

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
Filière : ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Thème

*Etude d'un commande analogique et numérique d'un convertisseur
DC/DC Buck*

Présenté Par :

- 1) Chaib Djamel Eddin
- 2) Haddou benderbel abdelkader

Devant les jurys composés de :

Dr. Fliti	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr. Ben Saïd	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Dr. fatmi	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire 2015/2016

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudee à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur ben Saïd pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail. Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département d'électrique qui a contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

DEDICACE

*Avant tout, je tien à remercie le bon dieu, et l'unique
qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour
affronter les différentes de la vie,*

Je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père.

A mes frères

A mes sœurs

et toute la famille.

A mes amis et mes collègues de la promotion 2016

«Électrotichnique »

*Djemel eddin
abdelkader*

Sommaire

les titres	N page
Introduction générale	1
CHAPITRE I : définition des composants d'un convertisseur DC/DC Buck	
I. Introduction	3
I.1 les interrupteur favorable	3
I.1.1 présentation d'un MOSFET	3
I.1.1.1 MOSFET	3
I.2. Principe du Fonctionnement	4
I.2.1 Avantages des transistors (MOSFET)	4
I.3 Condensateur	4
I.3.1 Généralités	4
I.4 Les inductance	5
I.4.1 Généralités	5
I.4.2 Dimensionnement de l'inductance	6
I.5- Etude d'un hacheur dévolteur (Buck)	6
I.5-1 Introduction	6
I.5-2. Définition d'un hacheur	7
I-5.3. analyse du fonctionnement	8
I-6 phase de fonctionnement	8
I.7 conclusion	12
CHAPITREII : étude de la commande numérique	
II.1. La commande analogique	13
II.2. La commande numérique	15
Introduction	
II.2.1. projet d'une chaîne de commande numérique	17
II.3 Structure et principe d'un système de régulation numérique.	17
II.4 Définition d'un Signal discret	18

II.5. Conversion analogique numérique	19
II.6. Échantillonnage	20
II.7 Conversion numérique analogique	20
II.8 Grandeur de commande analogique $U(t)$	22
II.9 Algorithme de régulation	23
II.10. Algorithme PI et ses performances (PI analogiques et numériques)	24
II.11 Avantages et inconvénients des régulateurs numériques	26
II.11.1 Avantages d'un régulateur numérique	
II.12. inconvénients d'un régulateur numérique	26
II.13 Application de la commande analogique et numérique au convertisseurs DC/DC Buck (hacheur série)	27
II.14. DEFINITION DE MLI	28
II.15. Conclusion	29
Chapitre III modélisation du convertisseur Buck	
III.1. Introduction	30
III.2 Commande analogique et numérique appliquée au convertisseurs	31
III.3 Résultats de simulation de la commande analogique et numérique du Buck	32
III.4- MODELES SIMPOWERSYSTEMS® DES CONVERTISSEURS	33
III.5. Conclusion	36
Conclusion générale	38
Bibliographie	

Listes des figures

Chapitre1	page
<i>Fig(I.1) schéma de MOSFET</i>	3
<i>Fig. (I.2). : inductance simple L</i>	6
<i>Fig.(I.3):Schéma de base d'un convertisseur Buck</i>	7
<i>Fig(I-4) : schéma de l'interrupteur passant</i>	8
<i>Fig.(I.5) :Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck (série)</i>	9
<i>Fig:(I-6): schéma de l'interrupteur bloqué</i>	10
<i>Fig(I.7) : Formes d'ondes courant / tension dans un convertisseur Buck conduction discontinue.</i>	11
<i>Figure (I.8): régulation analogique de la tension d'entre et de sortie d'un convertisseur Buck.</i>	11
Chapitre2	page
<i>Figure (II.1) : Circuit électrique du correcteur proportionnel P</i>	13
<i>Figure (II.2) : Circuit électrique du correcteur proportionnel et intégral PI.</i>	14
<i>Figure (II.3) : Circuit électrique du correcteur proportionnel et dérivée PID</i>	15
<i>Figure (II.4) : schémas général d'une commande numérique</i>	18
<i>Figures (II.5) : représentation d'un signal discret</i>	19
<i>Figure(II.6) : périodes d'échantillonnages</i>	19
<i>Figure(II.7) : Conversion analogique numérique (CAN) ; (a) signal continu (b) échantillonneur (c) signal échantillonner</i>	20
<i>Figure(II.8) : Conversion numérique analogique(CNA) ; (a) le signal échantillonné (b)Bloqueur d'ordre zéro (c) signal quantifier</i>	21
<i>Figure(II.9) : signal analogique $u(t)$sinusoïde avec une période $f=50\text{HZ}$ reconstruit par un bloqueur d'ordre 0 avec $T_e=0.0006s$</i>	22
<i>Figure(II.10) : représentation d'un système à régler $U(t)$ Signal de commande et $y(t)$ signal de sortie du système</i>	23
<i>Figure (II.11) : représentation du signal de référence</i>	24
<i>Figure(II.12) : Réponses indicielles de 2 systèmes asservis 1 ordre en boucle fermée, avec période d'échantillonnage T_e de 0.1s.</i>	25
<i>Figure(II.13) : Réponses indicielles de 2 systèmes asservis 1 ordre en boucle fermée, avec amélioration des gains k_p et k_i</i>	25
<i>Figure (II.14) : Boucle de régulation du convertisseur DC/DC</i>	28
<i>Fig-(II.15) : la commande MLI sinus-triangle.</i>	29

Listes des figures

Chapitre 3	page
<i>Figure (III.1) : Circuit du convertisseur Buck</i>	30
<i>Figure (III.2) : boucle de régulation analogique avec circuit MLI</i>	31
<i>Figure (III.3): régulation analogique de la tension de sortie.et couran d'inductance du Buck</i>	31
<i>Figure (III.4) : boucle de régulation analogique avec circuit MLI numérique</i>	32
<i>fig (III.5) : Paramètres des deux systèmes</i>	32
<i>Figure (III.6) : Schéma de simulation du hacheur dévolteur de régulation analogique</i>	33
<i>Figure (III.7): régulation analogique de la tension de sortie.et courant d'inductance du Buck</i>	34
<i>Figure (III.8) : Schéma de simulation du hacheur dévolteur de régulation numérique</i>	35
<i>Figure (III-9): régulation numérique de la tension V_o</i>	35
<i>Figure (III-10): régulation numérique de tension V_o</i>	36
<i>Figure (III-11): régulation analogique de la tension d'entrée de MLI</i>	37
<i>Figure (III-12): régulation numérique de la tension d'entrée de MLI</i>	37

I. Introduction :

L'électronique de puissance étudie les convertisseurs statiques d'énergie électrique. Elle utilise des composants de l'électronique à semi-conducteurs et des éléments linéaires. Pour contrôler des puissances électriques importantes, les composants sont parcourus par des courants élevés atteignant le kilo ampère sous des tensions importantes avoisinant aisément le kilovolt .

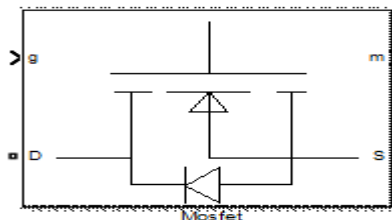
Dans un convertisseur, le choix d'un type de composant est basé sur sa commandabilité à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa réversibilité. La réversibilité en tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant.

I.1 les interrupteur favorable :

I.1.1 présentation d'un MOSFET

I.1.1.1 MOSFET

Un **transistor à effet de champ à grille isolée** plus couramment nommé **MOSFET** (acronyme anglais de *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - qui se traduit par *transistor à effet de champ à structure métal-oxyde-semiconducteur*), est un type de transistor à effet de champ. Comme tous les transistors, le MOSFET module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué sur son électrode centrale nommée *grille*. Il trouve ses applications dans les circuits intégrés numériques, en particulier avec la technologie CMOS, ainsi que dans l'électronique de puissance[6].



Fig(I.1) :schéma de MOSFET

I.2. Principe du Fonctionnement :

Si on applique une tension V_S positive entre grille et source, le champ électrique qui, à travers la couche d'oxyde apparaît à la surface de la couche P entre drain et source, éloigne de cette zone les porteurs majoritaires (charges positives) et y attire les porteurs minoritaires.

A partir d'une certaine valeur de V_S , appelée tension de seuil $V_S(th)$ (threshold voltage), au voisinage immédiat de la couche d'oxyde il y a plus de charges négatives que de charges positives. Cette zone du type N ainsi formée constitue un canal reliant la source et le drain.

Si on applique alors une tension V_S positive entre le drain et la source, un courant de drain i_S peut passer par ce canal dont la section, et donc la résistance, dépend de l'écart entre V_S et la tension de seuil[8].

I.2.1 Avantages des transistors (MOSFET) :

On peut classer les avantages de MOSFET suivants :

- Le bruit intrinsèque est toujours très faible.
- Ce type de transistor est simple à fabriquer et par suite peu onéreux.
- La densité d'intégration autorisée par ce type de composant est très importante : on

dépasse aujourd'hui le nombre de 10^7 transistors sur une seule puce[7].

I.3 Condensateur :

I.3.1 Généralités :

Les condensateurs qui nous rencontrons dans les alimentations à découpage remplissent deux rôles distincts : ils servent d'énergie lors des variations de commande ou de charge, et ils servent également de condensateur de découpage ou filtrage vis-à-vis du fonctionnement en haut fréquence de l'alimentation. Ce sont les condensateurs chimique dits à faible résistance série qui présentent des valeurs de capacité importantes, tout en présentant une excellente tenue en fréquence. Le condensateur se caractérise par 6 grandeurs physiques qui définissent ses domaines d'application. La capacité d'un condensateur est égale au rapport de la charge électrique Q emmagasinée à la tension V appliquée entre ses armatures[10] :

$$C(v) = \frac{Q(c)}{V(v)} \quad (I-1)$$

Dans le cas simplifié d'un condensateur dont la surface S des armatures en regard est plane l'expression de la capacité C est :

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 S / e \quad (I-2)$$

Avec :

ϵ_0 : Permittivité du vide.

ϵ_r : Permittivité relative (2 à 20 000) du diélectrique.

e : épaisseur du diélectrique .

I.4 Les inductance :

I.4.1 Généralités :

Le rôle d'une inductance est de stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis de la restituer. On peut naturellement réaliser des bobinages à air. Mais, l'utilisation de circuits magnétiques tels que présentés ci-avant permet :

- 1) de diminuer l'encombrement, à valeur égale, de l'inductance,
- 2) de confiner le flux magnétique dans un espace restreint et ainsi de limiter les rayonnements parasites.

Les inductances sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage...), et d'interrupteur magnétique (inductances saturables).

Le schéma électrique équivalent d'une inductance simple L est le suivant[1][2] :

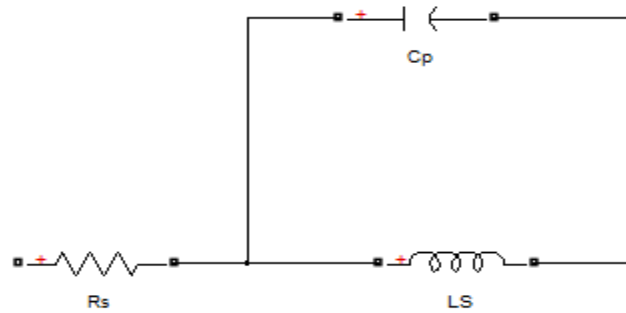


Fig. (I.2) : inductance simple L

où **Rs** représente la résistance série du fil bobiné et **Cp** les capacités parasites inter spires.

I.4.2 Dimensionnement de l'inductance :

La valeur de l'inductance est obtenue par :

$$L = \mu_0 \mu_e \frac{S_e}{l_e} N^2 \quad (I-3)$$

avec : $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$ (SI)

μ_e : perméabilité effective (y compris entre fer éventuel)

S_e : section effective magnétique du noyau (section moyenne)

l_e : Longueur magnétique effective (longueur moyenne du circuit magnétique)

N: nombre de spires .

