conséquent, la variation de tension de sortie  $v$  résultant d'une variation tension d'entrée  $V_e$  est atténuée par la boucle de rétroaction. L'équation (I.36) prédit également que l'impédance de sortie du convertisseur est réduite  $Z_s(s)$

$$\left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{i}(s)} \right|_{\substack{\hat{V}_{ref}(s)=0 \\ \hat{V}_e(s)=0}} = \frac{Z_s(s)}{1+T(s)} \quad (1.38)$$

Ainsi, la boucle de rétroaction réduit également l'impédance de sortie du convertisseur d'un facteur de  $\frac{1}{1+T(s)}$ , et l'influence des variations du courant de charge sur la tension de sortie est réduite.

### 1.6.1. -Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations tension d'entrée

Selon l'équation (1.29), la fonction de transfert en boucle fermée de  $V_{ref}$  à  $V$  est

$$\left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_{ref}(s)} \right|_{\substack{\hat{V}_e(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} = \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} \quad (1.39)$$

Si le gain de la boucle est important, c'est-à-dire  $|T| \gg 1$  Alors  $(1+T) \approx T$  et  $\frac{T}{T+1} \approx 1$

La fonction de transfert (1.39) devient alors l'équation (1.40) :

$$\frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_{ref}(s)} \approx \frac{1}{H} \quad (1.40)$$

L'équation (1.40) est indépendant des termes  $G_c(s)$ ,  $V_M$  et  $G_{vd}(s)$ . Ainsi, à condition que le gain de la boucle soit important, les variations de  $G_c(s)$ ,  $V_M$  et  $G_{vd}(s)$  ont un effet négligeable sur la tension de sortie. Bien sûr, dans l'application du régulateur,  $V_{ref}$  est constant et  $\hat{V}_{ref} = 0$ , mais l'équation (1.40) s'applique tout aussi bien aux valeurs DC. Par exemple, si le système est linéaire, alors

$$\frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_{ref}(s)} = \frac{1}{H(0)} \frac{T(0)}{1+T(0)} \approx \frac{1}{H(0)} \quad (1.41)$$

Ainsi, pour que la tension de sortie  $V$  suive exactement la tension de référence  $V_{ref}$ , il suffit de s'assurer que le gain du capteur  $H(0)$  et la tension de référence  $V_{ref}$  sont bien connus et précis, et que  $T(0)$  est élevé. La sensibilité de la tension de sortie aux gains dans la chaîne d'allée est réduite, tandis que la sensibilité de  $V$  au gain de chaîne de retour,  $H$  et à l'entrée de référence  $V_{ref}$  est augmentée.

### **1.7. Conclusion**

Dans ce chapitre, une étude a été menée sur les trois types de convertisseurs DC/DC les plus rencontrés (Buck, Boost, et Boost-buck), 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 trois modes de conduction (continu, discontinu, critique) ont été passés en revue, qui sont considérés dans la phase de design du contrôleur de tension puisqu'ils ont une forte implication sur les performances du système.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier les régulateurs PID et RST



---

*CHAPITRE 2 : Régulateur PID et RST*

---

## Régulateur PID et RST

### 2.1. Introduction :

La régulation s'est introduite dans quasiment tous les domaines de la vie quotidienne. Comme nous pouvons le constater, un système de régulation cherche toujours à réaliser un certain nombre d'opérations sans intervention humaine. 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.

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.

Pour les systèmes mono-variables [4], deux types de régulateurs se distinguent par leur efficacité et leur facilité de mise en œuvre : le régulateur PID et le régulateur RST. Le premier est, de très loin, le plus répandu dans l'industrie, le second a l'avantage d'offrir des possibilités plus étendues. Les structures de ces régulateurs sont bien connues, le point qu'il reste à améliorer est le meilleur choix possible de leurs paramètres de synthèse.

### 2.2. Régulateur Proportionnel Intégrateur Dérivé (PID)

Le régulateur est un système d'auto régulation (boucle Fermée), qui cherche à réduire l'erreur entre la valeur désiré (consigne) et la valeur mesurée. Un des régulateurs les plus performant dans cet exercice est le régulateur PID.

C'est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'un système industriel, le schéma de block de PID présent sur la Figure 2-1, Il existe trois types de régulateurs appartenant à la famille des régulateurs PID :

- ❖ Régulateur PI
- ❖ Régulateur PD
- ❖ Régulateur PID

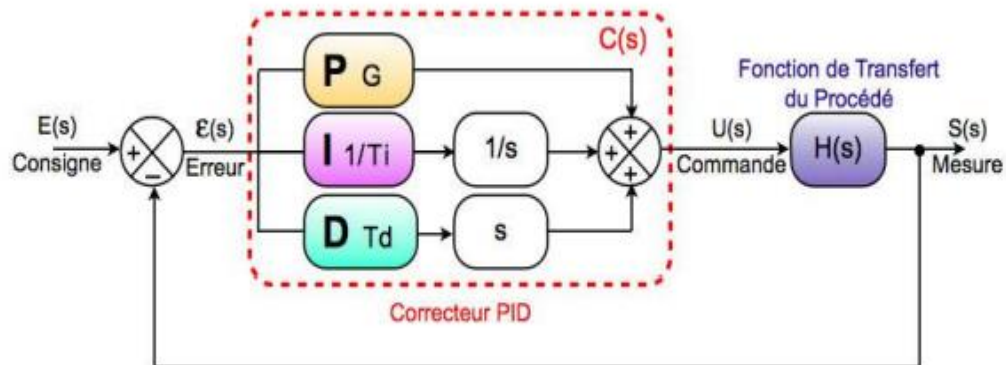


Figure 2-1 Schéma de bloc de PID [5]

Chaque type consiste en une différente combinaison des trois actions :

### 2.2.1. Action proportionnelle (P):

Avec ce terme proportionnel, le signal de commande de rétroaction  $u(t)$  est calculé proportionnellement à l'erreur de rétroaction  $e(t)$  avec la formule suivante :

$$U(t) = K_p \cdot e(t) \quad (2.1)$$

### 2.2.2. Action intégrale (I) :

Lorsque l'action intégrale est appliquée de manière isolée, la stabilité relative du système décline ; cependant, lorsqu'elle est utilisée conjointement avec l'action proportionnelle, elle contribue à annuler l'erreur en régime permanent.

La loi de commande :

$$U(t) = \frac{K_c}{T_i} \int_0^t e(t) \quad (2.2)$$

**2.2.3. Action dérivateur (D) :**

L'action dérivée anticipe l'action de régulation de sorte que le processus réagisse plus rapidement que d'habitude. Cette action prédictive augmente la stabilité relative du système et rend la réponse plus rapide et moins oscillante selon le temps dérivé. En régime permanent, cette action sera nulle car la valeur de l'erreur sera constante.

La fonction de transfert d'un correcteur dérivée est :

$$C(p) = Td.P \tag{2.3}$$

$Td$  : la constante de temps d'intégration

Les avantages et les inconvénients de chaque action sont regroupés dans le Tableau 2-1 [6]

Action	Proportional	Intégrateur	Dérivée
Points forts	Action instantanée	Annule l'erreur statique	Action très dynamique améliore la rapidité
Points faibles	Ne permet pas d'annuler une erreur statique mais permet de la réduire	Action lente Ralentit le système (effet déstabilisant)	Sensibilité aux bruits Forte sollicitation de l'organe de commande
Stabilité	Diminue	Augmente	Diminué
Précision	Augmente	Pas influence	Pas influence
Rapidité	Augmente	Diminue	Augmente

*Tableau 2-1 : L'influence des actions des régulateurs PID*

**2.2.4. Méthode Ziegler-Nichols (Z-N) :**

Il existe un grand nombre de méthodes pour régler un contrôleur PID. La plus populaire d'entre elles est la méthode de Ziegler-Nichols, qui est une méthode de réglage fondée sur des mesures effectuées directement sur le système destiné à ajuster rapidement et à moindres frais les paramètres des régulateurs P, PI et PID. Aucune information n'est habituellement fournie quant au régulateur PD. Ces méthodes d'essais expérimentale, ne requièrent pas de modèle explicite, tiré des lois physiques, du système à commander.

Pour obtenir la limite de système, on place un correcteur proportionnel dans la boucle fermée et on augmente doucement le gain de ce correcteur jusqu'à obtenir des oscillations auto-entretenues.

On note le gain  $K_c$  qui amène le système en limite de stabilité et la période  $T_0$  des oscillations obtenues. Les paramètres de régulation pour que la réponse du système boucle soit satisfaisante sont données par le tableau suivant :

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
$P$	$0.5K_c$		
$PI$	$0.45K_c$	$0.83T_0$	
$PID$	$0.6K_c$	$0.5T_0$	$0.125T_0$

Tableau 2-2 : Réglage d'un correcteur P, PI ou PID selon Ziegler Nichols [10]

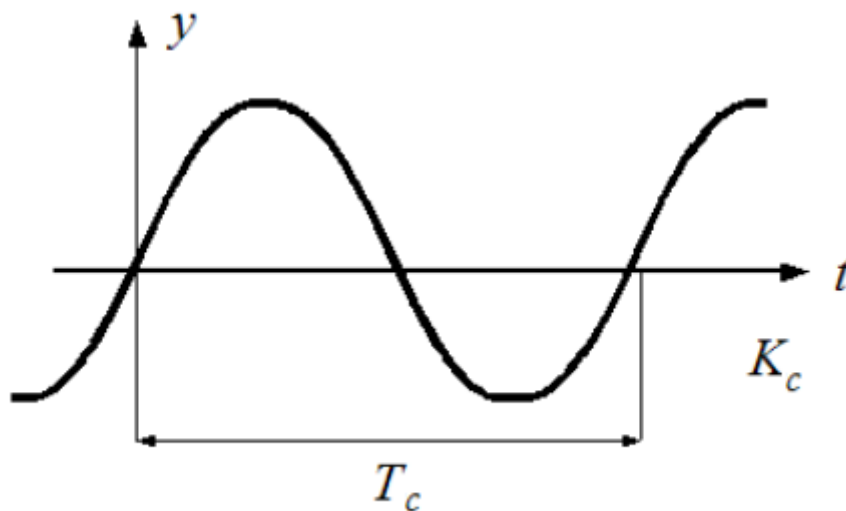


Figure 2-2 Réponse de  $K_c$

## 2.3. Régulateur RST

### 2.3.1. Définition du Régulateur RST

Un régulateur RST c'est un régulateur numérique a deux degrés de liberté qui permet d'imposer les pôles du système en boucle fermée dans un formalisme discret.

