

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de la Technologie

Mémoire Présenté

Pour l'obtention de Diplôme

Master

En AUTOMATIQUE

Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle

Thème

**Contrôle Adaptatif à Modèle de Référence
du Convertisseur BUCK-Moteur DC Basée
sur Théorie de LYAPUNOV et la Règle MIT**

Présenté par

Mr. Ouaisa Mohamed Abderraouf

Mr. Zaknoute Mohamed

Jury :

Mr. BLAIFI Sid Ali	UDBKM	Président
Mr. TIDJANI Naoual	UDBKM.	Examineur
Mr. CHOUYA Ahmed	UDBKM	Encadrant

Année Universitaire 2022/2023

Dédicace

À Dieu le Tout-Puissant, j'ai achevé la réalisation de ce modeste travail et je tiens à le dédier chaleureusement à :

Ma mère chérie et mon père, qui m'ont encouragé et soutenu tout au long de mes études. Leur patience est une bénédiction divine, que Dieu les protège et les garde pour moi.

À ma adorable sœur et mon frère, qui ont toujours été présents et m'ont soutenu dans toutes mes entreprises

*Au professeur encadreur, **M. Chouya Ahmed**, qui a été d'un soutien et d'une assistance inestimables pour mener à bien ce travail. Je lui suis reconnaissant pour sa guidance et son expertise.*

À mon collègue dans le mémorandum, Zaknoune Mohamed, pour notre collaboration fructueuse et nos échanges constructifs.

À mes très chers amis et camarades, tout particulièrement le groupe AII promo 2023 pour tous les moments d'échange, de débat et d'encouragement. Leur amitié est précieuse et je leur suis reconnaissant.

À ma famille, qui m'a soutenu et encouragé tout au long de mon parcours. Leur amour et leur soutien ont été indispensables pour atteindre mes objectifs.

Que Dieu bénisse toutes les personnes mentionnées ici et leur accorde bonheur et réussite dans toutes leurs entreprises.



O. Abderraouf

Dédicace

À Dieu le Tout-Puissant, j'ai achevé la réalisation de ce modeste travail et je tiens à le dédier chaleureusement à :

Ma mère chérie et mon père, qui m'ont encouragé et soutenu tout au long de mes études. Leur patience est une bénédiction divine, que Dieu les protège et les garde pour moi.

*Au professeur encadreur, **M. Chouya Ahmed**, qui a été d'un soutien et d'une assistance inestimables pour mener à bien ce travail. Je lui suis reconnaissant pour sa guidance et son expertise.*

À mon collègue dans le mémorandum, Ouaisa Abdraouf, pour notre collaboration fructueuse et nos échanges constructifs.

À mes adorables sœurs, qui ont toujours été présents et m'ont soutenu dans toutes mes entreprises.

À mes très chers amis et camarades, pour tous les moments d'échange, de débat et d'encouragement. Leur amitié est précieuse et je leur suis reconnaissant.

À ma famille, qui m'a soutenu et encouragé tout au long de mon parcours. Leur amour et leur soutien ont été indispensables pour atteindre mes objectifs.

Que Dieu bénisse toutes les personnes mentionnées ici et leur accorde bonheur et réussite dans toutes leurs entreprises.



Z. Mohamed

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement "ALLAH" le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous aimerions exprimer notre gratitude et notre sincères remerciements Mr.CHOUYA AHMED qui nous a fait l'honneur d'être notre encadrant, et pour son suivi rigoureux au quotidien, pour ses conseils et sa disponibilité.

Nos respects et notre gratitude vont également aux membres du jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et les enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de cycle universitaire.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Enfin, et bien avant tout, que notre chers parents et familles, trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères et les plus profonds en reconnaissance de leurs sacrifices, aides, soutien et encouragement afin de nous assurer cette formation de Master dans les meilleures conditions.

Résumé

Dans cette mémoire, notre objectif principal est de réguler la vitesse du moteur. Pour atteindre cet objectif, notre travail consiste à appliquer la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) pour un convertisseur Buck-moteur à courant continu avec l'utilisation de la théorie de LYAPUNOV et la règle MIT. Cette approche nous permet de concevoir les lois de commande nécessaires pour ajuster et réguler la vitesse du moteur de manière précise.

Mots clés : Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), Massachusetts Institute of Technology (MIT), Commande Adaptative à Modèle de Référence (MRAC), PI, Feed Forward (FW), Feed-Back (FB), LYAPUNOV.

ملخص

في هذه المذكرة، هدفنا الرئيسي هو تنظيم سرعة المحرك. لتحقيق هذا الهدف، يتضمن عملنا تطبيق السيطرة التكيفية بناءً على نموذج المرجع على محول مخفض Buck-محرك تيار مستمر بالاستعانة بنظرية Lyapunov وقانون معهد ماساتشوستس للتكنولوجيا MIT. تسمح لنا هذا النهج بتصميم قوانين التحكم اللازمة لضبط وتنظيم سرعة المحرك بدقة.