Le calcul de l'inductance et la capacité est représenté sur le chapitre III [13]

I.5- Etude d'un hacheur dévolteur (Buck) :

I.5-1 Introduction :

Pour obtenir un modèle plus précis, nous prenons en compte les résistances parasites des conducteurs et des composants qui influent beaucoup sur le comportement des convertisseurs. Et en utilisant les résultats de l'étude théorique du chapitre II en mode de fonctionnement MCD on peut dimensionner les composants convertisseur BUCK.

En suite on donne aperçu de système asservis et quelque stratégie de commande de hacheur.

I.5-2. Définition d'un hacheur :

Un **convertisseur Buck**, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

Un convertisseur Buck possédant un fort rendement (jusqu'à 95%), et offrant la possibilité de réguler la tension de sortie, est donc plus adapté pour les applications d'électronique de puissance comme la réduction des 12-5V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires au processeur[4]

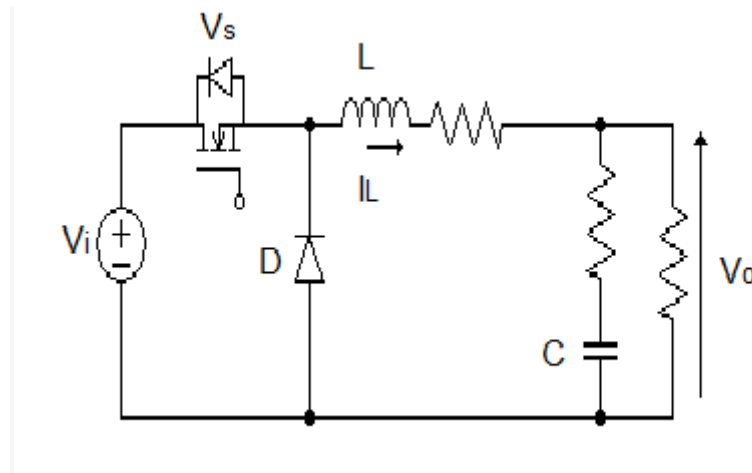


Fig.(I.3):Schéma de base d'un convertisseur Buck

V_i	La tension d'entrée
V_L	La tension entre les bornes de l'inductance
V_o	La tension de sortie
V_D	La tension entre les bornes de la diode
D	La diode
V_S	Interrupteur commandable (MOSFET)
C	Condensateur
L	L'inductance
R	La charge

I-5.3. Analyse du fonctionnement :

On va faire l'étude du cas de la conduction continue et discontinue. On se limitera au cas continue L'interrupteur **S** est Commandé périodiquement avec une période de modulation T .

Sur cette période, on appelle t_f la durée de fermeture et t_o la durée d'ouverture. On a évidemment :

$$T = t_f + t_o \quad (I-8)$$

On appelle rapport cyclique la grandeur $\alpha = t_o / T$; toujours compris entre 0 et 1.

En première approximation, on suppose que la tension aux bornes de la charge, V_O , est idéalement lissée par le condensateur C . [15][13]

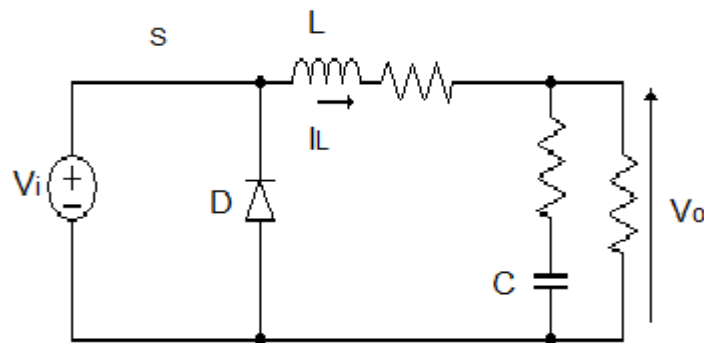
I.6 Phases de fonctionnement :

- Séquence 1 : S-passant

A l'instant $t = 0$, on amorce l'interrupteur **S**. La diode **D** est bloquée, donc l'interrupteur conduit seul :

$$V_s = 0 \quad (\text{hypothèse d'un interrupteur parfait}).$$

On obtient le schéma équivalent suivant :



Fig(I-4): schéma de l'interrupteur passant

On applique la loi des mailles ou la loi des nœud :

S: interrupteur (MOSFET)

$$V_i = V_L + V_o \quad ; \quad V_c = V_o$$

On debut : $V_o = 0 \implies V_i = V_L$

Donc :

(I-5)

$$V_i = \frac{L \text{dis}}{dt} + V_o$$

Is: augmente

$$i_s = \frac{V_i - V_o}{L} \quad ; \quad \text{A la fin de la charge } V_c$$

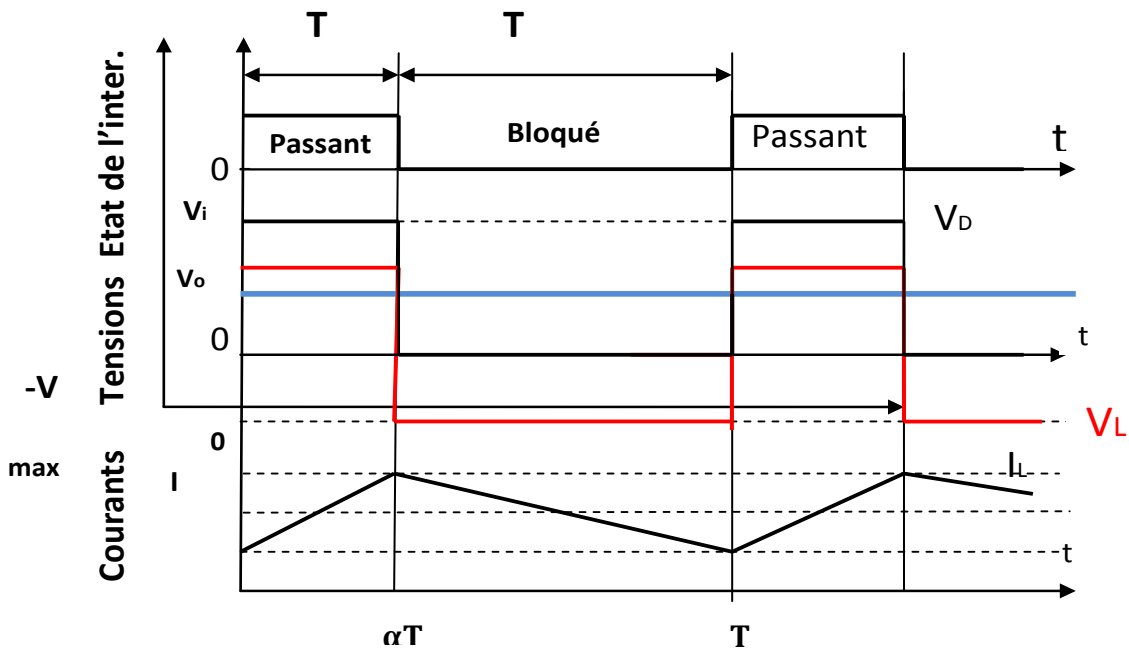


Fig.(I.5) :Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck (série)

- **Séquence 2 : S-bloque**

A l'instant $t = t_f$, la diode conduit seule et $i_S(t_f) = I_{Smax}$

$V_D = 0$ (hypothèse d'un interrupteur parfait).

On obtient le schéma équivalent suivant :

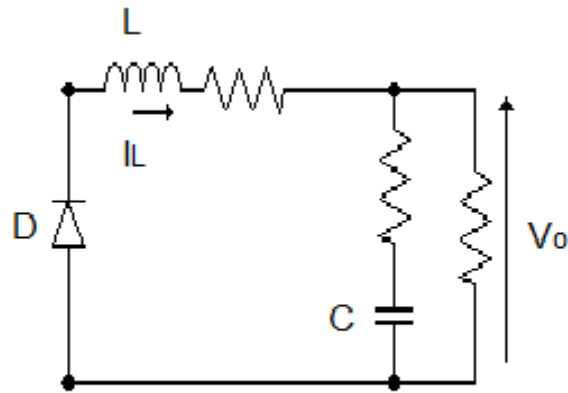
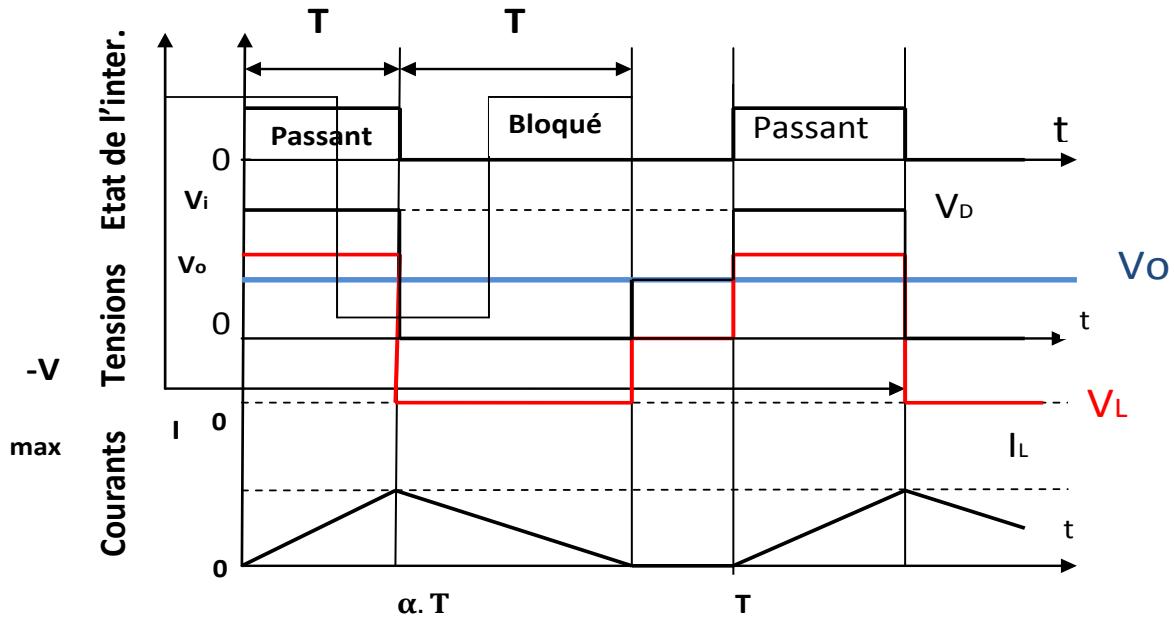


Fig:(I-6): schéma de l'interrupteur bloqué

$$\left\{ \begin{array}{l} V_D = V_C + V_L \\ V_D = \frac{L \text{dis}}{dt} + V_C \end{array} \right. \quad (I-6)$$

Is :Diminué : $i_s = \frac{V_D - V_C}{L}$



Fig(I.7) : Formes d'ondes courant / tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue.