Le sigle RST vient du nom des 3 polynômes (R) Return ; (S) Simplify ; (T) Tracking) devant être déterminés par placement de pôles. La structure générale du régulateur RST est représenté à la Figure 2-3.

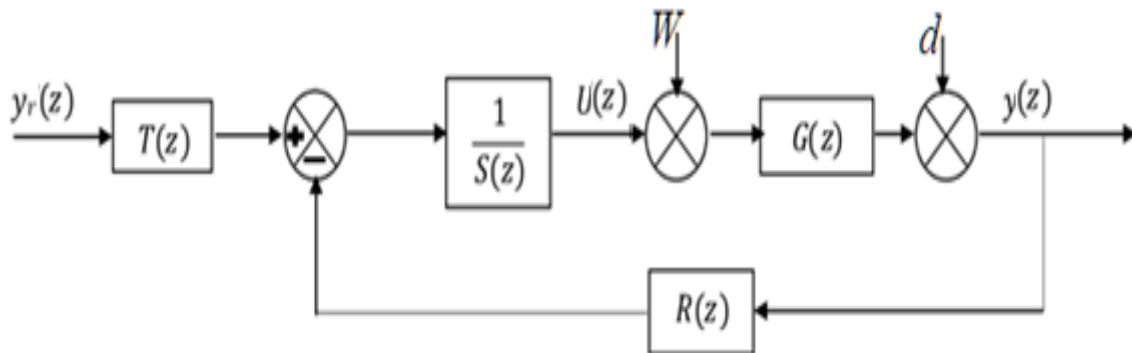


Figure 2-3 : Structure d'un régulateur numérique de type RST [7]

Avec :

$y_r(k)$  : est la consigne.

$W$  : est la perturbation agissant au niveau de la commande.

$d$  : est la perturbation agissant au niveau de la sortie de procédé

$y(k)$  : est la sortie de procédé

$G(z)$  : fonction de transfert discrète du système.

$u(k)$  : la commande appliquée au système.

$R(z)$ ,  $S(z)$  et  $T(z)$  sont les polynômes de régulateur

### 2.3.2. Avantages de régulateur RST

Le correcteur RST est un régulateur numérique qui a pour avantages [8] :

- Elimination du problème dû aux composants analogiques (tolérance, déviation).
- Implémentation simple de lois de commande complexes (fonctions non linéaires)
- Stockage facile de l'information.
- Possibilité d'avoir une interface avec l'utilisateur.

Le correcteur RST donne des meilleurs résultats et permet d'atteindre un cahier de charge exigeant

### 2.4. Synthèse de R, S et T

Soit la fonction de transfert du système à réglé [9] :

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (2.4)$$

Avec

$$B(z) = b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_2 z^2 + b_1 z + b_0 \quad (2.5)$$

$$A(z) = z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_2 z^2 + a_1 z + a_0 \quad (2.6)$$

Nous fixons une fonction de transfert désirée  $H_m(z)$ , qui décrit les performances atteindre durant la régulation :

$$H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (2.7)$$

Avec :

$$B_m(z) = b_{2n-1} z^{2n-1} + b_{2n} z^2 + \dots + b_1 z + b_0 \quad (2.8)$$

$$A_m(z) = a_{2n-1} z^{2n-1} + a_{2n} z^2 + \dots + a_1 z + a_0 \quad (2.9)$$

En boucle fermé, la fonction de transfert du système du régulateur RST à pour expression :

$$G_{BF}(z) = \frac{B(z)T(z)}{A(z)S(z) + B(z)R(z)} = \frac{B_{BF}(z)}{A_{BF}(z)} = \frac{B_m(z)}{P(z)} = H_m(z) \quad (2.10)$$

Le polynôme  $B_{BF}(z)$  contient et définit les pôles désirés en boucle fermée. On les obtient en ajustant les paramètres du régulateur, lesquels sont reliés directement aux performances en régulation (pulsation propre, dépassement, constante du temps...).

Le numérateur  $A_{BF}(z)$ , définit les zéros du système en boucle fermée. Les polynômes R, S et T sont donnés par les expressions suivantes

$$R(z) = r_n z^n + r_{n-1} z^{n-1} + \dots + r_1 z + r_0 \quad (2.11)$$

$$S(z) = s_{n+1} z^{n+1} + s_n z^n + s_{n-1} z^{n-1} + \dots + s_1 z + s_0 \quad (2.12)$$

$$T(z) = t_{n+1} z^{n+1} + t_n z^n + \dots + t_0 \quad (2.13)$$

Le problème consiste à déterminer les constantes

$$r_0, r_1, r_2, \dots, r_n, s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n+1} \text{ et } t_0, t_1, t_2, \dots, t_h$$

Pour calculer ces trois polynômes on fait appel à l'équation (2.10), par identification on a :

$$B(z)T(z) = B_m(z) \rightarrow T(z) = \frac{B_m(z)}{B(z)} \quad (2.14)$$

Il est bien apparu que T(z) est simple à calculer car  $B_m(z)$  et B(z) sont connus.

Calcul des polynômes R(z) et S(z) à partir de l'égalité (2.10)

Le calcul des polynômes R(z) et S(z) revient à résoudre l'équation de Bézout ou diophantine suivante :

$$\begin{aligned} A(z)S(z) + B(z)R(z) &= P(z) \rightarrow \\ (z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_2z^2 + a_1z + a_0)(s_{n+1}z^{n+1} + s_n z^n + s_{n-1}z^{n-1} + \dots + s_1z + s_0) + \\ (b_n z^n + b_{n-1}z^{n-1} + \dots + b_2z^2 + b_1z + b_0)(r_n z^n + r_{n-1}z^{n-1} + \dots + r_1z + r_0) \\ &= a_{2n+1}z^{2n+1} + a_{2n}z^{2n} + \dots + a_1z + a_0 \end{aligned} \quad (2.15)$$

Après développement de cette égalité on obtient la forme suivante [7]

Ce système linéaire où les inconnues sont les  $s_i$  et les  $r_i$  est appelé système de Sylvester. Ce système est inversible que si les polynômes A(z) et B(z) sont premiers entre eux .

Le système de Sylvester est écrit sous forme matricielle



$$MX = \theta \tag{2.16}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{n-1} & \ddots & 0 & \ddots & 0 & b_n & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ a_{n-2} & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & b_{n-1} & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ a_0 & \ddots & \ddots & \ddots & 1 & b_1 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & a_0 & 0 & \ddots & a_{n-1} & b_0 & \ddots & \ddots & \ddots & b_n \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & a_{n-1} & 0 & \ddots & \ddots & \vdots & b_{n-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 & a_0 & 0 & \ddots & 0 & \ddots & b_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{n-1} \\ s_n \\ s_{n-1} \\ \vdots \\ s_1 \\ r_n \\ r_{n-1} \\ r_{n-2} \\ \vdots \\ r_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{2n+1} \\ a_{2n} \\ a_{2n-1} \\ \vdots \\ a_n \\ a_{n+1} \\ a_{n+2} \\ a_{n+3} \\ \vdots \\ a_0 \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Où la matrice M contient les coefficients des polynômes A(z) et B(z), le vecteur X regroupe les variables à déterminer des polynômes R et S, enfin le vecteur  $\theta$  contient les coefficients du polynôme Am(z) désirées équation (2.16). Le système à réglé est inversé en respect de l'équation (2.17)

$$X = M^{-1}\theta \tag{2.17}$$

L'équation (2.16) devient alors l'équation (2.18)

$$\begin{bmatrix} s_{n-1} \\ s_n \\ s_{n-1} \\ \vdots \\ s_1 \\ r_n \\ r_{n-1} \\ r_{n-2} \\ \vdots \\ r_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{n-1} & \ddots & 0 & \ddots & 0 & b_n & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ a_{n-2} & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & b_{n-1} & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ a_0 & \ddots & \ddots & \ddots & 1 & b_1 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & a_0 & 0 & \ddots & a_{n-1} & b_0 & \ddots & \ddots & \ddots & b_n \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & a_{n-1} & 0 & \ddots & \ddots & \vdots & b_{n-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 & a_0 & 0 & \ddots & 0 & \ddots & b_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_{2n+1} \\ a_{2n} \\ a_{2n-1} \\ \vdots \\ a_n \\ a_{n+1} \\ a_{n+2} \\ a_{n+3} \\ \vdots \\ a_0 \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

**Hypothèses :**

Les polynômes r(z), s(z) et t(z) sont obtenus en réglant la fonction de transfert fermée sur un modèle de référence souhaité et strictement correct.

$$T_{des}(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (2.19)$$

Où  $A_m(z)$  est monique.

Notons qu'il faut imposer

$$\delta_{A_m} - \delta_{B_m} \geq \delta_A - \delta_B \quad (2.20)$$

$\delta_{A_m}$  : le degré de  $A_m$

$\delta_{B_m}$  : le degré de  $B_m$

$\delta_A$  : le degré de  $A$

$\delta_B$  : le degré de  $B$

On general, on impose

$$\delta_{A_m} - \delta_{B_m} = \delta_A - \delta_B \quad (2.21)$$

Afin de ne pas introduire de retard supplémentaire dans le modèle de référence

#### 2.4.1. Pôles du modèle de référence :

Les pôles du modèle de référence.  $T_{des(z)}$ , c-à-d, les racines de  $A_m(z)$  sont dans la région qui donne de bonnes performances (zone en vert) Figure 2-4.

Il est souvent plus facile de concevoir un polynôme.  $A_m(s)$  dans le domaine de Laplace de Laplace.

Le polynôme.  $A_m(z)$  est obtenu en traduisant les racines  $p_c$  dans le domaine temporel diacre :

$$p_d = e^{T_s p_c}$$

#### 2.4.2. Erreur nulle en régime permanent

- Pour imposer une erreur en régime permanent nulle, il est nécessaire d'exiger

$$T_{des(1)} = 1 \quad (2.22)$$

- Si cette condition n'est pas vérifiée, l'erreur en régime permanent sera non nulle même si un intégrateur est inclus dans le contrôleur.