الكلمات الرئيسية :
نموذج النبض الواسع ؛ قانون معهد ماساتشوستس للتكنولوجيا ؛ التحكم التكيفي للنموذج المرجعي؛ التكامل و التناسب ؛ الرجوع العكسي ؛ التقدم للامام ؛ لياپونوف Lyapunov

Abstract

In this memoir, our main objective is to regulate the motor speed. To achieve this goal, our work involves applying the Model Reference Adaptive Control (MRAC) to a Buck-DC motor converter using the Lyapunov theory and the MIT rule. This approach enables us to design the necessary control laws to accurately adjust and regulate the motor speed.

Keywords : Pulse Width Modulation (PWM), Massachusetts Institute of technology (MIT), Control Adaptive to Reference Model (MRAC), proportional integrator (PI), Feed Forward (FW), Feed Back (FB), Lyapunov.

Table des matières

Dédicace	I
Remerciements	III
Résumé	IV
Liste des figures	VIII
Liste des tableaux	X
Liste des Notations et Abréviations	XI
Introduction générale	1
Introduction	1
Chapitre 1: Généralité sur le convertisseur Buck et moteur DC	2
1.1 introduction	2
1.2 Définition	2
1.3 Constitution de la machine à courant continu	3
1.3.1 stator	3
1.3.2 Rotor	5
1.3.3 Collecteur	6
1.3.4 Balais	6
1.4 Modélisation d'un moteur à courant continu	7
1.5 Présentation Générale sur les Convertisseurs	8

1.5.1	Interrupteurs à Semi-Conducteur	8
1.6	Convertisseurs Statiques	10
1.6.1	Convertisseur DC–DC(hacheur)	10
1.6.2	Différents Types des Hacheurs	10
1.7	Convertisseur Buck	11
1.7.1	Définition	11
1.7.2	Principe de fonctionnement	11
1.7.3	Modélisation d’un convertisseur Buck	12
1.8	Modèle de convertisseur Buck avec moteur à courant continu	14
1.9	Conclusion	15
Chapitre 2: Commande adaptative référence de convertisseur Buck-Moteur DC		16
2.1	introduction	16
2.2	Généralités de la commande adaptative	16
2.2.1	historique de la commande adaptative	16
2.2.2	Description de la Commande adaptative	17
2.2.3	Classification des Approches de la Commande Adaptative	18
2.2.4	Objectif de la commande	19
2.3	commande adaptative à modèle de référence	19
2.3.1	Principe générale de la commande adaptative d’un modèle de référence	19
2.3.2	Commande MRAC basée sur la règle MIT	21
2.3.3	Application du modèle de convertisseur Buck-moteur DC	22
2.4	Régulateurs Situés en Feed Forward et Feed Back	23
2.5	Généralité sur le régulateurs PI	28
2.5.1	Description du régulateurs PI	28
2.6	Régulateur PI situé en Chaine Directe	28
2.7	Commande MRAC basée sur la méthode de LYAPUNOV	33
2.7.1	Fonction de LYAPUNOV	33
2.7.2	Application au modèle de convertisseur Buck pour moteur à courant continu	34

2.8 Conclusion	37
Chapitre 3: Simulations et Résultats	38
3.1 Introduction	38
3.2 Paramètres de simulation	38
3.3 Simulation Régulateurs Situés en LYAPUNOV	40
3.3.1 Résultat de simulation	42
3.4 Simulation Régulateurs Situés en Feed Forward et Feed Back	44
3.4.1 Résultat de simulation	46
3.5 Simulation du régulateur PI Situé en Chaine Directe	49
3.5.1 Résultat de simulation	51
3.6 Conclusion	53
Conclusion	54
References	57

Liste des figures

1.1	Fonctionnement de la machine à courant continu	2
1.2	Constitution du moteur à courant continu	3
1.3	Polarités magnétiques de la MCC à 6 pôles.	4
1.4	Modèle équivalent de l'inducteur	4
1.5	Induit et son enrôlement	5
1.6	Modèle équivalent de l'induit	5
1.7	Moteur DC	7
1.8	Diode	8
1.9	Structure d'un Transistor	9
1.10	Structure d'un MOSFET.	9
1.11	Schéma du convertisseur Buck	11
1.12	Schéma équivalent S_n est fermée	12
1.13	Schéma équivalent S_n est ouvert	13
1.14	Modèle convertisseur Buck-moteur DC	14
2.1	Principe du système de commande adaptative	17
2.2	Schéma bloc d'une Commande directe	18
2.3	Schéma bloc d'une commande adaptative indirecte.	18
2.4	Schéma de commande adaptative avec modèle de référence	19
2.5	Régulateurs situé en feed forward et feed-back	23
2.6	Diagramme bloc en boucle fermée	24

2.7	Schéma Simulink du régulateur de vitesse en boucle fermée	27
2.8	Régulateur PI situé en chaine directe	28
2.9	Diagramme bloc en boucle fermée du régulateur PI	29
2.10	Bloc simulink de régulateur PI de vitesse en boucle fermée	33
3.1	Schéma bloc de la simulink de théorie de LYAPUNOV	39
3.2	Schéma bloc simulink	40
3.3	Loi de commande Lyapunov	41
3.4	Allure de vitesse avec la fonction de LYAPUNOV	42
3.5	Erreur de la vitesse avec la fonction de LYAPUNOV	43
3.6	Schéma bloc simulink de régulateur FW et FB	44
3.7	Schéma simulink régulateur FW et FB	45
3.8	Allure de vitesse pour régulateur situé en FW et FB	46
3.9	Erreur de la vitesse pour régulateur situé en FW et FB	47
3.10	Allure de ϑ	47
3.11	Allure de θ	48
3.12	Modèle Simulink du régulateur PI	49
3.13	Schéma bloc simulation de régulateur PI	50
3.14	Allure de vitesse pour régulateur PI	51
3.15	Erreur de la vitesse pour régulateur PI	52
3.16	Allure de θ_1	52
3.17	Allure de θ_2	53
3.18	Bloc Simulink de convertisseur Buck- moteur DC	55
3.19	Bloc simulink de MLI	56