Simulation de hacheur Buck :

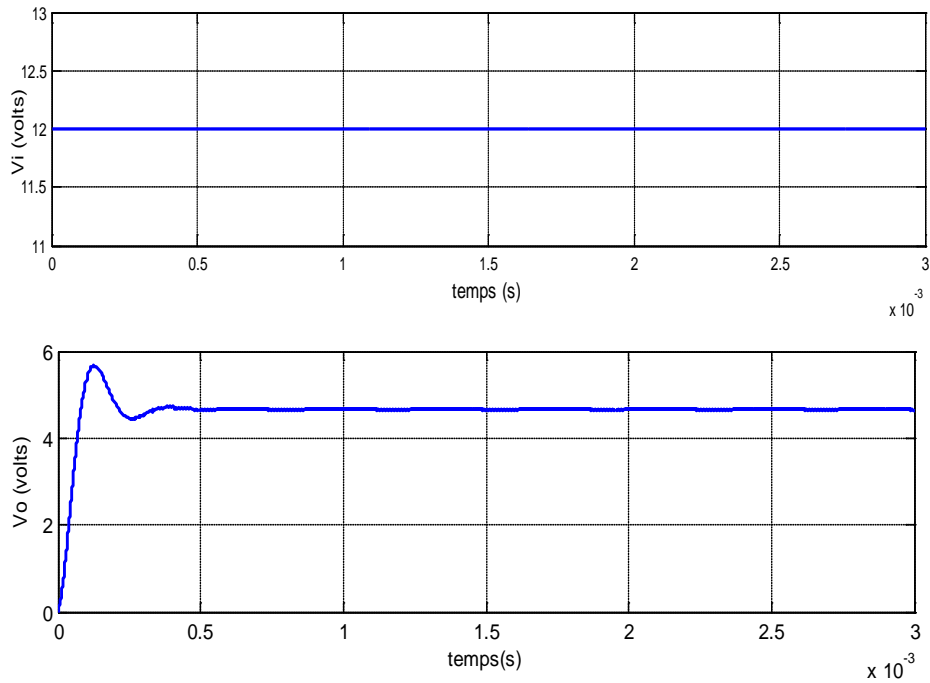


Figure (I.8): régulation analogique de la tension d'entre et de sortie d'un convertisseur Buck.

I-7.Conclusion :

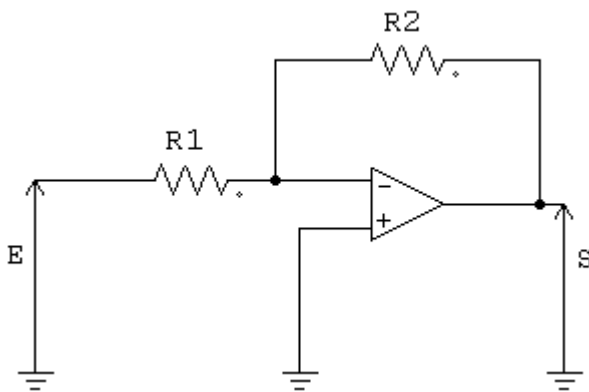
Dans ce chapitre nous avons présenté une étude d'un hacheur dévolteur en l'occurrence convertisseur Buck, on a présenté la forme d'onde dans les cas (continue et discontinue).Ainsi qu'une simulation avec une fréquence de découpage fixe. Dans le chapitre II on abordera une commande analogique et numérique MLI de découpage.

II.1. La commande analogique

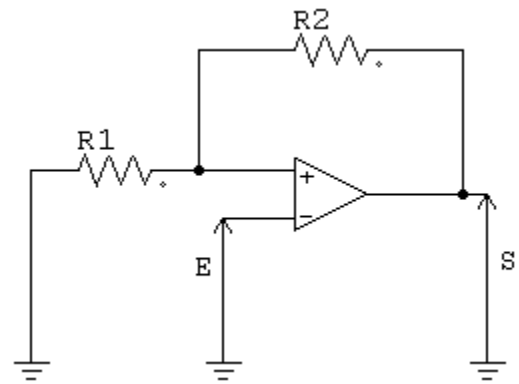
II.1.1. les correcteurs électrique preuves réalisée simplement au moyen de circuits passifs ou par l'intermédiaire d'un ou plusieurs amplificateurs opérationnelles. on a trois correcteur[1][4] :

- **Correcteur P :**

Le correcteur **P** a action proportionnelle .ou correcteur **P** a une action simple et naturel puisqu'il une commande $\mu(t)$ proportionnelle a l'erreur $e(t)$.IL assure une réponse instantané de signal d'erreur son schéma fonctionnel est représenté par la figure[1][4] :



a- Montage Amplificateur Inverseur



b- Montage Amplificateur non Inverseur

Figure (II.1) : Circuit électrique du correcteur proportionnel P

$$G(p) = \frac{\mu(p)}{E(p)} = K_p = -\frac{R2}{R1} \quad (II.1)$$

- **Le correcteur PI :**

Ce type de correcteur a une action intégrale on basse fréquence et une action proportionnelle en haute fréquence permet ,son comportement en basse fréquence permet d'annuler l'erreur statique . du fait que le gain de l'intégrateur dans ce contexte ,tend vers l'infini le correcteur **PI** est le plus utilise en pratique ou ses contribution a la précision et a la robustesse de système asservi sont particulièrement appréciées.son schéma fonctionnelle est le suivant [4][7]:

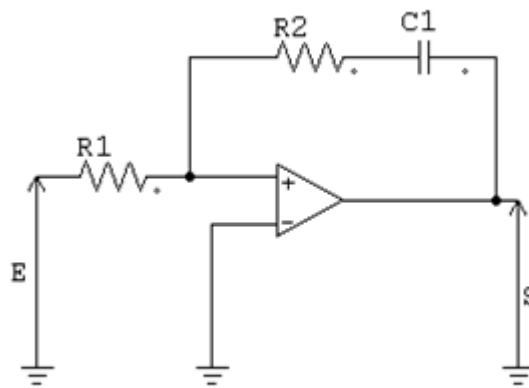


Figure (II.2) : Circuit électrique du correcteur proportionnel et intégral PI.

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{R2 + \frac{1}{C1p}}{R1} = - \frac{1 + R2C1p}{R1C1p} = - \frac{R2}{R1} \left(1 + \frac{1}{R2C1p} \right) \quad (II.2)$$

Avec: $K_p = - \frac{R2}{R1}$ et $T_i = R2C1$

- **Correcteur PID :**

Le correcteur usuellement utilisés en pratique sont les correcteur a effet proportionnelle intégral et dérivé (**PID**) .IL permettent d'engendrer a partir de la sortie du comparateur (c'est-à-dire l'écart existant entre la consigne et la grandeur a réguler) un signal proportionnelle a l'erreur et a sa dérivé d'une part. et a son intégrale d'autre part. Son schéma fonctionnel et le suivant[7] :

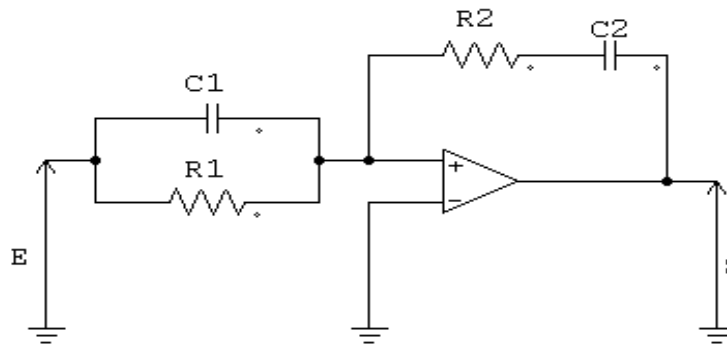


Figure (II.3) : Circuit électrique du correcteur proportionnel et dérivé PID.

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{(1+R_2C_2p)(1+R_1C_1p)}{R_1C_2p} = \frac{R_2C_2+R_1C_1}{R_1C_2} + R_2C_1p + \frac{1}{R_1C_2p}$$

(II.3)

Avec: $K_p = \frac{R_2C_2+R_1C_1}{R_1C_2}$; $T_1 = R_1C_1$ Et $T_d = R_2C_2$

II.2. La commande numérique :

. Introduction :

Les calculateurs numériques sont utilisés en temps réel pour commander des procédés physiques dont leurs lois de commande sont par essence le plus souvent à temps continu. La problématique est alors de représenter les interactions entre des signaux physiques modélisés par des fonctions avec des signaux assimilables par des calculateurs numériques qui se présentent sous forme de suites.

la fonction de contrôle numérique, qui dans les systèmes analogiques est exécutée par un régulateur électronique câblée est accomplie ici par un algorithme qui, en connaissant la référence et la valeur de sortie, calcule la valeur de commande à appliquer au processus .étant donné que les dispositifs programmables numériques utilisent un temps non nul pour exécuter les calculs, il est évident que l'élaboration ne peut pas avoir lieu en temps réel comme dans les régulateurs analogiques ; en effet, une nouvelle élaboration ne peut avoir lieu que lorsque la précédente est finie.

Cela comporte que les signaux entrant dans le calculateur doivent être discrets dans le temps (échantillonnés), c'est-à-dire qu'ils prennent des valeurs en instants discrets du temps (dans la plupart des cas ils se succèdent à intervalles constants). En outre, les données qui sont introduites dans le dispositif numérique doivent être des nombres représentés dans un code prévu par ce dispositif. Dans certains cas, c'est le même transducteur qui fournit à la sortie une donnée numérique à des intervalles fixes de temps ; à titre d'exemple, on peut prendre en considération un transducteur de vitesse basé sur le compte d'impulsions par un disque codeur (encoder) dans un intervalle fixe. À la fin de chaque intervalle, le compteur a accumulé un nombre proportionnel à la vitesse du disque (en réalité à la valeur moyenne de la vitesse du disque dans l'intervalle passé). Des transducteurs de ce type sont définis transducteurs numériques et ils présentent l'avantage de rendre simple l'acquisition de la part du microprocesseur étant le signal déjà sous forme numérique.

Dans le cas plus général de signaux de rétroaction analogiques, on doit avoir recours à un hardware électronique qui se charge de l'échantillonnage du signal de sortie du transducteur (entrée au microprocesseur) et à sa conversion en nombre. Pour la sortie (entrée de l'actionneur), la donnée numérique élaborée par l'algorithme doit être convertie en un signal analogique. Dans certains cas, le problème de l'interface de sortie (de l'algorithme) est très simple étant donné que l'actionneur est du type numérique, c'est-à-dire en mesure d'accepter en entrée une variable de commande exprimée sous forme numérique. Par exemple, pour un moteur à pas, la donnée fournie par l'algorithme de contrôle représente le nombre de pas de rotation que le moteur doit accomplir.

Dans ce chapitre on va représenter la méthodologie pour le traitement numérique d'un signal les différents étages sont représenter. Partant de procédés physiques modélisés par des fonctions de transfert en p (variable de Laplace) nous aborderons successivement la modélisation de systèmes discrets et échantillonnés, leur analyse et pour finir la synthèse de lois de commande numériques. Nous utiliserons, La transformée en Z qui est l'outil privilégié des que l'on doit traiter des signaux discret. C'est l'équivalent tout comme la transformée de

Laplace pour les systèmes continu adapté à ses signaux Des fonctions de transfert déduite des fonctions de transfert de Laplace de l'automatique des systèmes continu.

II.2.1. projet d'une chaîne de commande numérique

Les principales phases du projet d'une chaîne de commande numérique sont les suivantes :

- a) Projet de l'interface micro-instrumentation de processus.
- b) Synthèse de l'algorithme de contrôle sur la base des spécifications et choix de la fréquence d'échantillonnage et éventuelle vérification au moyen de Simulation.
- c) Implémentation de l'algorithme, par exemple en Assembleur Langage ou C et vérification.
- d) Essais expérimentaux sur le système[11].

II.3 Structure et principe d'un système de régulation numérique.