- Notez que le polynôme  $t(z)$  peut être utilisé pour imposer une erreur de régime permanent nulle sans intégrateur.
- Erreur en régime permanent nulle sans intégrateur dans la boucle.

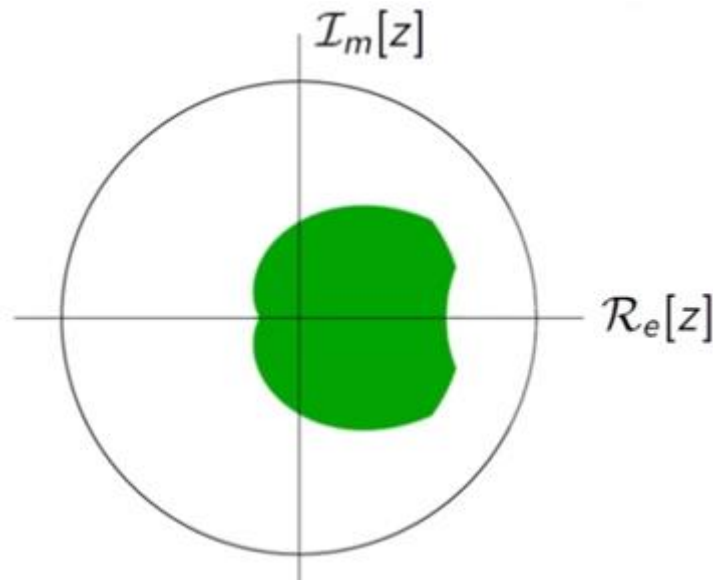


Figure 2-4 cercle des pôles stable en Z [7]

- Il est toujours nécessaire d'inclure un intégrateur dans le contrôleur, afin de rejeter les perturbations de la charge et l'insensibilité aux variations du processus

### 2.4.3. Méthodologie

Tous d'abord, en doit factoriser le terme  $b(z)$  sous la forme suivante

$$b(z) = b^+(z)b^-(z) \tag{2.23}$$

Où. :

$b^+(z)$  : est un polynôme manique qui a des racines stables

$b^-(z)$  : est un polynôme dont les racines sont instables.

Souvent, les racines de  $b^+(z)$  sont en outre restreintes pour se situer dans la région de "bonne performance".

Le polynôme  $b^+(z)$  sera également un facteur de dénominateur de la fonction transfert boucle fermée du système (FTBF) tel que :

$$a(z)r(z) + b(z)s(z) \tag{2.24}$$

Afin d'obtenir des simplifications dans la FTBF

$$\frac{y(z)}{y_r(z)} = \frac{b(z)t(z)}{a(z)r(z) + b(z)s(z)} = \frac{b^+(z)b^-(z)t(z)}{a(z)r(z) + b^+(z)b^-(z)s(z)}. \tag{2.25}$$

Par conséquent, le terme  $r(z)$  peut s'écrire sous la forme (2.26)

$$r(z) = b^+(z)\bar{r}(z). \tag{2.26}$$

#### 2.4.4. Perturbation de la charge

La fonction de transfert en boucle fermée est

$$\frac{y(z)}{W(z)} = \frac{b(z)r(z)}{a(z)r(z) + b(z)s(z)} = \frac{b^+(z)b^-(z)r(z)}{a_m(z)a_o(z)b^+(z)} = \frac{b^-(z)r(z)}{a_m(z)a_o(z)}. \tag{2.27}$$

La réponse de rejet de la perturbation de la charge contient les mêmes modes que dans la réponse de suivi de la consigne avec des modes parasites supplémentaires provenant des zéros de  $a_o(z)$ .

### 2.5. Conclusion

Nous avons présenté deux types de régulateurs PID et RST ; chaque type avec ses avantages et sa méthode de réglage propre.

En théorie ; le PID est un régulateur classique d'un degré de liberté, simple et facile à régler mais Il ne respecte pas strictement le cahier de charge. Le RST est un régulateur de deux degrés de liberté, un peu difficile à régler, plusieurs possibilités de réglage sont possibles par l'utilisation de la méthode de placement des pôles les résultats obtenus sont plus conforme au cahier de charge.

Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer ce que nous avons présenté dans les deux premiers chapitres sur le contrôle du convertisseur Buck.

---

*CHAPITRE 3 : Application du Régulateur PID et RST au Buck*

---

## Application du régulateur PID et RST 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 PID et le contrôleur RST sont utilisés pour diverses applications industrielles, afin de répondre aux problèmes de régulation et de robustesse. La technique de contrôle PID est une technique de contrôle à un seul degré de liberté, tandis que la technique de contrôle RST est à deux degrés de liberté. La synthèse de conception du régulateur PID et RST 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 chaque régulateur séparément. Enfin, les résultats de simulation deus deux contrôleurs sont évalués et comparés.

#### 3.1.1. Choix des éléments du convertisseur Buck :

Avant de simuler le convertisseur Buck avec le contrôleur PID ou RST, il faut d'abord déterminer l'inductance (L), la capacité (C) et la charge qui est représenté par une résistance (R) dans le convertisseur. Par conséquent, le convertisseur B doit répondre aux exigences exposées dans le Tableau 3-1

La puissance d'entre ( $P_e$ )	800 [W]
La tension d'entrée ( $V_e$ )	220
La tension sortie ( $V_s$ )	110
La fréquence de découpage ( $f_c$ )	50[KHz]
Le taux d'ondulation courant ( $\Delta I$ )	0.5[A]
Le taux d'ondulation de tension ( $\Delta V$ )	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.(3.1). L'inductance est donnée par l'équation (3.2)

$$D = \frac{V_s}{V_e} = 0.5 \tag{3.1}$$

$$L_{\min} = \frac{R(1-D)}{2F} = 0.00008 [H] \tag{3.2}$$

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

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

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

c) *Calcul de la capacité C*

Après avoir calculé la résistance et en appliquant l'équation (3.3) la valeur de la capacité est déduite

$$C_{\min} = \frac{1-D}{16F^2L} = 1.4e-7 [F] \tag{3.3}$$

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

### 3.1.2. Conception du régulateur de tension

Le point de départ est de supposé que la fonction de transfert du convertisseur ( $G_{vd}(s)$ ) soit disponible et la structure du contrôleur soit connue ( $G_c(s)$ ). Une fois la fonction de transfert du convertisseur et la structure du contrôleur sélectionné, le polynôme en boucle fermée est paramétré à l'aide des paramètres inconnus du contrôleur, qui est ensuite égal à un polynôme en boucle fermée souhaité du même ordre, ce qui conduit aux solutions uniques des paramètres du régulateur.

#### 3.1.2.1. Fonction de transfert convertisseur Buck

La fonction de transfert du convertisseur Buck  $G_{vd}(s)$  équation (3.4) montre que le système présente un comportement de deuxième ordre avec deux pôles complexes conjugués  $p_{1,2} = -2.6440 \pm 5.4193i$

$$G_{vd}(s) = \frac{8.10^{-9}}{s^2 + 5288s + 3,636.10^7} \quad (3.4)$$

L'analyse de la réponse de la fonction de transfert  $G_{vd}(s)$  **Error! Reference source not found.**, indique un dépassement ( $D$ ) de l'ordre de 26%, à l'instant de pic ( $tp$ ) égale à 0,57ms. Le temps de montée ( $t_m$ ) à 63% de l'amplitude de signalé équivaux 0,24ms.

Le diagramme de Bode de de la fonction de transfert  $G_{vd}(s)$  Figure 3-2, montre que le système est stable en boucle ouverte mais présente une marge de phase de l'ordre de 3,39 qui est peu, et un dépassement qui représenté par valeur max (peak gain)