Liste des tableaux

3.1 Paramètres de la simulation 38

Liste des Notations et Abréviations

Liste des Notations

e_M	Force contre-électromotrice (FCEM) du moteur DC
i	Courant
i_M	Courant du moteur DC
E	Tension d'entrée du convertisseur Buck
R_M	Résistance interne du moteur à courant continu
R	Résistance d'induit
L_M	Inductance interne du moteur à courant continu
L	Inductance de l'inducteur du convertisseur Buck
K_e	Constante de vitesse électromotrice du moteur à courant continu
ω	Vitesse angulaire du moteur à courant continu
α	Coefficient de conversion (facteur d'efficacité) du convertisseur Buck
K_M	Constante de couple du moteur à courant continu
J	Inertie du rotor du moteur à courant continu
f_v	Coefficient de frottement
T_l	Couple de charge appliqué au moteur à courant continu
λ_1, λ_2	Paramètres de gain pour le contrôleur
s	Variable de Laplace
G_{BF}	Fonction de transfert en boucle fermée du système
ω_{ref}	Valeur de référence de la vitesse angulaire
ω_m	Vitesse angulaire mesurée
e	Erreur de suivi de la vitesse angulaire ($e = \omega_{ref} - \omega_m$)
θ	Paramètre de gain de rétroaction

Liste des Abréviations

<i>DC</i>	Courant Continu
<i>MIT</i>	Massachusetts Institute of Technology
<i>MRAC</i>	Commande Adaptative à Modèle de Référence
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>PI</i>	Régulateur Proportionnel- Intégral
<i>FW</i>	Feed Forward
<i>FB</i>	Feed-Back
<i>FMM</i>	Force Magnéto-Motrice
<i>FCEM</i>	Force Contre-Electro-Motrice

Introduction Générale

L'industrie et les transports exigent de plus en plus des systèmes de vitesse à variation continue avec flexibilité et précision.

En fait, la majorité des moteurs tournent à vitesse constante. Pour réguler la vitesse des équipements de traitement, divers dispositifs mécaniques sont utilisés depuis longtemps. Aujourd'hui, nous utilisons des variateurs de vitesse électroniques. Pour les applications industrielles nécessitant une régulation précise de la vitesse, les moteurs à courant continu contrôlés par des variateurs de vitesse électroniques à semi-conducteurs ont d'abord été utilisés. Cette technique consiste à faire varier la vitesse proportionnellement à la tension.

Le raccordement des moteurs à courant continu sur un même type de réseau se faisait avec un convertisseur statique "hacheur" qui permettait de faire varier la tension moyenne aux bornes de l'induit jusqu'à ces dernières années. Ainsi, les moteurs à courant continu, qui sont essentiellement des machines à vitesse variable, sont largement utilisés.

Dans ce mémoire, on expose une commande adaptative pour la régulation de vitesse de la machine à courant continu avec un convertisseur Buck "hacheur", en utilisant la méthode MRAC, basée sur la technique LYAPUNOV et MIT. Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule autour de trois chapitres :

le premier chapitre, nous avons donné généralité sur les moteur à courant continu et le convertisseur Buck avec son modélisation.

Le deuxième chapitre expose la commande adaptative et méthode MRAC ensuite la modélisation de notre système avec de la règle MIT et la fonction de LYAPUNOV.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation de la commande adaptative MRAC d'un convertisseur Buck avec moteur DC.

Enfin, une conclusion générale et plusieurs recommandations sont données à la fin de cet mémoire

Chapitre **1**

Généralité sur le convertisseur Buck et moteur DC

1.1 introduction

L'objectif de ce chapitre est de faire une étude générale sur le moteur à courant continu et le convertisseur Buck. Dans un premier temps, nous allons étudier les généralités sur le moteur à courant continu représenté par les constitutions et différents types de machines à courant continue . Ensuite, on parle sur les composants de ce convertisseur, puis sur le principe de fonctionnement et de la modélisation , à la fin nous allons faire un modélisation sur le modèle (convertisseur Buck-moteur DC)

1.2 Définition

Le moteur à courant continu est une machine électrique qui transforme l'énergie électrique continue en énergie mécanique. Il agit comme un convertisseur électromécanique d'énergie en convertissant l'électricité en mouvement

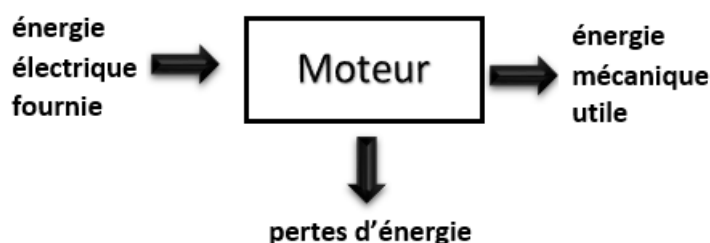


FIGURE 1.1 – Fonctionnement de la machine à courant continu

1.3 Constitution de la machine à courant continu

Une machine à courant continu comprend quatre parties principales :