Le principe d'un système à commande numérique est de remplacer la commande analogique du système par des algorithmes mis en œuvre sur ordinateur. Le ordinateur numérique nécessitant un certain temps pour effectuer ces opérations, on introduit alors un découpage temporel des signaux au niveau du ordinateur. Les systèmes à commande numérique considérés présentent donc un caractère hybride temps continu - temps discret. Par conséquent, il est nécessaire de réaliser une interface entre le ordinateur et le procédé. cette interface est obtenue à l'aide de composants d'acquisition échantillonneur, convertisseur (CAN), de traitement (DSP, microprocesseur, DSC digital signal Controller) et de restitution (CNA), [10], Figure(II.4) avec :

$w(k)$: signal Consigne $U(t)$: signal de commande

$Y(t)$: signal de sortie

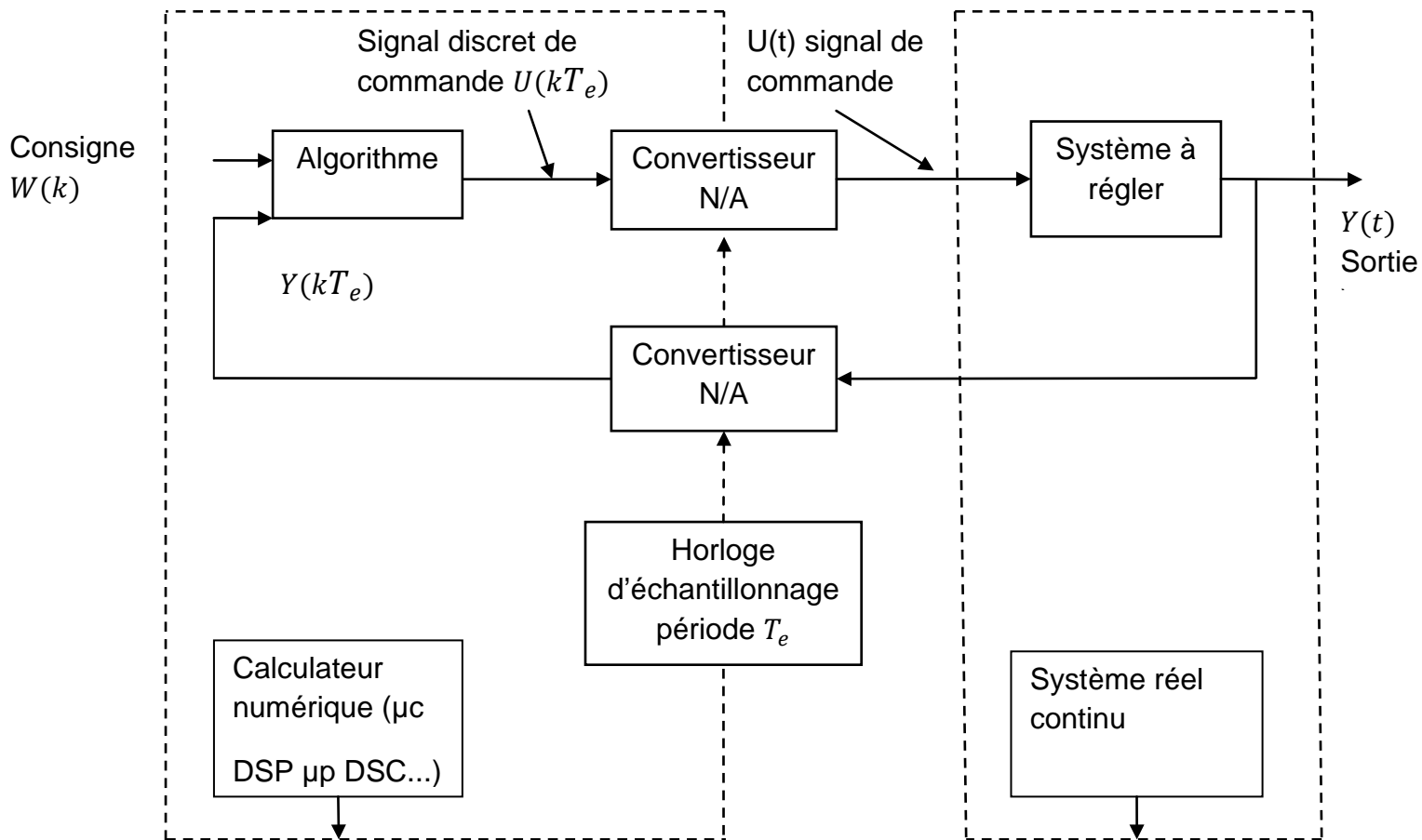


Figure (II.4) : schémas général d'une commande numérique

II.4 Définition d'un Signal discret:

Signal défini par des points distincts, distants d'une période d'échantillonnage.

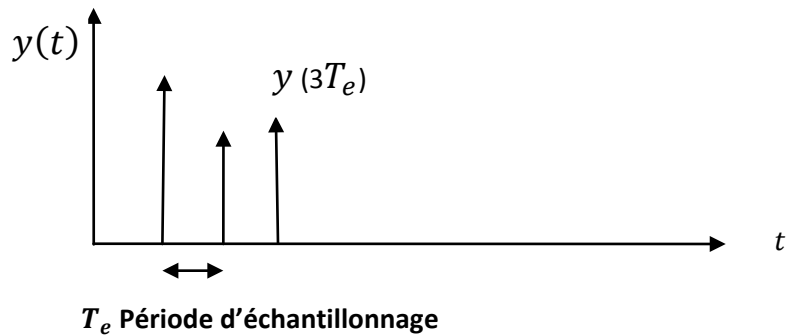
Figure(II.4).

$$y(kT_e) = y(t), \quad t = kT_e \quad (II.4)$$

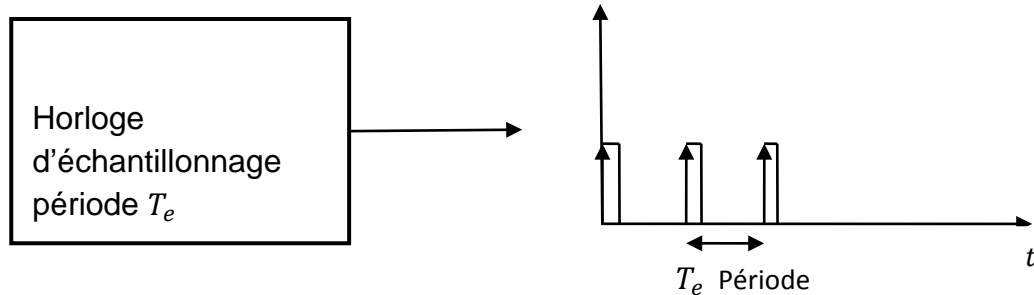
T_e : Période d'échantillonnage

$k = (0,1,2 \dots)$ Entiers naturels

Un signal à temps continu égal à $y(t)$ aux instants $t = kT_e$ et zéro ailleurs et ou $y_k = y(kT_e)$ est la valeur de l'échantillon de $y(t)$ à l'instant kT_e . Le signal échantillonné est représenté par la séquence des valeurs $y(kT_e)$ mesurées avec la période T_e [9]:



Figures (II.5) : représentation d'un signal discret



Figure(II.6) : périodes d'échantillonnages

II.5. Conversion analogique numérique

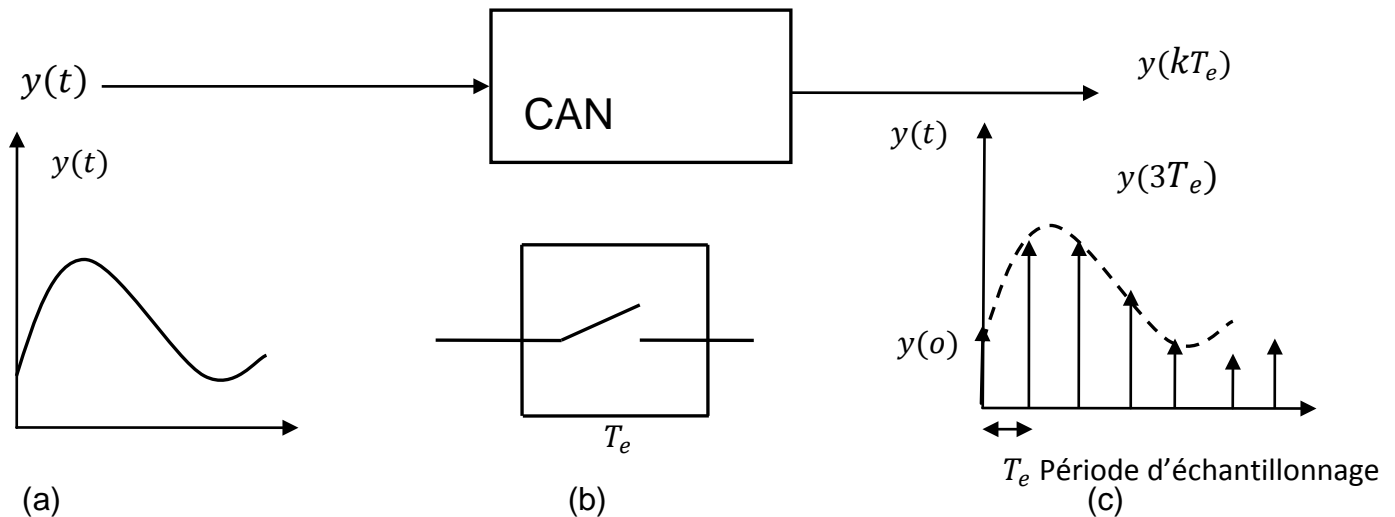
D'un point de vue modélisation, l'ensemble capteur convertisseur analogique-numérique peut être assimilé à une prise d'échantillons de la sortie continue $y(t)$ à période fixe T_e (période d'échantillonnage). Si l'on fait l'hypothèse que le temps de codage est négligeable (échantillonnage instantané) et qu'il n'y a pas d'erreur de quantification, on peut représenter l'opération de conversion analogique-numérique selon le schéma de la figure(II.6)[3].

$$y(kT_e) = y(t), \quad t = kT_e \quad (II.5)$$

On peut noter $y(kT_e)$ par $y(k)$ ou y_k

II.6. Échantillonnage:

Opération mathématique qui, à un signal à temps continu $y(t)$, fait correspondre la suite discrète de valeurs que prend ce signal à des instants privilégiés t_k avec k entier relatif [15], Voir figure(II.7)



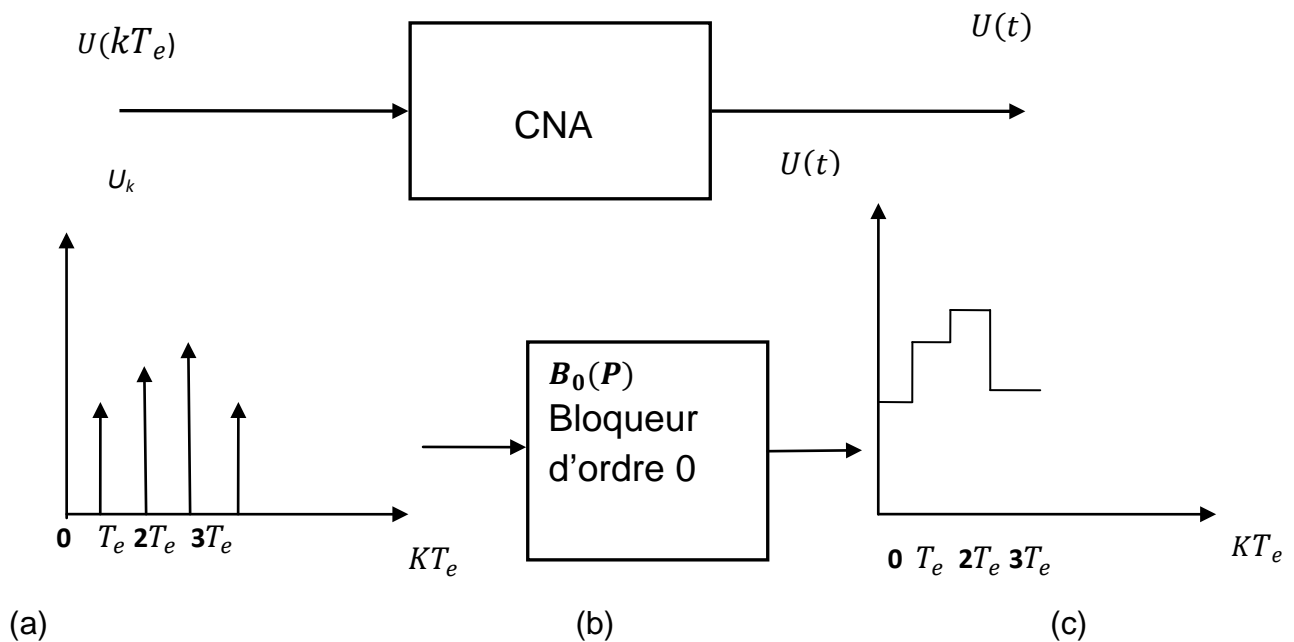
**Figure(II.7) : Conversion analogique numérique (CAN) ; (a) signal continu
(b) échantillonneur (c) signal échantillonné**