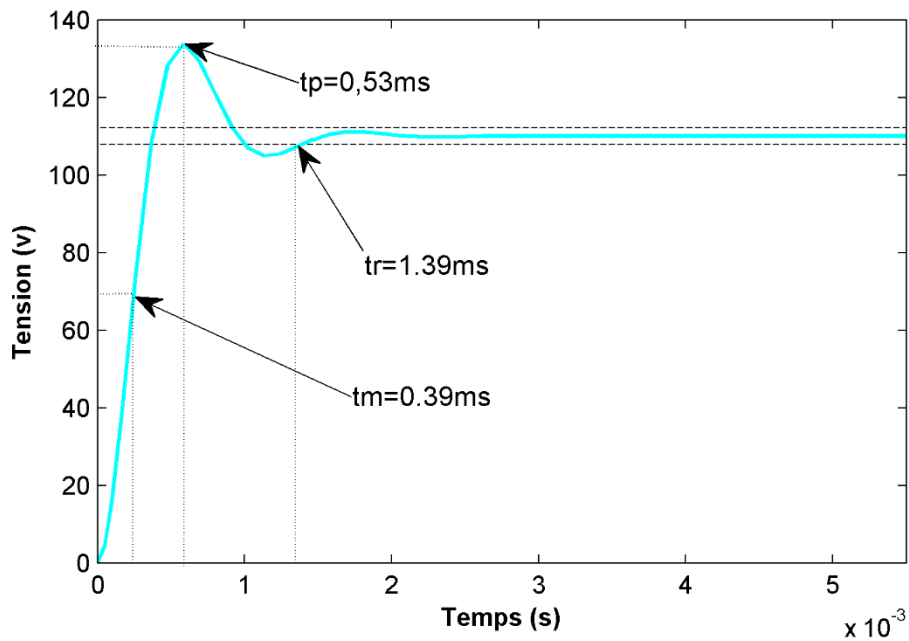


Figure 3-1 : Repense échelon fonction transfert Buck

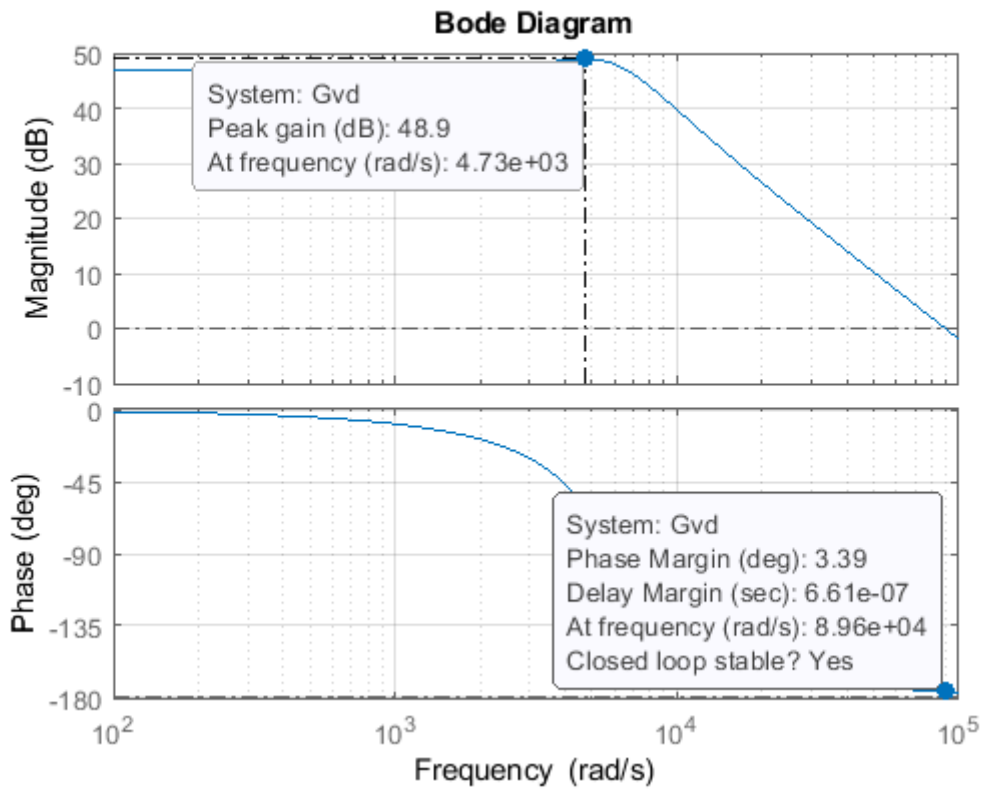


Figure 3-2 Diagramme de Bode de la fonction transfert du convertisseurs Buck.

### 3.1.2.2. Cahier de charge régulation

Ainsi les paramètres du convertisseur Buck calculés et sa fonction de transfert analysée. En définir, maintenant, le comportement dynamique souhaiter ou désirer du système globale (régulateur et convertisseur) en boucle fermée. Afin d'évaluer le besoin en régulation en impose au système globale le comportement suivant :

Un temps  $t_m$  et  $\tau$  inférieur à ceux du comportement naturel du convertisseur Buck, et un dépassement nul. Généralement, un comportement qui correspond à un système de premier ordre. Comme le système à un comportement deuxième ordre, nous choisirons une fonction de transfert de deuxième ordre avec deux pôles réels double ( $T_{des}(s)$ ). La constante du temps des deux pôles  $\tau = \frac{t_m}{5}$  la fonction de transfert s'écrit comme :

$$T_{des}(s) = \frac{K}{(\tau s + 1)(\tau s + 1)} = \frac{K}{(\tau s + 1)^2} \quad (3.5)$$

L'application numérique de l'équation (3.6) sous MATLAB donnera

$$T_{des}(s) = \frac{1,0352 \cdot 10^{11}}{(s + 2,169 \cdot 10^4)^2} \quad (3.7)$$

Le comportement désiré est comparé à ceux du convertisseur Buck la Figure 3-3. L'objectif du contrôle PID et RST est d'imposé au convertisseur Buck la dynamique désirée.

Le traçage de diagramme de Bode des deux fonctions montre qu'il faut augmenter la marge de phase ( $M\phi$ ) de 3,39 à 7,73 et réduire le dépassement à une valeur nulle.

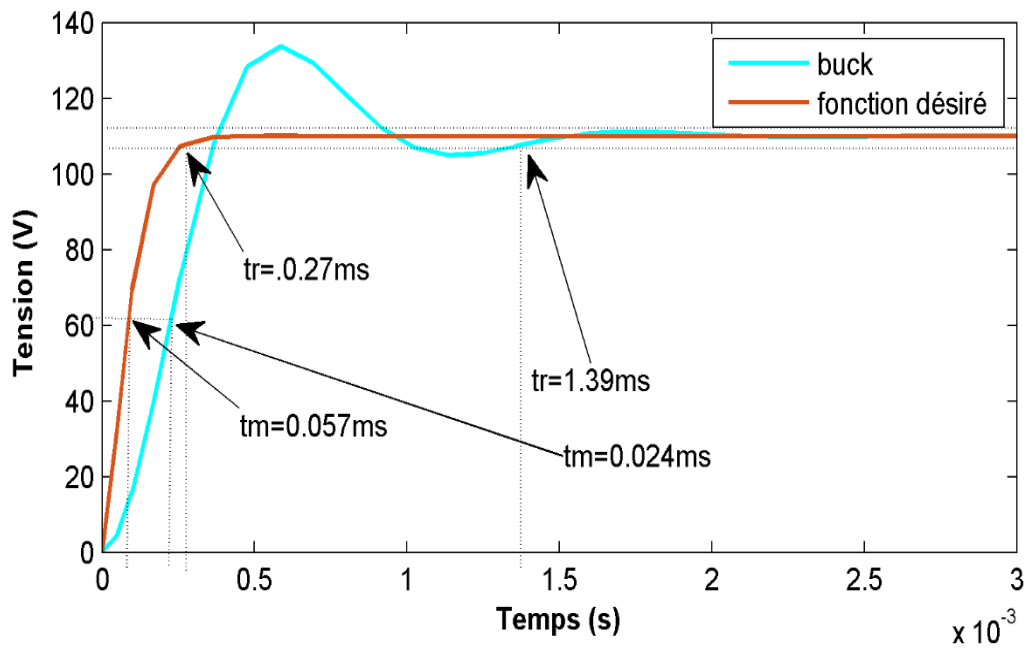


Figure 3-3 : Comparaison entre fonction désirée et fonction Buck

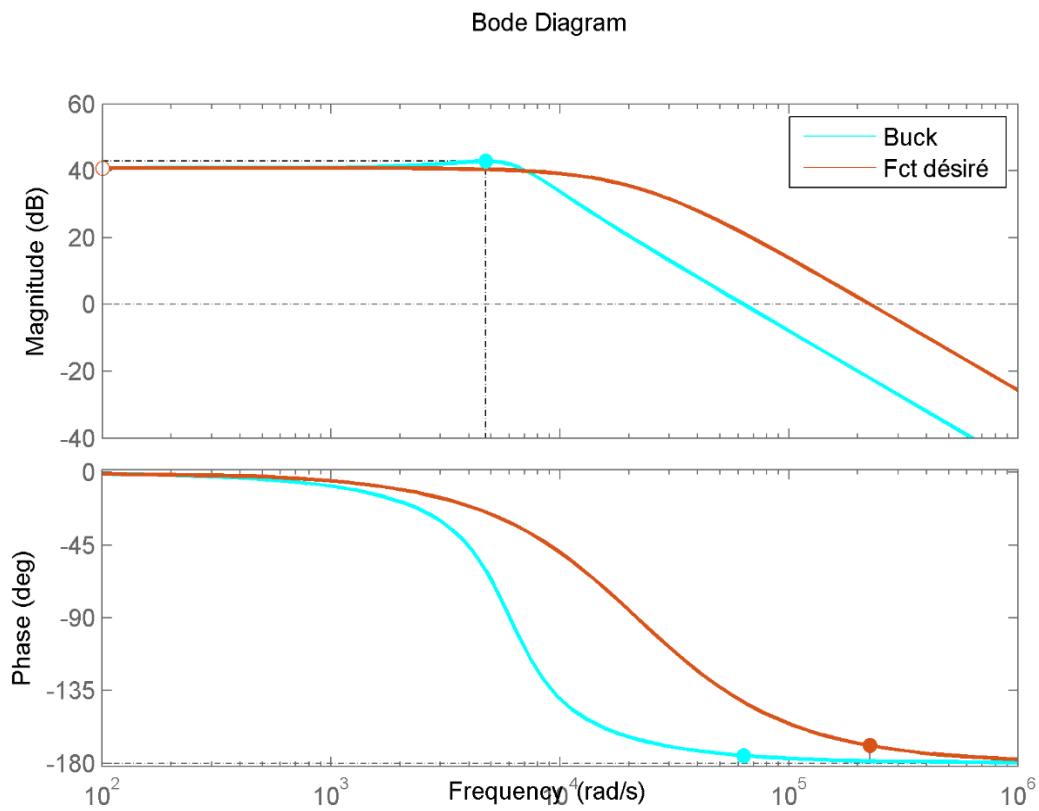


Figure 3-4 diagramme de Bode fonction de transfert Buck et désirée

### 3.2. Application du contrôle PID au convertisseur Buck :

Afin de répondre aux exigences désirer un correcteur PID semble adapté à la situation. Pour placer le correcteur nous travaillions à partir de diagramme de Bode puis à chaque étape, nous vérifions nos résultats sous MATAB.