- Partie fixe appelé stator ou inducteur.
- Partie mobile appelé rotor ou induit.
- une liaison rotor-éléments extérieurs à la machine appelée collecteur.
- Les balais sont des pièces de graphite qui sont en contact avec les enroulements de rotor du moteur

Voire les figures suivantes, représentes les parties constituant un moteur.[1]

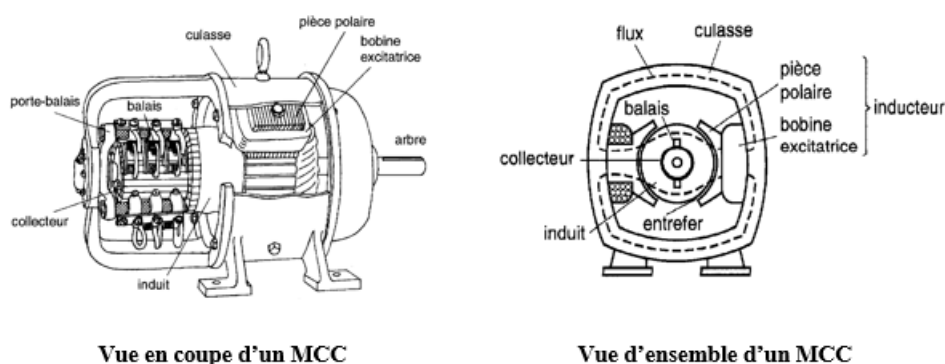


FIGURE 1.2 – Constitution du moteur à courant continu

1.3.1 stator

Le composant appelé inducteur ou champ électromagnétique est responsable de la production du flux magnétique dans les machines. Il est constitué d'un électro-aimant qui génère la force magnétomotrice (FMM) nécessaire pour produire le flux dans les machines bipolaires à deux pôles. Les machines bipolaires possèdent deux bobines excitatrices qui sont portées par deux pièces polaires montées à l'intérieur d'une culasse. La culasse est généralement fabriquée en fonte, tandis que les pièces polaires sont fabriquées à partir de tôles d'acier doux.[1]

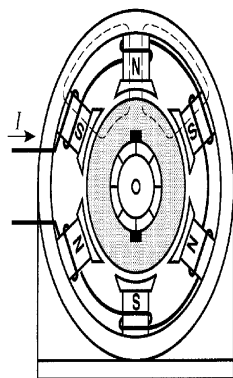


FIGURE 1.3 – Polarités magnétiques de la MCC à 6 pôles.

Modèle électrique

On peut donner un modèle électrique équivalent de l'inducteur[2]

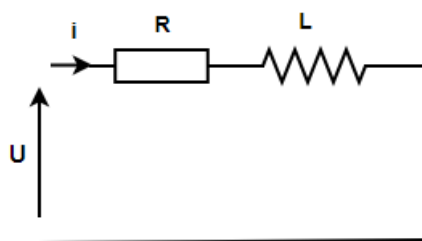


FIGURE 1.4 – Modèle équivalent de l'inducteur

Équation différentielle

Après la loi d'Ohm :

$$U = L \frac{di}{dt} + Ri \quad (1.1)$$

Avec :

- **U** : tension d'alimentation en volts[V].
- **R** : résistance de la bobine en ohms[W]
- **L** : inductance en Henri [H].
- **i** : courant dans l'inducteur en ampères[A]

Cette équation montre que la tension d'alimentation va produire un courant dans l'inducteur qui sera influencé à la fois par la résistance et l'inductance de la bobine. Plus précisément, l'inductance de la bobine a tendance à ralentir la variation du courant, tandis que la résistance de la bobine génère une chute de tension qui s'oppose au courant.

1.3.2 Rotor

L'induit est constitué d'un ensemble de bobines identiques disposées uniformément autour d'un noyau cylindrique. Il est fixé sur un arbre et tourne entre les pôles de l'inducteur. Le noyau est composé d'un assemblage de tôles isolées les unes des autres par un matériau isolant tel que le mica. Il possède également des encoches destinées à accueillir les conducteurs des bobines.[1]

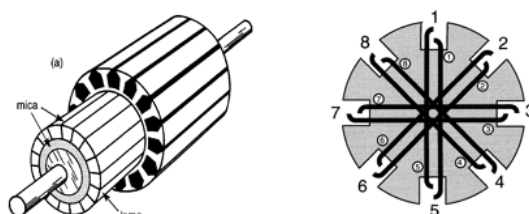


FIGURE 1.5 – Induit et son enrôlement

Modèle électrique

On peut donner un modèle électrique équivalent de l'induit[3]

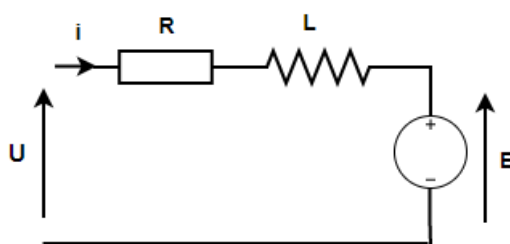


FIGURE 1.6 – Modèle équivalent de l'induit

L'équation différentielle

Après la loi d'Ohm :

$$U = L \frac{di}{dt} + Ri + E \quad (1.2)$$

Avec :