II.7 Conversion numérique analogique

Le processeur calculant la commande à appliquer au procédé travaille de manière séquentielle et génère des valeurs numériques u_k avec la même période T_e que celle qui a été choisie pour l'échantillonnage. L'opération de conversion numérique-analogique la plus courante consiste à produire un signal de commande $u(t)$ en escalier à partir des valeurs u_k selon le schéma de la figure ci-dessus. Le modèle mathématique que l'on associe alors à la conversion numérique analogique est le bloqueur d'ordre Zéro dont la fonction de transfert $B_o(p)$ peut être facilement calculée. En effet, c'est la transformée de Laplace de sa réponse impulsionnelle représentée sur la figure(II.8) [12][11]

$$\mathbf{B}_0 = \frac{1}{P}(\mathbf{1} - e^{-T_e P}) \quad (\text{II-6})$$

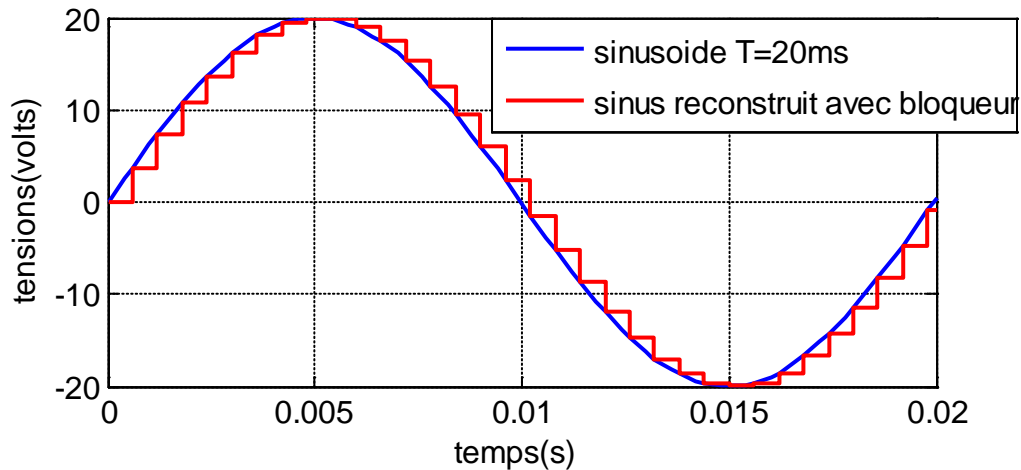
On fait appel à des bloqueurs qui vont maintenir la valeur de signal pendant une période d'échantillonnage .



Figure(II.8) : Conversion numérique analogique(CNA) ; (a) le signal échantillonné (b)Bloqueur d'ordre zéro (c) signal quantifier

La méthode la plus simple et la plus utilisée pour la reconstruction consiste à maintenir le signal analogique $U(t)$ à une valeur constante pendant la période d'échantillonnage en cours. Cette valeur est bien entendu la traduction analogique du nombre $U(k)$, à convertir. $U(t)$ à l'allure d'un signal variant par gradins de durée T_e Exemple d'une simulation d'un signal sinusoïdale par un bloqueur d'ordre 0

$$u(t) = 20 \sin \omega t \quad \text{avec } f=50\text{Hz}$$

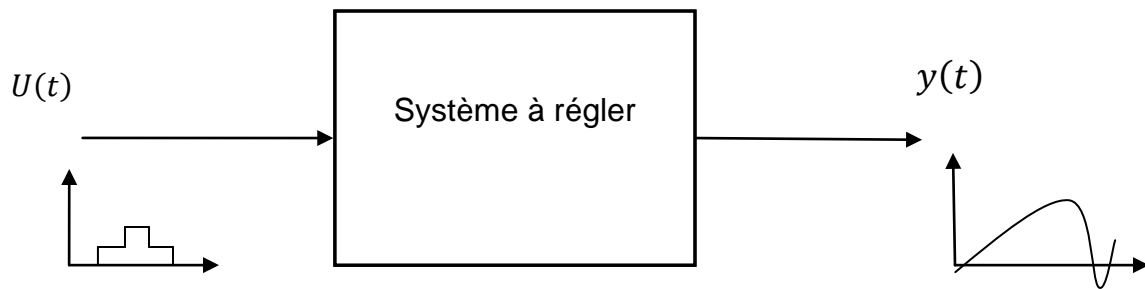


Figure(II.9) : signal analogique $u(t)$ sinusoïde avec une période $f=50\text{HZ}$ reconstruit par un bloqueur d'ordre 0 avec $T_e=0.0006\text{s}$

II.8 Grandeur de commande analogique $U(t)$

Le signal de commande $U(t)$ est obtenu par conversion N/A du signal de commande numérique $U(k)$, C'est l'opération de construction d'un signal analogique à partir d'un signal numérique. La transformation d'une suite de nombres en un signal analogique ne pose pas de grandes difficultés techniques. Cependant, la manière de combler l'absence de toute information entre deux instants d'échantillonnage (pas de signal source) est a priori du ressort du concepteur. Dans la grande majorité des applications, le convertisseur N/A comprend un élément de maintien (bloqueur/extrapolateur d'ordre 0) qui construit le signal analogique .

En convertissant à chaque instant d'échantillonnage le nombre $U(k)$, en une tension proportionnelle $U(t)$, celle-ci étant alors maintenue constante pendant une durée T_e . [5]



Figure(II.10) : représentation d'un système à régler
 $U(t)$ Signal de commande et $y(t)$ signal de sortie du système

II.9 Algorithme de régulation

L'algorithme remplit la fonction du régulateur ; c'est un algorithme de Régulation qui a pour tâche de construire le signal de commande numérique $U(k)$, en fonction des signaux d'entrée numériques $W(k)$ et $y(k)$. Ceux-ci étant Numériques tout comme le signal de sortie $U(k)$, l'algorithme est un système numérique, exécute par le processeur pour lequel il est programme .

La durée d'exécution de l'algorithme est une donnée importante à connaître lors de la synthèse du régulateur numérique. Elle doit bien sur impérativement être inférieure à aT_e . La loi de commande définissant la manière d'obtenir $U(k)$, à partir des signaux numériques d'entrées $W(k)$ et $y(k)$].

$$U(k) = f[W(k), W(k-1), W(k-2) \dots y(k), y(k-1), y(k-2), \dots] \quad (II.7)$$

Peut être très complexe sans que cela pose des problèmes de réalisation d'une Envergure comparable à ceux rencontrés en régulation analogique[9][10].

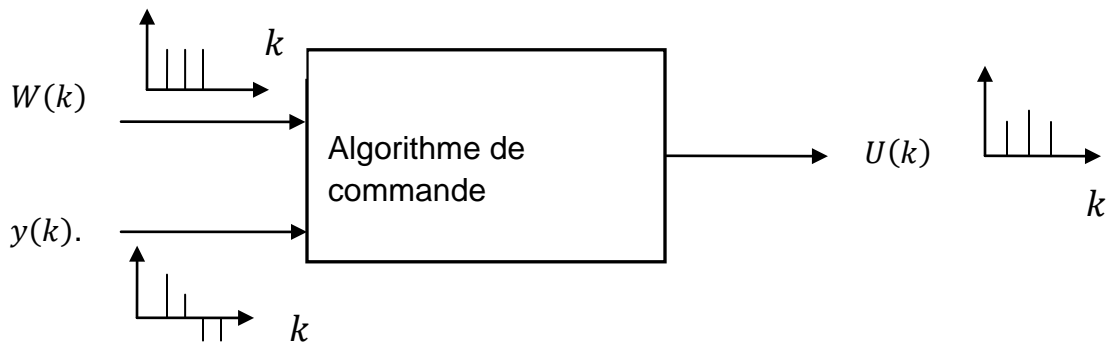


Figure (II.11) : représentation du signal de référence

Parmi les algorithmes les plus utilisées le PI et PID

II.10. Algorithme PI et ses performances (PI analogiques et numériques)

La loi de commande du régulateur PI analogique s'écrit à l'aide de la transformée de Laplace suivante:

$$G(P) = k_p + \frac{K_i}{P} \quad (II.8)$$

Sa transformée en z s'écrit :

$$R(z) = k_p + k_i \frac{z}{z-1} = \frac{b_1 + b_0 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (II.9)$$

Avec $b_1 = k_p + k_i$

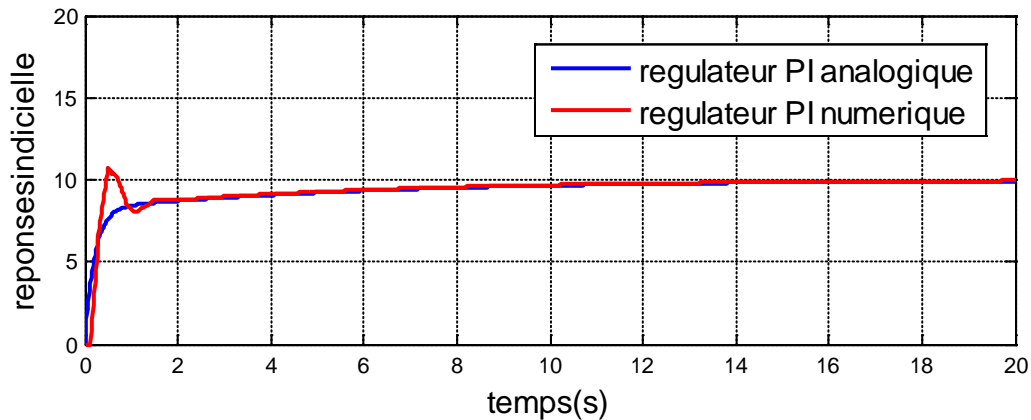
Et $b_0 = -k_p$

On va représenter les réponses indicielles en boucle fermée d'un système de premier ordre suivant correspondant

Aux cas ou :

1. Le régulateur PI est analogique, le gain est optimal ($k_p=4$) ; voir figure(II.12)

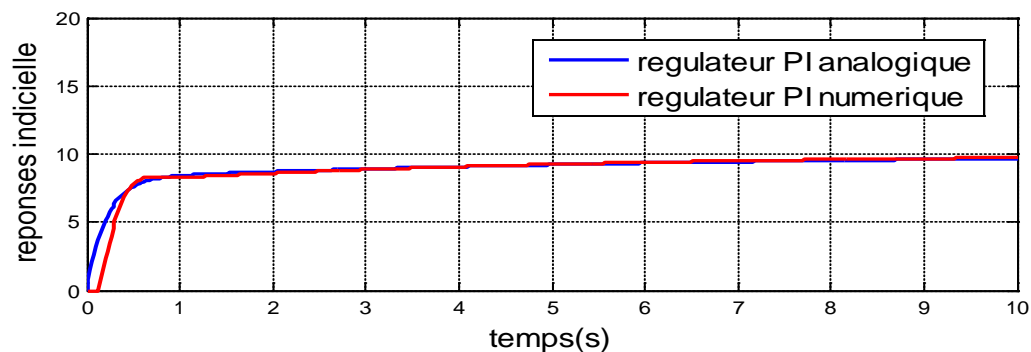
2. Le régulateur PI est numérique, les gains étant les mêmes qu'en 1). La comparaison avec la réponse indicielle obtenue sous les conditions 1) montre que le système asservi par le régulateur numérique à un degré de stabilité moindre[13][14] ; voir figure(II.12)



Figure(II.12) : Réponses indicielles de 2 systèmes asservis 1 ordre en boucle fermée, avec période d'échantillonnage T_e de 0.1s.