La fonction de transfert du correcteur PID est la suivante :

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_D s \quad (3.8)$$

D'après l'abaque (annexe) d'un système de 2<sup>ème</sup> ordre  $D\% = f(\zeta)$ , nous pouvons dire qu'imposer une  $M\phi > 70$  nous donnera approximativement un amortissement proche de 1, donc dépassement nul. Dans le but de juger des actions du régulateur PID sur la régulation, le diagramme de Bode des fonction PID avec les paramètres  $K_p = 4,097 \cdot 10^{-4}$ ,  $K_i = 18296,5$  et  $K_D = 10^{-6}$  et la fonction  $G_{vd}(s)$  présenter séparément est illustré à la Figure 3-5

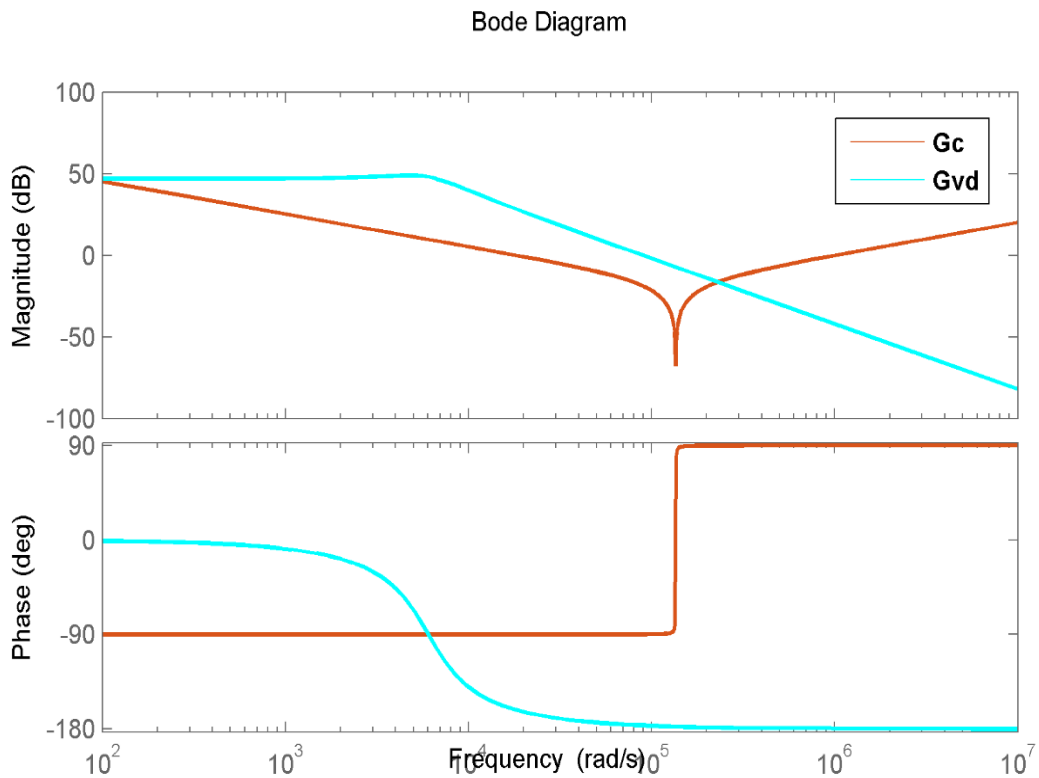


Figure 3-5 : Diagramme Bode  $G_{vd}(s)$  et PID

Le diagramme de Bode résultant et montré sur la Figure 3-6, où le système avec régulateur à une marge de phase de  $71,9^\circ$ , et une marge de gain  $Mg=10,9$  dB. La simulation de l'ensemble est présentée à la Figure 3-7, Le système à un comportement globale acceptable, mais il ne respecte pas complètement le cahier de charge. Le temps de montré est de l'ordre de  $t_m=0,0027s$ , le système ne présente pas de dépassement et à un comportement global d'un système de 1<sup>er</sup> ordre.