- **E** : force électromotrice en volts[V].
- **U** : tension d'alimentation en volts[V].
- **R** : résistance de la bobine en ohms[W].
- **L** : inductance en Henri [H].
- **i** : courant dans l'inducteur en ampère[A]

Cette équation montre que la tension d'alimentation va produire un courant dans le circuit qui sera influencé à la fois par la force électromotrice et par la résistance et l'inductance de la bobine. Plus précisément, l'inductance de la bobine a tendance à ralentir la variation du courant, tandis que la résistance de la bobine génère une chute de tension qui s'oppose au courant. La force électromotrice, quant à elle, tend à générer un courant dans la bobine dans une direction opposée à celle du courant induit par la tension d'alimentation.

1.3.3 Collecteur

Collecteur : Le collecteur est un composant crucial des moteurs à courant continu. Il se compose de segments en cuivre reliés à l'axe du moteur, qui tournent avec ce dernier et sont en contact avec des balais de charbon. Lorsque le moteur est alimenté en courant continu, l'électricité circule dans les enroulements du stator, créant un champ magnétique qui attire les aimants du rotor. Cela entraîne la rotation du rotor et des segments de cuivre du collecteur.

1.3.4 Balais

Balais : Les balais de charbon sont un élément clé du système de commutation électrique des moteurs à courant continu. Ils assurent la connexion entre l'alimentation électrique et le rotor, et permettent également la commutation du courant électrique entre les différents enroulements du rotor. Lorsque le rotor est en rotation, les balais de charbon frottent contre les segments de cuivre du collecteur, permettant ainsi à l'électricité de circuler dans les enroulements du rotor. Les balais de charbon sont conçus pour résister à l'usure due à ce frottement constant, mais ils finissent par s'user avec le temps. L'usure des balais de charbon peut causer des dysfonctionnements dans le fonctionnement du moteur.

1.4 Modélisation d'un moteur à courant continu

Selon le schéma de la figure 1.7 un moteur électrique à courant continu est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques.

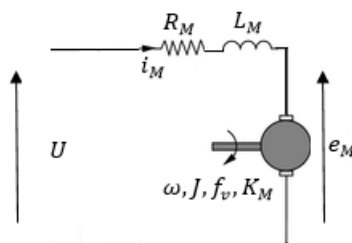


FIGURE 1.7 – Moteur DC

Après la loi de Newton, combiné à des lois de KIRCHHOFF, on peut écrire les équations différentielles de premiers ordres suivantes :

$$L_M \frac{di}{dt} + R_M i_M = U - e_M \quad (1.3)$$

La force contre électromotrice e_M s'exprime par :

$$e_M = K_M \omega$$

où K_M est la constante de vitesse qui est fonction de l'excitation et ω est la vitesse angulaire du rotor. En remplacer e_M dans 1.3 conduit à :

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_M}{L_M} i_M - \frac{K_M}{L_M} \omega + \frac{U}{L_M} \quad (1.4)$$

En appliquant la deuxième loi de Newton, qui s'applique au mouvement de rotation d'un solide, à l'induit d'un moteur, on peut écrire :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C - C_f - C_r \quad (1.5)$$

J c'est Moment d'inertie de l'axe du rotor , le couple électromagnétique développé par l'arbre d'un moteur, noté C et exprimé en N.m dépend directement du courant selon la relation suivante :

$$C = K_M i_M \quad (1.6)$$

C_r est le couple de charge selon l'équation suivante :

$$C_r = T_l \quad (1.7)$$

Le couple des frottements visqueux, noté C_f et exprimé en N.m, dépend directement de la vitesse selon l'équation suivante :

$$C_f = f_v \omega \quad (1.8)$$

En remplacer (1.6),(1.7) et (1.8) dans (1.5) :

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{f_v}{J} \omega + \frac{K_M}{J} i_M - \frac{1}{J} T_l \quad (1.9)$$

1.5 Présentation Générale sur les Convertisseurs

L'électronique de puissance est une branche du génie électrique qui se concentre sur la modification de la forme de l'énergie électrique. Elle fait appel à des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Les avancées dans ces composants et leur application ont conféré à l'électronique de puissance une importance significative dans le domaine de l'électricité industrielle.

1.5.1 Interrupteurs à Semi-Conducteur

L'étude des composants de puissance à semi-conducteur est une discipline à part entière. La physique des semi-conducteurs n'est pas le but de ce paragraphe, nous allons décrire simplement les principales caractéristiques externes des composants. Ils peuvent être classés en trois groupes :

- les diodes, composants non commandables, où les état ON et OFF dépendent des grandeurs électriques du circuit.
- les thyristors, composants commandables uniquement à l'amorçage (passage de l'état OFF à l'état ON).
- es interrupteurs entièrement commandables : les transistors bipolaires (BJT), les transistors à effet de champ à grille isolée (MOSFET), les transistors hybrides des deux premiers (IGBT), le thyristor commandé à l'ouverture (GTO)[4].