Les gains k_p et k_i installés sont identiques. On observe que le système avec le régulateur PI numérique offre un degré de stabilité moindre

3. Les gains k_p et k_i utilisés pour le régulateur numérique ont dû être réduits afin d'offrir un Degré de stabilité identique les gains étant réajustés de façon que le comportement soit optimal ($k_p = 3$) [14] ,comme sur la figure(II.13).



Figure(II.13) : Réponses indicielles de 2 systèmes asservis 1 ordre en boucle fermée, avec amélioration des gains k_p et k_i

II.11 Avantages et inconvénients des régulateurs numériques :

II.11.1 Avantages d'un régulateur numérique

Les Avantages d'un régulateur numérique peuvent être résumés aux points suivants :

- 1) Souplesse d'emploi exceptionnelle, modification aisée des paramètres et de la structure du régulateur.
- 2) Adaptation (en temps réel ou off line) des paramètres du régulateur en fonction des variations de ceux du système à régler (prévision du gain ou gain scheduling), et commande adaptative .
- 3) Réalisation aisée de régulateurs complexes, lois de commande raffinées. Facilite de mise en œuvre de commandes anticipatrices (compensation par rapport à la consigne ou à certaines perturbations).

Mise en œuvre d'algorithmes de régulation sans équivalent analogique (régulateur à réponse pile ou deadbeat) .

- 4) Insensibilité de la caractéristique entrée-sortie du régulateur aux parasites, aux variations de température, au vieillissement, etc.
- 5) Pas de dispersion des paramètres du régulateur en cas de fabrication en série.
- 6) Prise en compte de défauts, des limites et comportements particuliers du système à régler (non-linéarités, saturation) par simple programmation. Linéarisation autour d'un point de fonctionnement ajustable[5][6].

II.12. inconvénients d'un régulateur numérique

- 1) Observation discontinue de la grandeur réglée (système en boucle ouverte entre eux instants d'échantillonnage).
- 2) Sans précautions particulières, insertion de non-linéarités dans la boucle de régulation, dues à la quantification des convertisseurs, à la précision de calcul finie du processeur et au Procédé d'échantillonnage (recouvrement spectral). Ces non-linéarités peuvent avoir un effet déstabilisant (cycles limites) et introduisent des Bruits supplémentaires, voire des battements.

- 3) Insertion de retards purs dans la boucle de régulation :
 - temps de conversion A/N;
 - temps d'exécution de l'algorithme de régulation ;
 - temps de conversion N/A.
- 4) Insertion dans la boucle de régulation d'un retard supplémentaire du à la construction imparfaite de la commande analogique à partir de la commande numérique.
- 5) Insertion dans la boucle de régulation d'un retard (déphasage) supplémentaire du a la présence d'un filtre anti-repliement .
- 6) Excitation possible de modes rapides mal amortis du système à régler en cas de commande variant par sauts brusques (quantification Grossière du convertisseur N/A).
- 7) Synthèse fréquentielle plus délicate.
- 8) Infrastructure logicielle lourde (émulateur, compilateur, assembleur, Editeur de liens).
- 9) Pour un régulateur simple, grand nombre de composants, d'une complexité supérieure.
- 10) A structure et gains du régulateur identiques (par exemple PI analogique et PI numérique), le régulateur analogique offre des performances supérieures[2][3].

II.13 Application de la commande analogique et numérique au convertisseurs DC/DC Buck (hacheur série)

Dans cette application, l'objectif est de construire et simuler un régulateur de tension en boucle fermé Figure (II.14) utilisant un compensateur simple de type intégrateur.

Pour illustré cette application nous avons choisi deux types de convertisseur Buck[1].

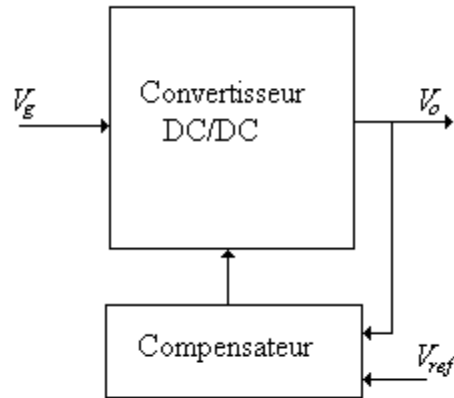


Figure (II.14) : Boucle de régulation du convertisseur DC/DC

II.14.DEFINITION DE MLI :

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire.

Applications

Les usages les plus fréquents :

La conversion numérique-analogique

Les amplificateurs de classe D, en audio

Les alimentations à découpage, variateurs de vitesse, et plus généralement tous les dispositifs d'électronique de puissance utilisant des composants de type MOSFET, IGBT, GTO.

Il est aussi possible de faire de la transmission de données par cette méthode[11].

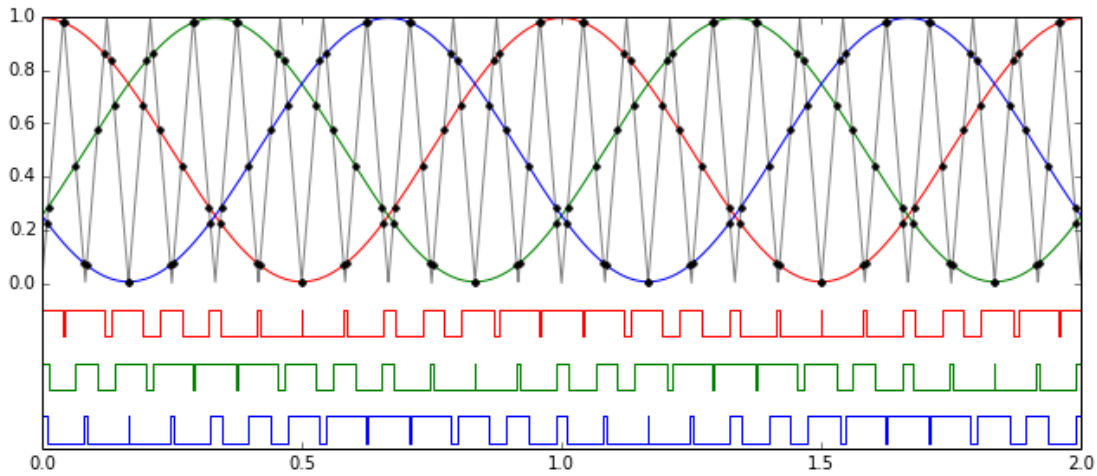


Fig-(II.15) : la commande MLI sinus-triangle.

II.15. Conclusion :

Ce chapitre a été une introduction à la commande numérique et analogique à la modélisation mathématique des signaux discrets. On a montré les principaux éléments du traitement analogique à base d'amplificateur opérationnel et numérique, Ainsi, l'analyse d'un système commandé par ordinateur numérique passe par la définition d'un système à temps discret, afin de faciliter l'étude de la fonction de transfert en modèle discret. La transformée en Z a été introduite pour nous allons présenter deux applications dans le chapitre III, montrons la commande analogique et numérique afin de maîtriser la tension de sortie V_o à une valeur fixe de topologie de Buck.

III -Modélisation du convertisseur Buck

III.1-INTRODUCTION

Dans les dernières années, un développement très important des énergies renouvelables s'est produit. Avec son potentiel inépuisable et sans aucun impact négatif sur l'environnement, l'énergie renouvelable est une technologie appropriée et accessible pour une croissance économique et développement durable. L'étude de la chaîne de conversion de l'énergie renouvelable : l'extraction de l'énergie primaire, la conversion mécanique, la conversion électrique, la production d'électricité, la transformation et l'intégration réseau, est un élément de base pour améliorer la qualité de production de l'énergie « verte ».

Les convertisseurs DC-DC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Ils sont utilisés largement dans les connexions à des batteries d'accumulateurs, les systèmes photovoltaïques, les éoliennes, les systèmes hybride. Ces convertisseurs servent à adapter la tension d'entrée d'un système par rapport à la tension de sortie désirée. Pour de diverses simulations dans les systèmes des énergies renouvelables, des modèles précis et exacts de hacheur parallèle et de hacheur Buck sont requis. Ce travail cherche à analyser et proposer deux méthodes de modélisation simples et précises.

Soit le montage du convertisseur Buck figure (III.1)

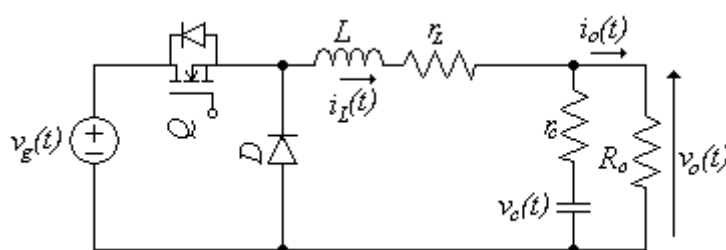


Figure (III.1) : Circuit du convertisseur Buck

Le transistor et la diode sont modélisés par des interrupteurs, ayant une grande résistance au blocage et une faible résistance, respectivement R_{on} et R_D , à la conduction [14].

Les équations qui décrivent le comportement du système de la figure (III.1) sont

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (d \cdot v_g(t) - i_L(t)r_L - v_o(t)) \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} (i_L(t) - i_o(t)) \\ v_o(t) = v_c(t) + r_c(i_L(t) - i_o(t)) \end{cases} \quad (III.1)$$

III.2 Commande analogique et numérique appliquée au convertisseurs

Dans la commande analogique la boucle de régulation comprend le comparateur, l'intégrateur de forme $\frac{k_i}{p}$ et la MLI analogique[6].

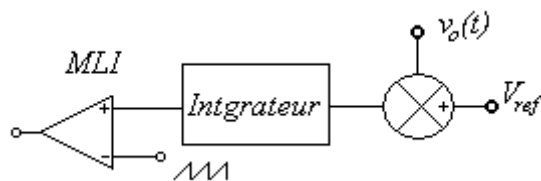


Figure (III.2) : boucle de régulation analogique avec circuit MLI

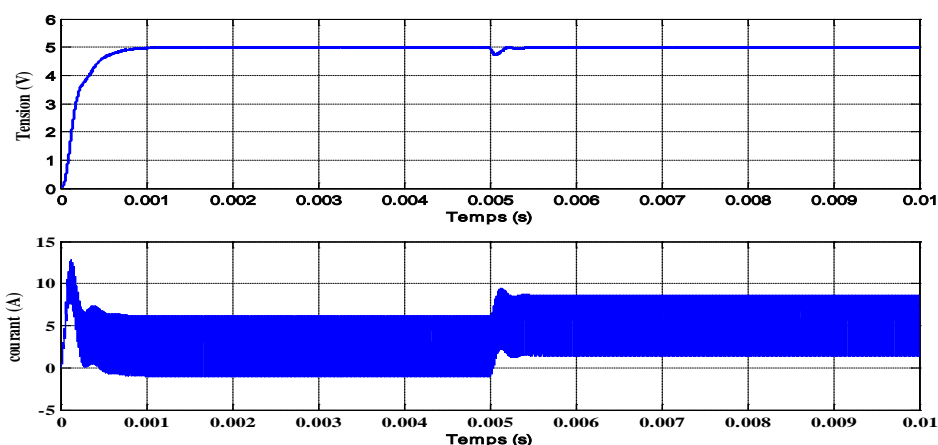


Figure (III.3): régulation analogique de la tension de sortie et courant d'inductance du Buck

Dans la commande numérique on inclut dans la boucle de régulation *Figure (III.4)* un convertisseur analogique numérique (CAN), un intégrateur de temps discret de forme $k_i \frac{z}{z-1}$ et la MLI numérique [12].