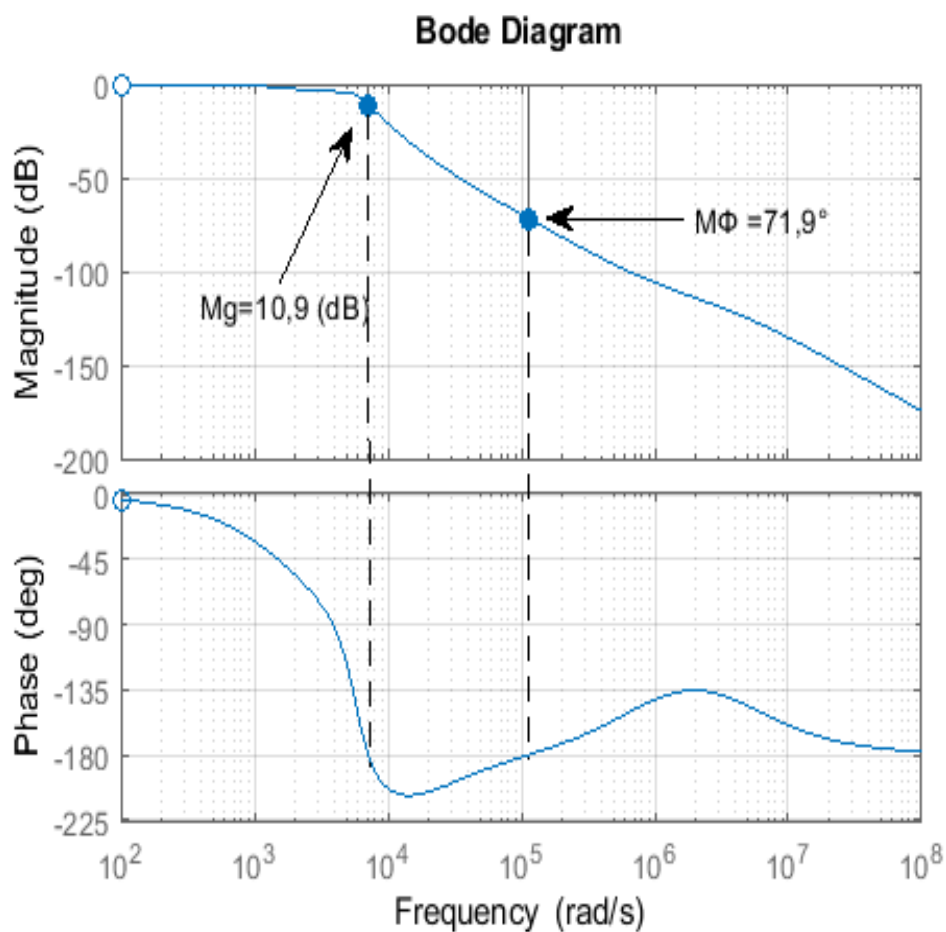


Figure 3-6 : Diagramme de Bode système avec régulateur PID

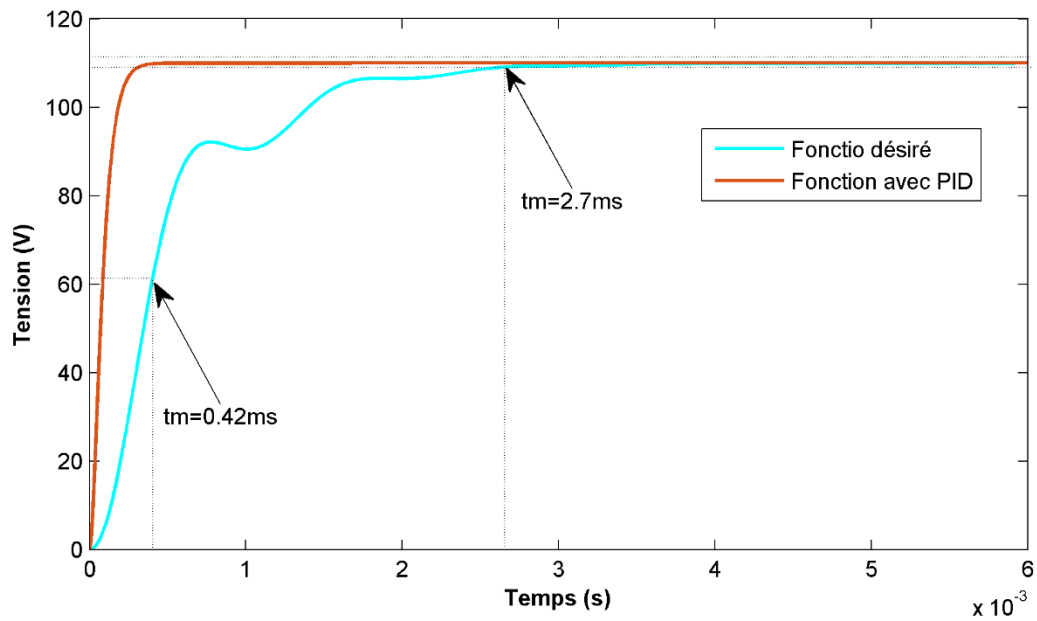


Figure 3-7 : Fonction de transfert de Buck sans et avec PID

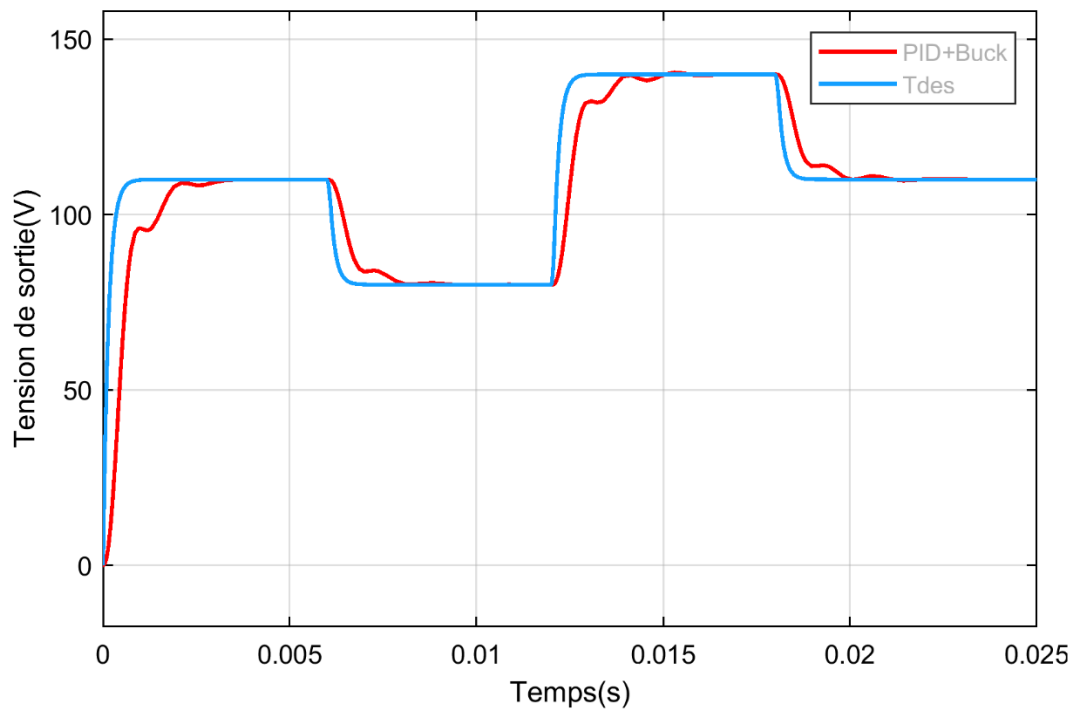


Figure 3-8: Simulation Buck avec la variation de consigne

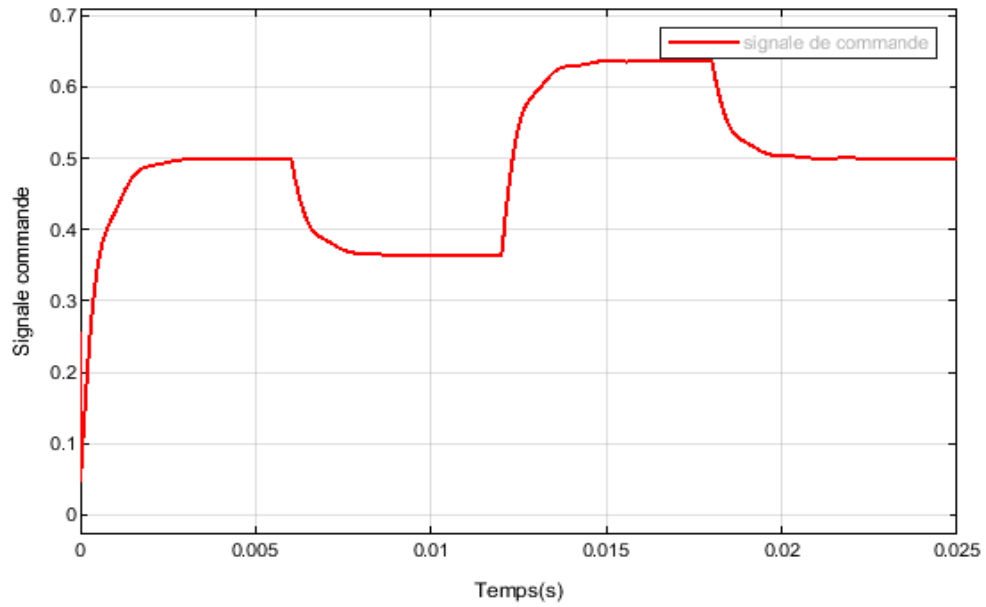


Figure 3-9 : Signale de commande

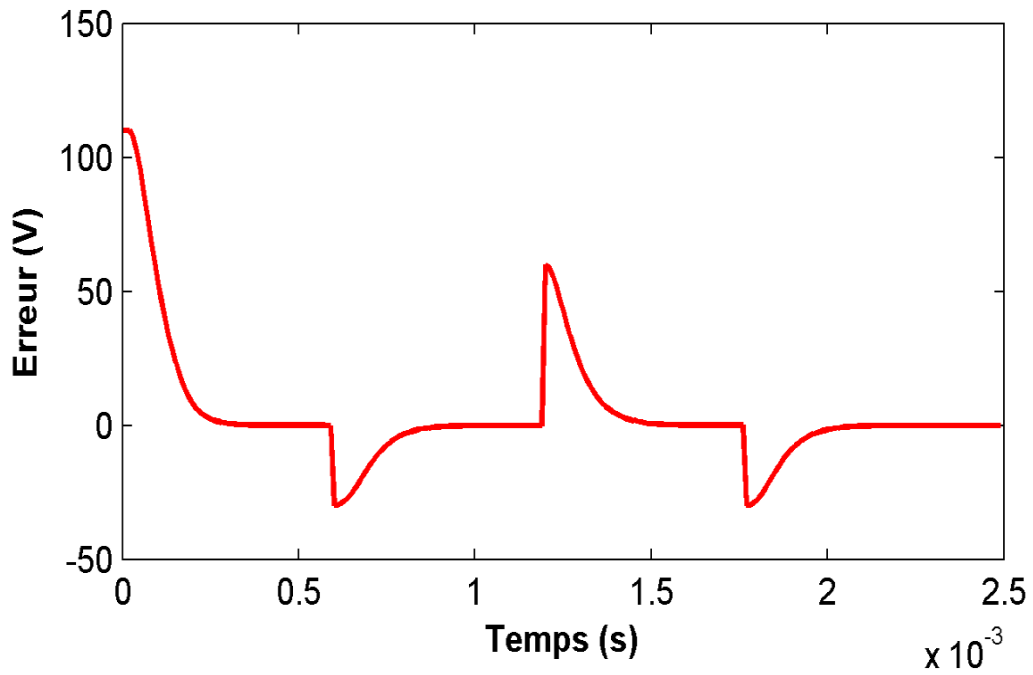


Figure 3-10: Erreur

### 3.3. Application du contrôle RST

#### 3.3.1. Synthèse du régulateur RST

La synthèse du régulateur RST doit respecter généralement les points suivants

- Discrétiser la fonction de transfert du système à réguler
- Déterminer la fonction de transfert du comportement désiré
- Calcul les paramètres R et S pour fixer le comportement en régulation
- Calcul T pour imposer une bonne poursuite de la consigne

#### 3.3.2. Discrétiser la fonction de transfert du système à régulé

La forme discrète de la fonction  $G_{vd}(s)$ , avec un temps d'échantillonnage  $T_e=1.10^{-5}$  est donnée par la formule suivante :

$$G_{vd}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{0.3929z^{-1} + 0.3861z^{-2}}{1 - 1.945z^{-1} + 0.9485z^{-2}} \quad (3.9)$$

L'équation précédente est réarrangée en fonction du retard ( $z^{-1}$ ) du système :

$$G_{vd}(z^{-1}) = z^{-1} \frac{0.3929 + 0.3861z^{-1}}{1 - 1.945z^{-1} + 0.9485z^{-2}} \quad (3.10)$$

#### 3.3.3. Fonction de transfert désirée

La forme discrète de la fonction  $T_{des}(s)$  est la suivante :

$$T_{des}(z^{-1}) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} = \frac{4.485z^{-1} + 3.881z^{-2}}{1 - 1.61z^{-1} + 0.648z^{-2}} \quad (3.11)$$

Avec :

$B_m(z^{-1})$  : le numérateur de  $T_{des}(z^{-1})$

$A_m(z^{-1})$  : le dénominateur  $T_{des}(z^{-1})$

#### 3.3.4. Conception de contrôle RST

La fonction de transfert en boucle fermée du contrôleur est la suivante :



$$Y(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})R(z)W(z)}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1})} = \frac{z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1})W(z^{-1})}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})S(z^{-1})} \quad (3.12)$$

A partir de la fonction caractéristique  $A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})S(z^{-1})$ , les coefficients des polynômes R, S sont calculés, basés sur la dynamique de la boucle fermée spécifiée ou donnée par le concepteur  $T_{des}(-z)$ .

Où on impose l'égalité suivante (équation de Bézout)

$$A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})S(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) \quad (3.13)$$

Avant de déterminer les coefficients des polynômes R, S il faut déterminer leurs degrés par la formule suivante :

$$\begin{cases} n_R = n_B + d + 1 \\ n_S = n_A - 1 \end{cases} \quad (3.14)$$

$n_R$  : degré du polynôme R.

$n_S$  : : degré du polynôme S.

$n_B$  : : degré du polynôme B.

$n_A$  : : degré du polynôme A.

$d$  : temps de retard du système.

L'application de la formule (3.14) sur notre système donnera :

$$\begin{cases} n_R = n_B + d - 1 = 1 + 1 - 1 = 1 \rightarrow R(z^{-1}) = r_o + r_1 z^{-1} \\ n_S = n_A - 1 = 2 - 1 = 1 \rightarrow S(z^{-1}) = s_o + s_1 z^{-1} \end{cases} \quad (3.15)$$

On remplace (3.11) et dans l'équation (3.8), nous obtenons l'équation (3.12)

$$(1 - 1.945z^{-1} + 0.9485z^{-2})(r_o + r_1 z^{-1}) + z^{-1}(0.3929 + 0.3861z^{-1})(s_o + s_1 z^{-1}) = (1 - 1.61z^{-1} + 0.648z^{-2})$$

En résolvant l'équation précédente, chaque terme du côté droit peut être regroupé avec les termes du côté gauche pour former un système d'équations

$$\begin{aligned}
 r_o &= 1 \\
 r_1 + 0.3929 s_o &= -1.61 + 1.945 r_o \\
 -1.945 r_1 + 0.3861 s_o + 0.3929 s_1 &= 0.648 - 0.9485 \\
 0.9485 r_1 + 0.3861 s_1 &= 0
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

En d'autres termes, le système d'équations (3.16) peut être exprimé de manière matricielle

$$MX = \theta \tag{3.17}$$

Le vecteur  $X = [r_1 \quad s_1 \quad s_2]^T$  regroupe les variables du système à déterminer. La matrice M est une matrice carrée d'ordre 3 elle regroupe les coefficients de la partie droite de l'équation (3.16). Le vecteur de sortie  $\theta = [a_{m1} - a_1 \quad a_{m2} - a_2 \quad 0]^T$  regroupe les coefficients de la partie gauche de l'équation (3.16).