Diode

La diode est un composant électronique qui agit comme une valve, permettant le passage du courant électrique dans un seul sens. Elle est utilisée pour le redressement du courant alternatif en courant continu, la protection contre les inversions de polarité et la modulation de signal.

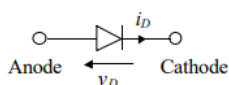


FIGURE 1.8 – Diode

Transistor

Le transistor est un composant électronique qui fonctionne comme un interrupteur ou un amplificateur de signaux électriques. Il est constitué de trois électrodes actives : la base (ou la grille), l'émetteur et le collecteur (ou le drain). Le transistor permet de contrôler le courant ou la tension à travers l'électrode de sortie en utilisant un signal appliqué à l'électrode d'entrée. Il joue un rôle essentiel dans l'amplification des signaux, la commutation des circuits et la régulation des courants dans de nombreuses applications électroniques.

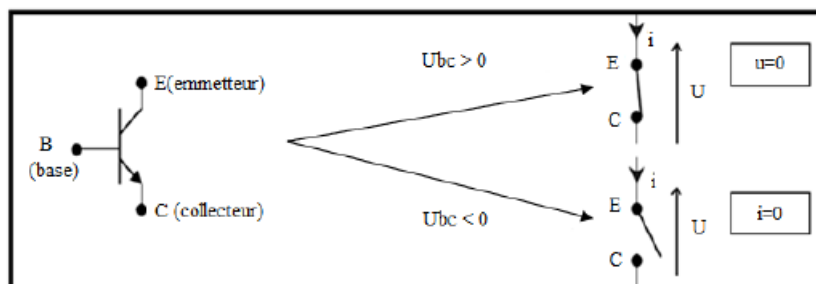


FIGURE 1.9 – Structure d'un Transistor

MOSFET

Le MOSFET (Transistor à Effet de Champ à Structure Métal-Oxyde-Semi-conducteur) est un type de transistor à effet de champ utilisé dans de nombreuses applications électroniques. Il contrôle le courant en modulant la conductivité d'un canal semi-conducteur à l'aide d'un signal appliqué sur son électrode de grille. Le MOSFET est largement utilisé dans les circuits intégrés numériques avec la technologie CMOS et dans l'électronique de puissance en raison de sa faible résistance et de sa capacité de commutation rapide. On distingue les MOSFET à enrichissement, qui nécessitent une polarisation de grille, et les MOSFET à appauvrissement, qui sont conducteurs par défaut en l'absence de polarisation de grille.

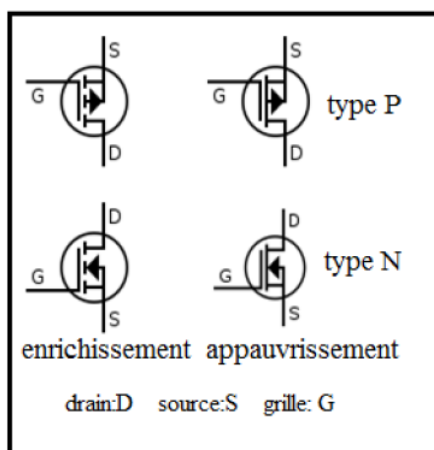


FIGURE 1.10 – Structure d'un MOSFET.

1.6 Convertisseurs Statiques

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc.... Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques.[5] On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

- Continu / Continu \Rightarrow Hacheur
- Continu / Alternatif \Rightarrow Onduleur
- Alternatif / Alternatif \Rightarrow Gradateur
- Alternatif / Continu \Rightarrow Redresseur

1.6.1 Convertisseur DC-DC(hacheur)

Un convertisseur DC-DC (de l'anglais "Direct Current to Direct Current") est un dispositif électronique qui permet de convertir une tension continue (DC) d'un niveau donné en une autre tension continue de niveau différent.[6]

1.6.2 Différents Types des Hacheurs

Il existe plusieurs types d'hacheurs, nous citons dans la partie suivante quelques types qui servent à notre étude[5] :

- **Convertisseur Boost** : Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.
- **Convertisseur Buck** : 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.
- **Convertisseur Buck-Boost** : Un convertisseur Buck-Boost contient une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse.

1.7 Convertisseur Buck

1.7.1 Définition

Un convertisseur Buck est un type de convertisseur DC-DC utilisé pour abaisser la tension d'entrée à une tension de sortie inférieure et régulée. Il fonctionne en utilisant un interrupteur de puissance, généralement un transistor MOSFET, pour connecter et déconnecter rapidement une inductance en série avec la charge, de sorte que la tension d'entrée soit abaissée à la tension de sortie désirée

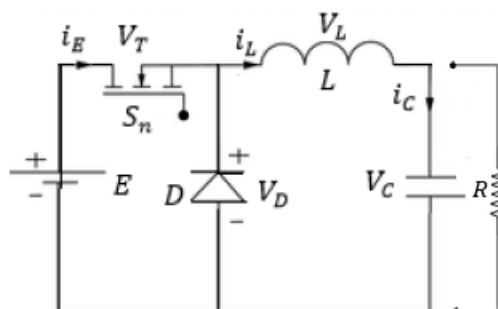


FIGURE 1.11 – Schéma du convertisseur Buck

1.7.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du convertisseur Buck peut être décrit par les étapes suivantes :