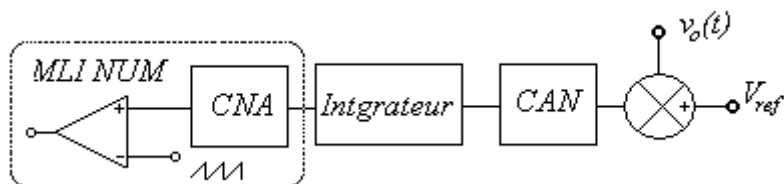


Figure (III.4) : boucle de régulation analogique avec circuit MLI numérique

III.3 Résultats de simulation de la commande analogique et numérique du Buck

Les résultats de simulation sous logiciel MATLAB/SIMULINK sont obtenus en prenant les paramètres du convertisseur Buck suivants. fig (III.5).

Paramètres	Convertisseur Buck
Tension d'entrée	12 V
Tension de sortie	5 V
Inductance	4.1 μ H
Capacité	376 μ F
Résistance bobine	0.08 Ω
Résistance condensateur	0.005 Ω
Résistance de MOS	0.2 Ω
Résistance de la diode	0.1 Ω
Tension de la diode	0.3 V
Fréquence	100 kHz
Résistance de la charge	2 Ω
Gain k_i analogique	1000
Gain k_i numérique	0.001

fig (III.5) : Paramètres des deux systèmes

III.4- MODELES SIMPOWERSYSTEMS® DES CONVERTISSEURS

SimPowerSystems® est une bibliothèque supplément de Simulink®. Il ajoute la fonctionnalité de simulation de l'électronique de puissance et des machines électriques de manière simple. Au lieu de connexions des signaux, SimPowerSystems® utilise des portes électriques. Les portes gèrent à la fois les tensions et les courants et le circuit est dérivé directement du schéma réel. Ainsi, les convertisseurs peuvent être modélisés facilement. Les modèles sont construits en utilisant les blocs de SimPowerSystems®. Les schémas sont montrés dans les figures ci-après[8].

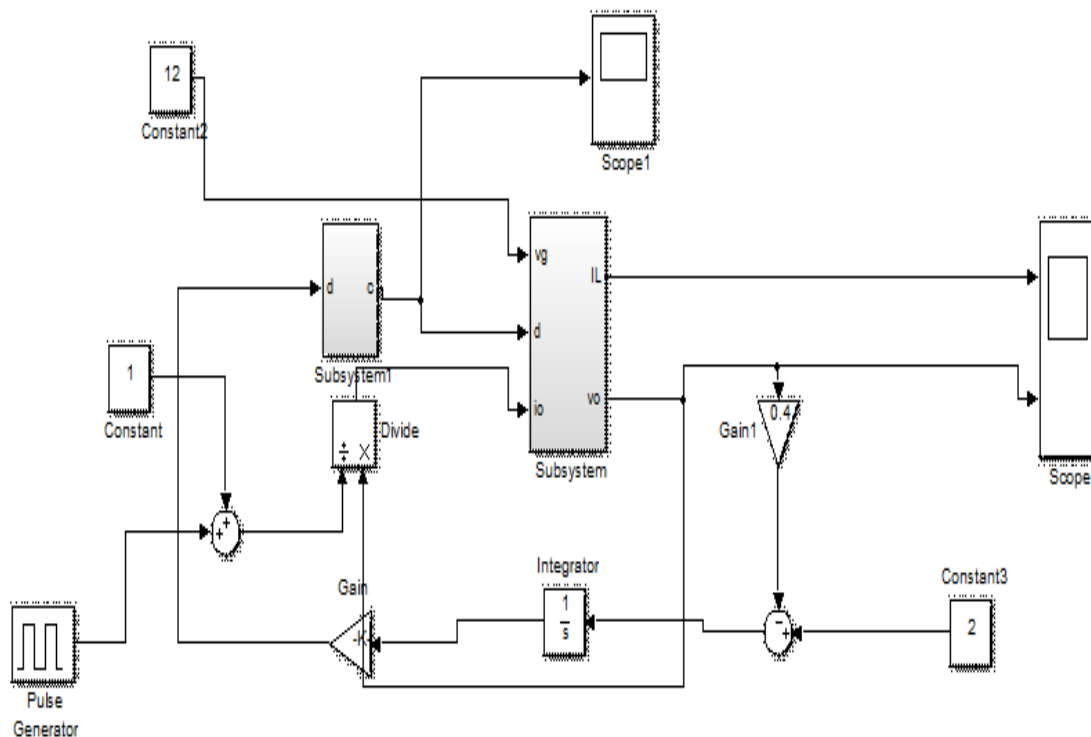


Figure (III.6) : Schéma de simulation du hacheur dévolteur de régulation analogique

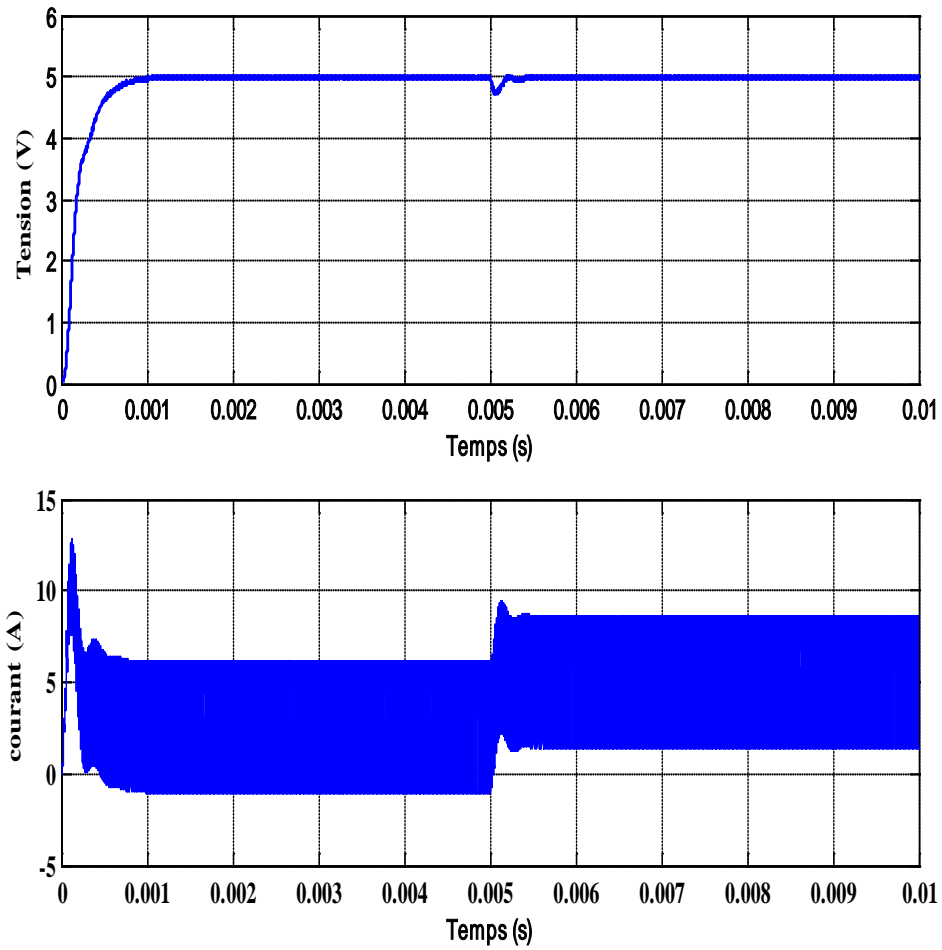


Figure (III.7): régulation analogique de la tension de sortie.et courant d'inductance du Buck

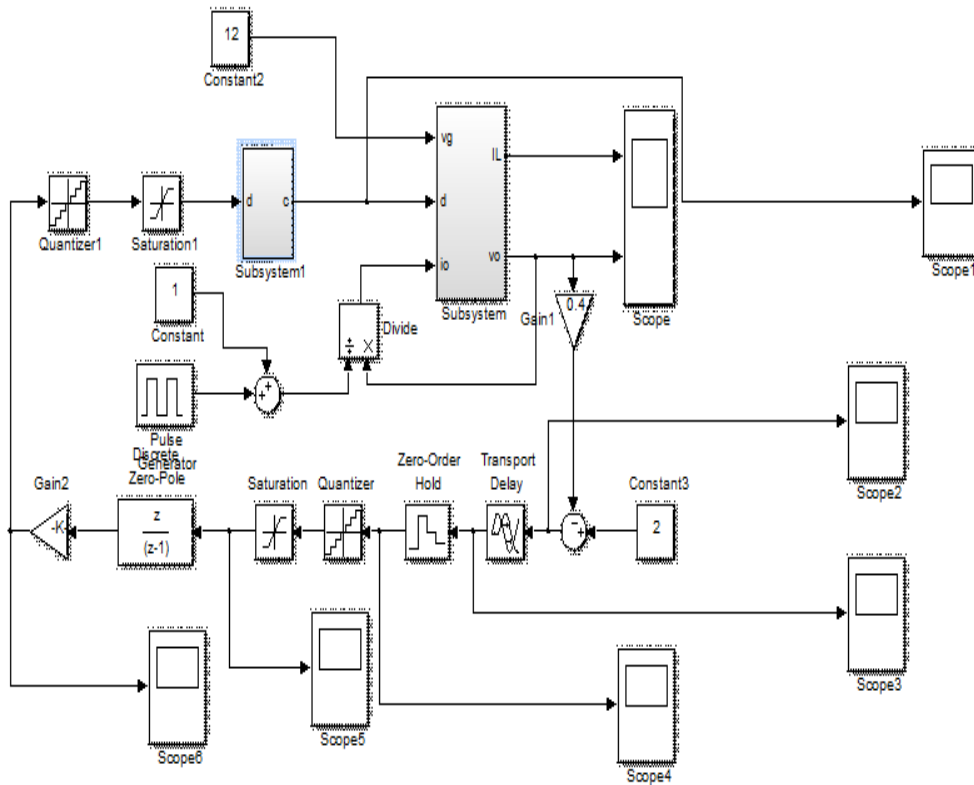


Figure (III.8) : Schéma de simulation du hacheur dévolteur de régulation numérique