En inversant le système (3.17) nous obtenons les coefficients du polynôme RS du régulateur

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ s_1 \\ s_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & b_o \\ a_1 & b_o & b_1 \\ a_2 & b_1 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_{m1} - a_1 \\ a_{m2} - a_2 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

On remplace les coefficients de l'équation (3.18) par les valeurs numériques, nous trouvons :

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ s_1 \\ s_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0.3929 \\ -1.945 & 0.3929 & 0.3861 \\ 0.9485 & 0.3861 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0.335 \\ 0.3005 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

On résolve l'équation (3.19) nous obtenons les coefficients de nos polynôme R et S

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ s_1 \\ s_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1617 \\ -0.3974 \\ 0.4409 \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Enfin, le gain T est calculé en replace  $z^{-1}$  par 1.

$$T(1) = \frac{A_m(1)}{B(1)} = \frac{1 - 1.61 + 0.648}{0.3929 + 0.3861} = 0.0488 \tag{3.21}$$

La loi de commande de ce système est la suivante

$$R(z^{-1})u(t) = T(z^{-1})W(t) - S(z^{-1})Y(t) \quad (3.22)$$

En replace R et S par leurs coefficients dans l'équation (3.22), nous obtenons l'équation (3.23)

$$(r_o + r_1 z^{-1})u(t) = T(z^{-1})W(t) - (s_o + s_1 z^{-1})Y(t) \quad (3.23)$$

Enfin, nous pouvant déduire le signale u(t) de commande comme suite :

$$u(t) = TW(t) - s_o Y(t) - s_1 Y(t-1) - r_1 Y(t-1) \quad (3.24)$$

En remplace par les valeurs numériques de R et S dans l'équation (3.24) et nous avons la loi de commande u(t)

$$u(t) = TW(t) - 0.4409Y(t) - 0.3974Y(t-1) - 0.1617Y(t-1) \quad (3.25)$$

### 3.4. Résultats de simulation

Le résultat de la simulation Figure 3-11 montre que le système régulé à un comportement casi-identique au comportement de la fonction désirée et envoi bien l'apport du régulateur RST. Les conditions fixe au paragraphe sont accomplies avec succès.

Le système régulé est soumis à une variation de la consigne, son comportement est illustré à la Figure 3-12. Il est clair que la tension de sortie suit parfaitement la consigne à avec un comportement dynamique satisfassent en accord avec la dynamique désirée

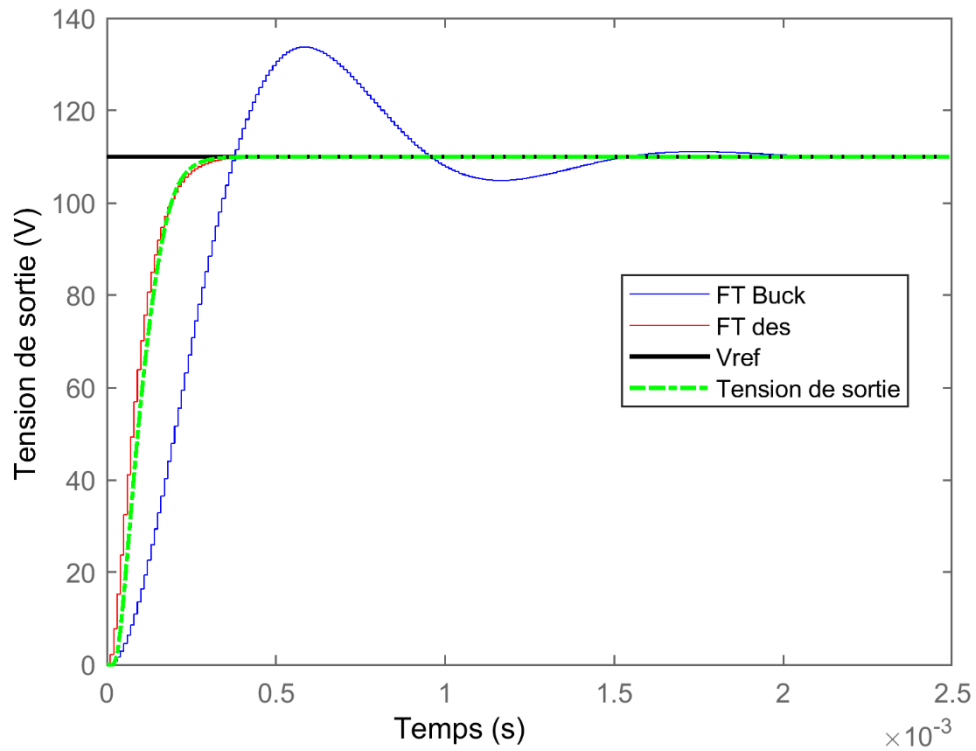


Figure 3-11 : comparaisent entre les différentes fonctions de transfert

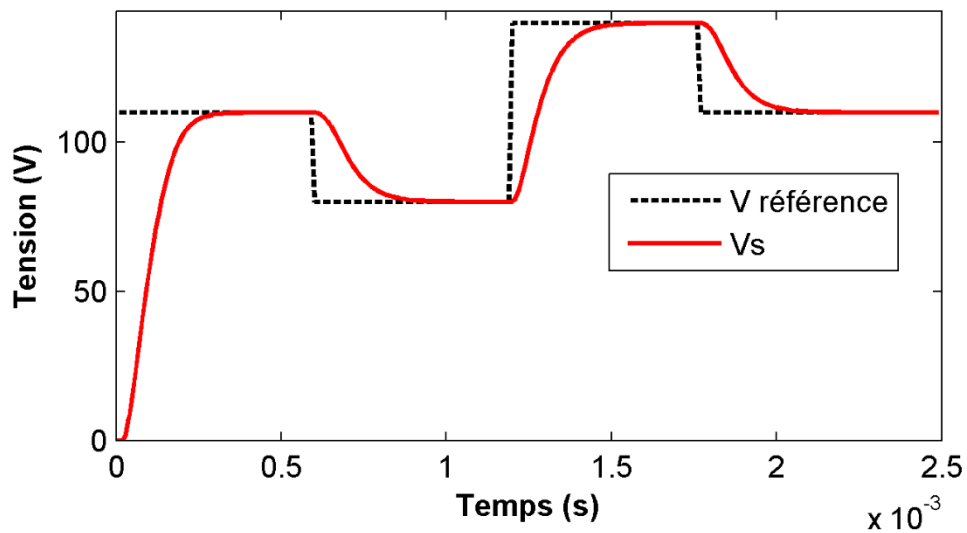


Figure 3-12 : Comportement du système face à une variation de consigne

Le signe de commande qui permis ce suivie de consigne est présente à la Figure 3-13

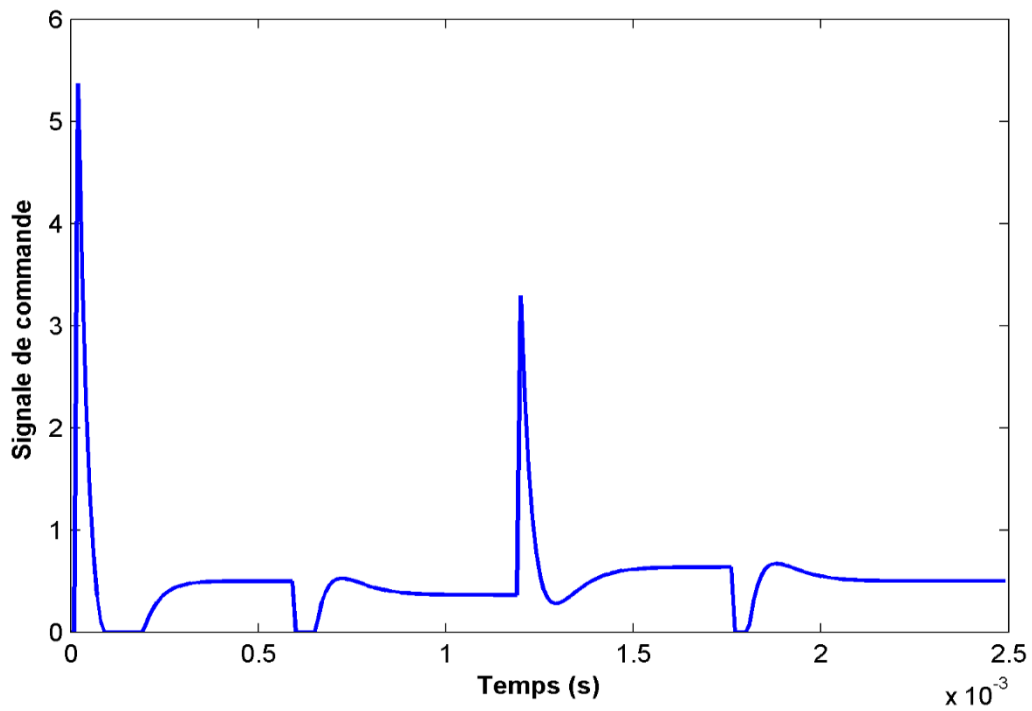


Figure 3-13 : Signal de commande RST

La Figure 3-14 montre l'erreur entre la consigne et la tension de sortie

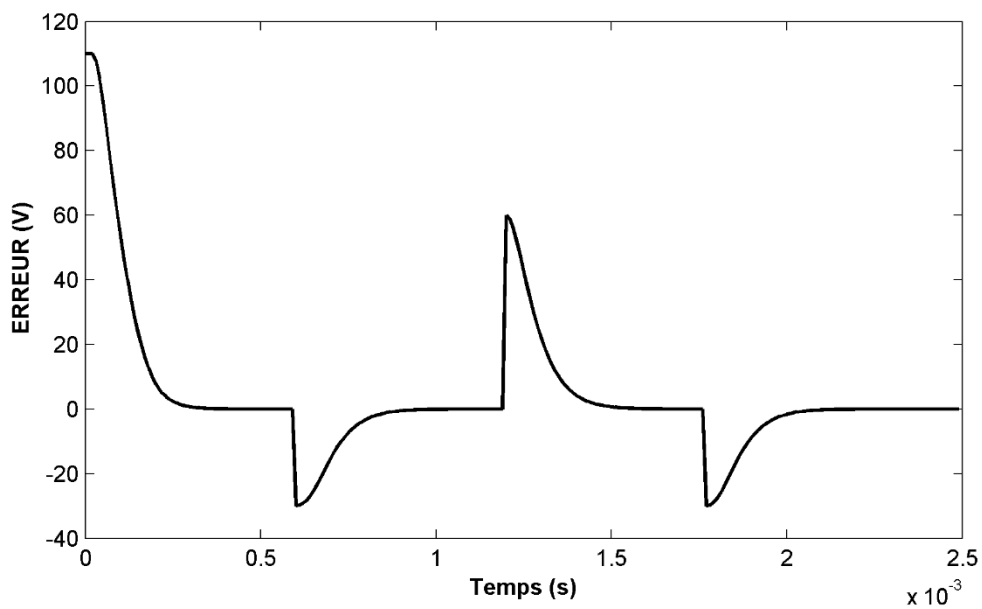


Figure 3-14 : Erreur entre la consigne et la tension de sortie

La comparaison des résultats du contrôle de tension par la régulateur PID et RST est présenté dans Figure 3-15 qui démontre l'avantage du contrôleur RST en termes de temps de réponse et de forme du signal de sortie.