- 1 Le transistor MOSFET est passant, permettant au courant de circuler dans l'inductance et la charge. L'énergie est stockée dans l'inductance sous forme de champ magnétique.
- 2 Le transistor MOSFET est bloqué, ce qui provoque l'arrêt du courant dans l'inductance. L'énergie stockée dans l'inductance est libérée sous forme de tension inverse, qui s'ajoute à la tension de sortie. La tension de sortie est donc supérieure à la tension d'entrée.
- 3 Le cycle se répète, le transistor MOSFET est à nouveau passant, le courant circule dans l'inductance et la charge, stockant de l'énergie dans l'inductance. Puis, le transistor MOSFET est bloqué, le courant cesse de circuler dans l'inductance et l'énergie stockée dans celle-ci est libérée, abaissant la tension à la tension de sortie désirée.

Le taux de régulation de la tension de sortie est déterminé par la fréquence de commutation du transistor MOSFET, la valeur de l'inductance et la valeur de la capacité de sortie. En général, une fréquence de commutation plus élevée permet une régulation plus précise, mais peut également augmenter les pertes de commutation

1.7.3 Modélisation d'un convertisseur Buck

Modèle mathématique

Dans le mode de conduction continu, il existe deux configurations selon l'état de commutateur S_n . 1^{er} cas le commutateur S_n est fermée :

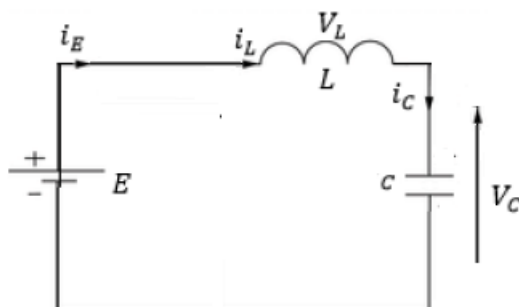


FIGURE 1.12 – Schéma équivalent S_n est fermée

On applique la loi de maille sur le circuit ; on aura l'équation suivante :

$$E - V_c = V_L \quad (1.10)$$

On a :

$$i_L = L \frac{di_L}{dt}$$

En remplace i_L dans (1.10) :

$$L \frac{di_L}{dt} = E - V_c \quad (1.11)$$

En dérivant l'équation précédente sur L , on peut obtenir l'expression du comportement dynamique du circuit :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}E - \frac{1}{L}V_c \quad (1.12)$$

Pour V_c lorsque on applique la loi des nœuds sur le circuit la figure 1.12 on aura l'équation suivante :

$$i_c = i_L = i \quad (1.13)$$

On a :

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt}$$

On remplace i_c dans (1.13)

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_L \quad (1.14)$$

On divise cette équation sur C le comportement dynamique du circuit est alors donné par :

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L \quad (1.15)$$

Deuxième le commutateur S_n est ouvert :

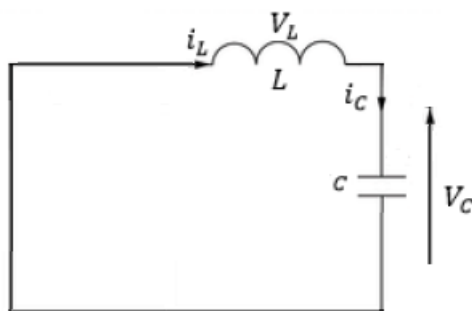


FIGURE 1.13 – Schéma équivalent S_n est ouvert

On applique la loi des mailles sur le circuit ; on obtient :

$$V_L = -V_c \quad (1.16)$$

On a :

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_c \quad (1.17)$$

On divise l'équation (1.17) sur L :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} V_c \quad (1.18)$$

1.8 Modèle de convertisseur Buck avec moteur à courant continu

Définition

Un modèle de convertisseur Buck-moteur DC est une représentation mathématique d'un système qui comprend un moteur DC et un convertisseur Buck connecté en série. Le convertisseur Buck est un type de convertisseur DC-DC qui abaisse la tension d'entrée à une tension de sortie plus basse. La combinaison du moteur DC et du convertisseur Buck est couramment utilisée dans de nombreuses applications telles que les véhicules électriques, la robotique et les systèmes d'énergie renouvelable.

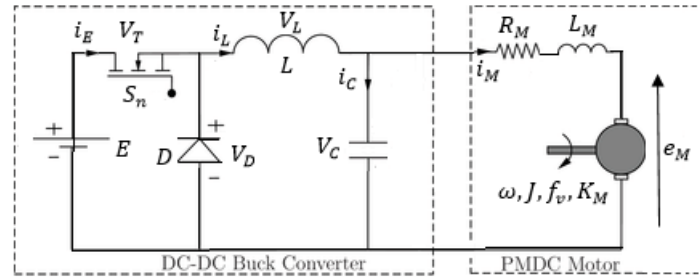


FIGURE 1.14 – Modèle convertisseur Buck-moteur DC

En utilisant les lois de KIRCHHOFF et la deuxième loi de mécanique de Newton sur la figure 1.14, nous obtenons le modèle moyen suivant de la système :

$$L \frac{di_L}{dt} = \alpha E - V_M \quad (1.19)$$

$$i_L = c \frac{dV_M}{dt} + i_M \Rightarrow c \frac{dV_M}{dt} = i_L - i_M \quad (1.20)$$

Cette équation décrit la relation entre le courant i_L dans l'inductance L et le courant i_M qui circule dans le moteur. Elle implique que le courant i_L est constitué du courant de charge et de décharge du condensateur du convertisseur Buck, ainsi que du courant du moteur i_M .

$$L_M \frac{di_M}{dt} = V_M - R_M i_M - K_e \omega \quad (1.21)$$

Cette équation décrit la relation entre le courant i_M qui circule dans le moteur et la tension V_M appliquée au convertisseur Buck. Elle indique que le courant i_M est constitué de la tension appliquée V_M , de la résistance interne du moteur R_M et de la constante de force contre-électromotrice (FCEM) $K_e \omega$.