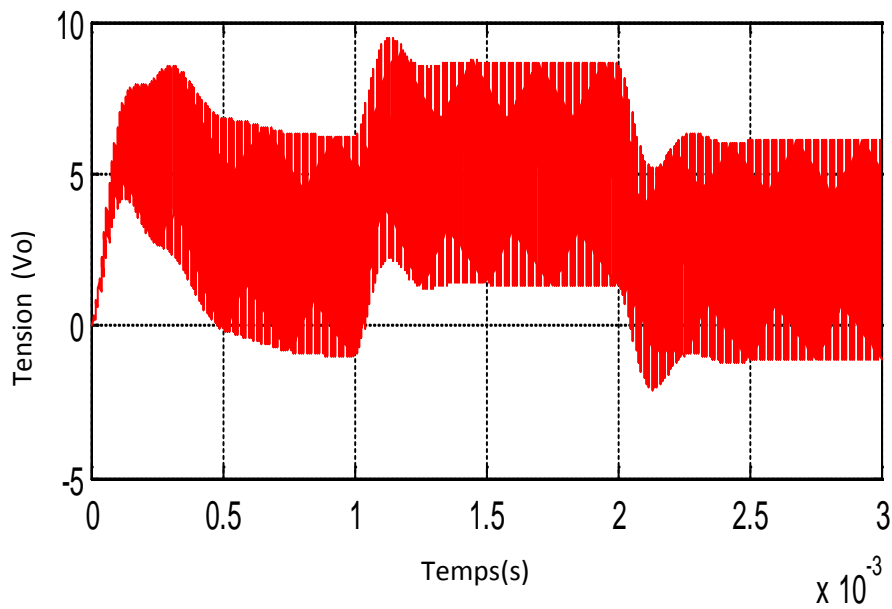


Figure (III-9): régulation numérique de la tension Vo

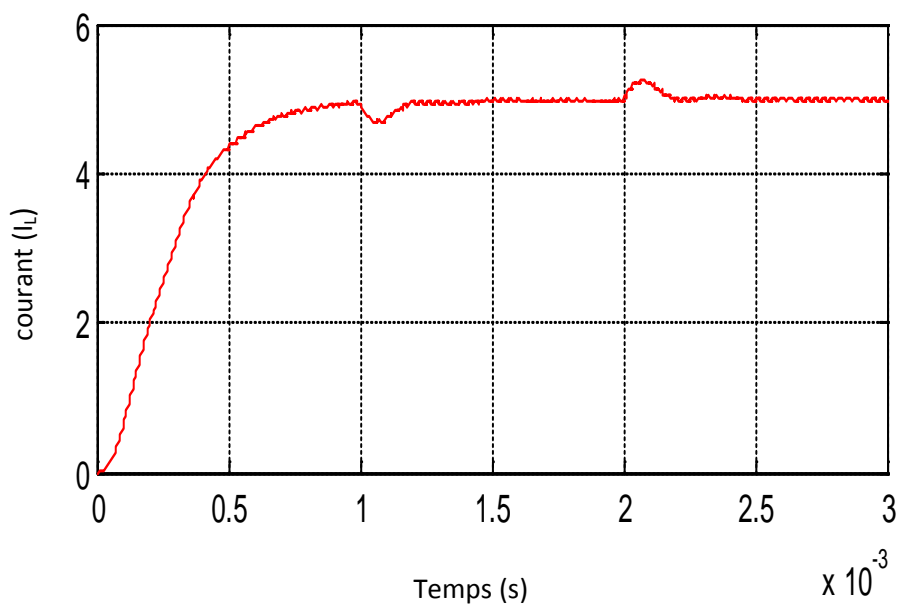


Figure (III-10): régulation numérique de courant V_o

On remarque La tension de sortie est stable à 5V que ce soit en commande analogique ou numérique, Le courant d'inductance présente un léger dépassement au démarrage qui est nettement moins en commande numérique.

Comme dans le cas du Buck la diminution de la charge d'une valeur 2Ω à une valeur égale à 1Ω à l'instant $t=0.005s$ nous constatons que la tension de sortie $V_o(t)$ se stabilise à 5V avec augmentation du courant d'inductance à cause de la diminution de la charge..

III.5.Conclusion :

Dans ce chapitre on a présente une simulation d'un model hacheur Buck avec une commande analogique et numérique dans l'objectif était de stabilisé la tension de sortie, nous avons atteint cet objectif a l'aide du Matlab / simulink .

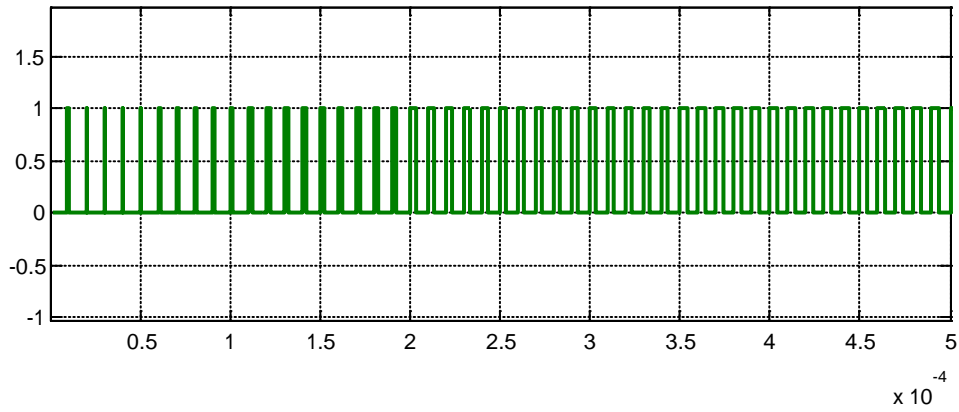


Figure (III-11): régulation analogique de la tension d'entrée de MLI

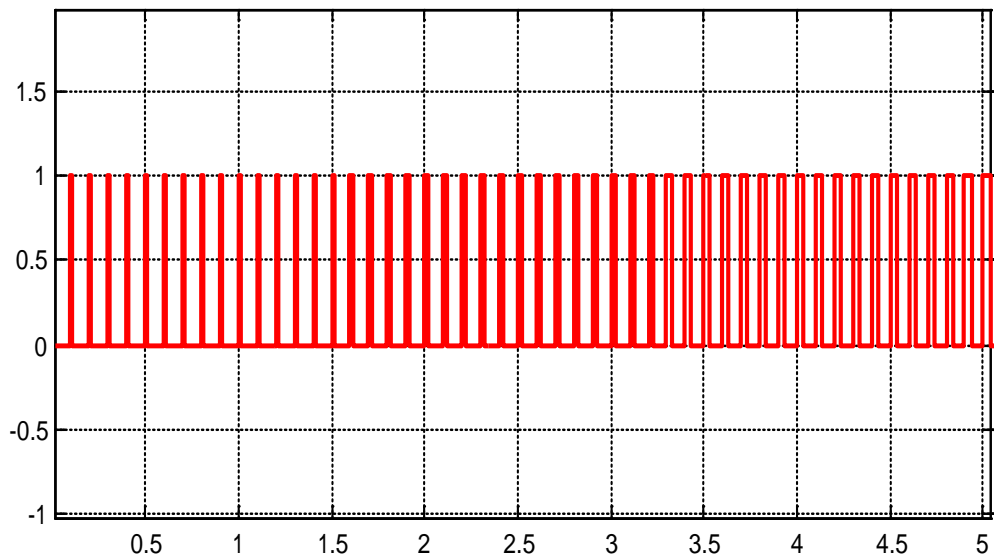


Figure (III-12): régulation numérique de la tension d'entrée de MLI

III-6. Conclusion générale :

nous avons présenté une étude d'un hacheur dévolteur en l'occurrence convertisseur Buck, on a présenté la forme d'onde dans les cas (continue et discontinue). et on a vu une introduction à la commande numérique et analogique à la modélisation mathématique des signaux discrets. On a montré les principaux éléments du traitement analogique à base d'amplificateur opérationnel et numérique, et la fin on a présenté une simulation d'un modèle hacheur Buck avec une commande analogique et numérique dans l'objectif était de stabiliser la tension de sortie, nous avons atteint cet objectif à l'aide du Matlab / Simulink

Résumé

Résumé

Les convertisseurs de puissance multicellulaires trouvent une place privilégiée dans le contrôle des systèmes de très forte puissance. Dans ce travail de thèse une nouvelle classe de convertisseurs de puissance est étudiée les Convertisseurs Multicellulaires Parallèles (CMP). La topologie de ces convertisseurs repose sur une association de n cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison. Le CMP permet d'atteindre un courant de sortie égal à n fois le courant d'entrée du convertisseur, l'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est le déséquilibre des courant de branches . Dans le but de réduire et d'économiser le nombre de capteurs, nous avons proposé dans la première partie de la thèse une analyse d'observabilité

spécifique à une classe de système dynamique hybride appelée $Z(TN)$ -Observability et synthétisé un observateur hybride en utilisant l'algorithme super twisting. La deuxième partie du travail a été consacrée à la synthèse d'une loi de commande pour la régulation des courants de branches. En effet, le régulateur proposé est un régulateur hybride en basant sur la modélisation par réseaux de pétri de l'algorithme de contrôle. Enfin, Les deux parties théoriques sont suivies par une réalisation pratique d'un CMP à trois cellules de commutation pour valider les deux approches proposées.

Résumé

التلخيص.

محولات الكهرباء وجدت متعددة الخلايا مكانة خاصة في السيطرة على أنظمة عالية الطاقة. في هذه الأطروحة هو درس فئة جديدة طوبولوجيا من هذه المحولات على أساس مزيج من خلايا ن (CMP) من محولات الكهرباء محولات موازية متعددة المراحل يحقق الانتاج الحالي ن مرات المداخلات الحالية من CMP. التحول مترابطة عبر المحاثات مستقلة تسمى أيضا الحث الاتصال المحول، والعيب الرئيسي لهذا النوع من المحول الفروع الحالية من عدم التوازن. من أجل الحد من وإنقاذ عدد من أجهزة Z الاستشعار، واقترحنا في الجزء الاول من هذه الرسالة إلى تحليل قابلية الملاحظة تحديدا إلى فئة نظام ديناميكي المهجنة تسمى (TN) - Observability

وتوليفها مراقب الهجين باستخدام خوارزمية التواء الفائقة. وخصص الجزء الثاني من العمل على تخليق قانون مراقبة لتنظيم الفروع الحالية. في الواقع، المنظم المقترح هو عنصر تحكم الهجين على أساس النمذجة عن طريق بيتري خوارزمية التحكم في الشبكة. وأخيرا يتم اتباع شطري النظرية التجسيد العلمي إلى ثلاث خلايا التحول للتحقق من صحة النهج المقترحة اثني CM

Résumé

Résumé

Power converters multicellular found a special place in the control of high power systems. In this thesis a new class of power converters is studied Multistage Parallel Converters (CMP). The topology of these converters based on a combination of n switching cells interconnected via independent inductors, also called connection inductances. CMP achieves an output current n times the input current of the converter, the major drawback of this type of converter is the current branches of imbalance. In order to reduce and save the number of sensors, we proposed in the first part of the thesis an observability analysis

specific to a hybrid dynamic system class called Z (TN) -Observability

and synthesized a hybrid observer using the super twisting algorithm. The second part of the work was devoted to the synthesis of a control law for the regulation of current branches. Indeed, the proposed regulator is a hybrid control based on the modeling by Petri network control algorithm. Finally, the two theoretical parts are followed by a practical embodiment of a CMP to three switching cells to validate the two proposed approaches

bibliographie

Bibliographie

- [1] A Kelly and W.F.yadusky.<<Rectifier Design for Minimum line-current Harmonic and maximum power factor>> transaction on powers electronics. Vol. 7, NO.2, April 1992, PP.332-341
- [2] S.B.Dewan,<<Optimum input filters for single-phase rectifier power supply>>,IEEE Transaction on industry applications,vol.17,NO.3,May\June 1981,PP.282-288
- [3] Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau thèse de doctorat Mr Wilfried FRELIN Déc. 2009
- [4] Power Factor Correction An Undergraduate Instructional Module By: Francisco Canales *May 2003 Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, Virginia*
- [5] New control strategies for AC DC converters with power factor correction by wanfeng zhang thesis Queen's university February 2005
- [6] J. Arrillaga & N.R. Watson, "*power system harmonics*", University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.
- [7] R. W. Erickson, D.Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", University of Colorado, second edition 2001
- [8] F.Canales "*Power Factor Correction*" Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, Virginia. Copyright 2003
- [9] G.Chu "Literature Review Report 2 Overview of Power Factor Correction" Janvier, 2006.
- [10] THÈSE DE DOCTORAT Contribution à la modélisation des convertisseurs

bibliographie

continu/continu dans une perspective de commande –Influence du filtre d'entrée

Muhammad USMAN IFTIKHAR

[11] Y.W.Lu "Large signal modeling of Average current control" these, Kingston, Ontario,

Canada, octobre ,2004.

[12] J.Liu "Large-Signal Model of a Downstream DC/DC Converter for Analysis and Design of Front-End PFC Rectifier using Computer Simulation"

[13] A.Pandey, B.Singh, D.P.Kothari,"Comparative Evaluation of Single-phase Unity

Power Factor ac-dc Boost Converter Topologies" IE (I) Journal-EL 2004

[14] N.Mohan, "First Course on Power Electronics And Drivers", Published by MNPERE, USA, 2003

[15] V. Ramanarayanan, "*Unily Power Factor Front End Rectifier For Three Phase Input. Switched Mode Power Conversion* ", Indian institute of science,

ppl 85-193