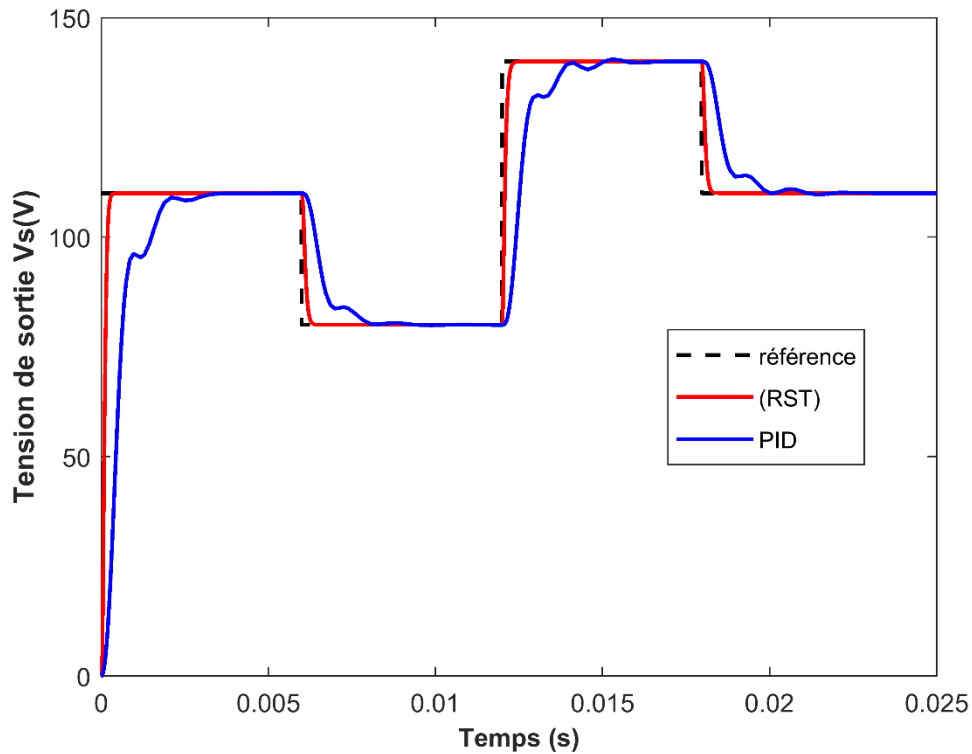


Figure 3-15 : Comparaison entre régulateur PID et RST

### 3.5. Conclusion

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

La méthode Ziegler est le moyen courant pour régler le *PID*, mais cela n'a pas fonctionné dans notre système car  $Kc$  converge à l'infini et nous avons utilisé une approche par le diagramme de Bode.

Les résultats de la simulation montrent que les deux régulateurs (*RST* et *PID*) 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 RST par rapport au régulateur PID.



---

*Conclusion Générale*

---



## **Conclusion Générale**

Le travail mené dans ce mémoire a porté sur la régulation de la tension de sortie du convertisseur de puissance DC/DC (Buck) par régulateur PID et RST.

Dans ce travail les différents concepts de convertisseur DC/DC : Boost, Buck et Buck-Boost sont présentés, ainsi que leurs principes de fonctionnement. La boucle de contrôle de tension appliquant les convertisseurs DC/DC est exposée en détail. Et puis, le dimensionnement de l'hacheur Buck qui est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue DC en une autre tension continue DC de plus faible valeur est réalisé. La boucle de commande ajuste automatiquement le rapport cycle, afin d'obtenir la tension de sortie souhaité avec une grande précision, indépendamment des perturbations.

Afin de juger de l'impact de la commande sur la régulation de la tension de sortie, nous avons appliqué dans ce travail deux régulateurs, à savoir, le PID et le RST. La méthode de synthétiser de ces deux correcteurs est complètement différentes. Ce sont des méthodes que nous considérons comme parmi les plus appropriées. Pour les systèmes assez simples, le régulateur PID peut être recommandé, et pour les systèmes considérer complexes, le régulateur RST est approprié.

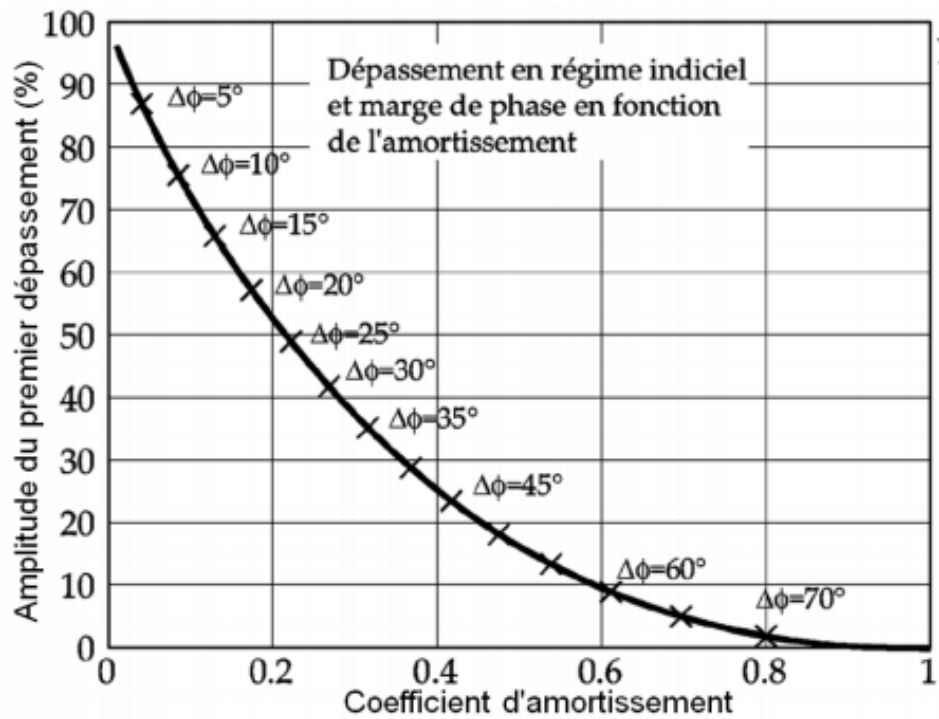
Enfin, à travers la simulation par Matlab/Simulink du modèle de convertisseur Buck nous avons évalué et comparés ces performances à l'aide du régulateur PID et régulateur RST. Les résultats obtenus lors de la simulation sont tout à fait acceptables. Cela nous amène à conclure que le contrôle de régulateur PID et RST pour les applications industrielles et surtout pour le réglage de tension de la sortie des convertisseurs, connaîtra sûrement une forte croissance dans les prochaines années.

---

*Annexes*

---

**Annexe :**



Amplitude du dépassement transitoire et marge de phase d'un système linéaire du second ordre

---

*Bibliographie*

---

## **Bibliographie**

- [1] S. Manias, S. N. Manias, *Power Electronics and Motor Drive Systems*, Joe Hayton, 2017.
  - [2] R. E. e. D.Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2001.
  - [3] B. W. e. C. Ahmed., *Application de la logique floue au contrôle de tension du convertisseur élévateur (Boost)*, 2020.
  - [4] F. S. H.Bourlès, «Régulateurs PID et RST robustes : deux approches optimisées,» *ResearchGate*.
  - [5] H. ZAYANI, *Régulation et contrôle des systèmes de climatisation*, 2014.
  - [6] T. Zoubir, *Etude et identification d'un procédé de contrôle de niveau*, 2018.
  - [7] F.d.Bruyne, Réalisateur, *digital control theory:RST controller*. [Film].
  - [8] S. ABDELLAH, *Implémentation de la commande RST sous un API S7-300 pour le contrôle de la station de température PUT-1 d'Elettronica Veneta*, 2015.
  - [9] H. Gharsallaoui, *Reconfiguration de lois de commande et accommodation active des modes de fonctionnement pour les systèmes plats*.
-

**Résumé :**

Ce travail présente une comparaison entre deux types de régulateurs PID et RST appliqués au convertisseur Buck. En générale, la conception de la régulation commence par linéarisation de système pour accéder aux fonctions de transfert, en suite, le choix du type de régulateur approprié. La détermination des paramètres propre de régulateur via la méthode appropriée qui garantit l'obtention du performances requises est la phase la plus cruciale.

A travers la simulation via Matlab/Simulink, les performances (time de réponse, précision, suivi de trajectoire) de chaque régulateur sont jugées et comparaison, on note l'avantage du régulateur RST

**Mots clef**

*Convertisseur DC/DC, Abaisseur (Buck), PID, RST*

**Abstract:**

This work presents a comparison between two types of PID and RST regulators applied to the Buck converter. In general, the design of the regulation begins with the linearization of the system to access the transfer functions, then the choice of the appropriate type of regulator. Determining the proper regulator parameters via the appropriate method that guarantees obtaining the required performance is the most crucial phase.

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

**Key words**

*DC/DC converter, step-down (Buck), PID, RST*

**ملخص:**

يقدم هذا العمل مقارنة بين نوعين من المنظمات PID و RST المطبقة على محول التيار المستمر المخفض للجهد. بشكل عام ، تبدأ عملية التصحيح بتحويل النظام الى نظام خطي اذا لم يكن ، للوصول إلى معادلة التحويل ، ثم اختيار نوع المنظم المناسب. بعدها نبدأ عملية ضبط المنظم بالطريقة الملائمة التي تضمن الحصول على الأداء المطلوب وهي المرحلة الأكثر أهمية.

من خلال المحاكاة عبر Matlab / Simulink ، وعبر خصائص الأداء (وقت الاستجابة ، الدقة ، تتبع المسار) لكل منهما يتم الحكم على المنظم ومقارنته ، ونلاحظ ميزة منظم RST.

**الكلمات المفتاحية**

*RST ، PID ، تنازلي (باك) ، DC / DC محول*

---