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_M i_M - f_v \omega - T_l \quad (1.22)$$

Cette équation décrit la relation entre la vitesse angulaire ω du moteur et la charge mécanique T_l appliquée au moteur. Elle implique que la vitesse angulaire ω est fonction du courant du

moteur i_M , de l'inertie du rotor J , de la constante de couple K_M et des pertes par frottement $f_v \omega$.

Après équation (1.20) $i_M = i_L = i$

Ainsi, à partir de la somme de (1.19) et , (1.21) on peut écrire, comme suit :

$$(L_M + L) \frac{di}{dt} = \alpha E - R_M i_M - K_e \omega \quad (1.23)$$

En dérivant l'équation précédente sur $(L_M + L)$, on peut obtenir :

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_M}{L_M + L} i_M - \frac{K_e}{L_M + L} \omega + \frac{E}{L_M + L} \alpha \quad (1.24)$$

En dérivant l'équation 1.22 sur J , on peut obtenir :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{K_M}{J} i - \frac{f_v}{J} \omega - \frac{T_l}{J} \quad (1.25)$$

Équations représentent le modèle dynamique complet d'un moteur à courant continu avec un convertisseur Buck.,

$$\begin{cases} \dot{i} = -\frac{R_M}{L_M + L} i - \frac{K_e}{L_M + L} \omega + \frac{E}{L_M + L} \alpha \\ \dot{\omega} = \frac{K_M}{J} i - \frac{f_v}{J} \omega - \frac{T_l}{J} \end{cases} \quad (1.26)$$

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la généralités sur le moteur et le convertisseur Buck ainsi que leurs principes de fonctionnement. Nous avons faire la modélisation de noter modèle (convertisseur Buck – moteur DC) cette étape est très nécessaire pour la commande de système. Dans le chapitre suivant, on va faire une étude sur la commande adaptative avec deux méthodes , la règle de M.I.T et la technique basé sur la fonction LYAPUNOV , Ce sera le but de notre travail dans la suite de cet mémoire .

Chapitre 2

Commande adaptative référence de convertisseur Buck-Moteur DC

2.1 introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'application de la commande adaptative, on donne l'historique, la description, la classification et l'objectif de la commande adaptative. Après, on va parler sur la commande adaptative à modèle de référence (MRAC), Ensuite, nous expliquons la technique de LYAPUNOV, la règle de MIT et application mathématiques de ces méthodes avec des exemples SIMULINK.

2.2 Généralités de la commande adaptative

2.2.1 historique de la commande adaptative

La commande adaptative des systèmes linéaires à paramètres inconnus a été résolue dans les années 1970 et 1980 en utilisant différentes techniques. Par la suite, à la fin des années 1980, la commande adaptative des systèmes non linéaires a connu un développement important grâce à la première version de la linéarisation entrée-sortie adaptative. Plus tard, une nouvelle méthode systématique de conception des contrôleurs adaptatifs a été proposée par PETER KOKOTOVIĆ, IOANNIS KANELLAKOPOULOS et MIROSLAV KRSTIĆ, dans laquelle la technique de "Backstepping" est introduite pour les systèmes triangulaires non linéaires paramétrés. En 1999, de nouveaux algorithmes prometteurs ont été développés en combinant des observateurs et des commandes en mode glissant.[8]

2.2.2 Description de la Commande adaptative

Le contrôle adaptatif est un composant très important des applications industrielles, et comme son nom l'indique, le contrôle adaptatif repose sur le réglage en ligne des paramètres du régulateur. Selon les commandes utilisées, les méthodes de réglage adoptées et les types de systèmes à commander, diverses stratégies de commandes adaptatives ont été développées et appliquées dans différents domaines. Toutes ces stratégies se basent sur le principe général des systèmes de commande adaptative, comme illustré dans la figure 2.1.[8]

Le système de commande adaptative mesure les performances du système à commander et les compare aux performances désirées. L'écart entre les performances désirées et les performances réelles est traité par un mécanisme d'adaptation. La sortie du mécanisme d'adaptation agit soit sur les paramètres du régulateur, soit directement sur le signal de commande pour modifier les performances du système de manière appropriée. Il est important de noter que le système de commande adaptative doit comprendre deux boucles : une boucle interne constituée du processus et de son régulateur, qui est utilisée pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations sur les variables à réguler et une boucle externe, appelée boucle d'adaptation, constituée du mécanisme d'adaptation qui ajuste en ligne les paramètres du régulateur pour prendre en charge les perturbations agissant sur la dynamique du processus[9].

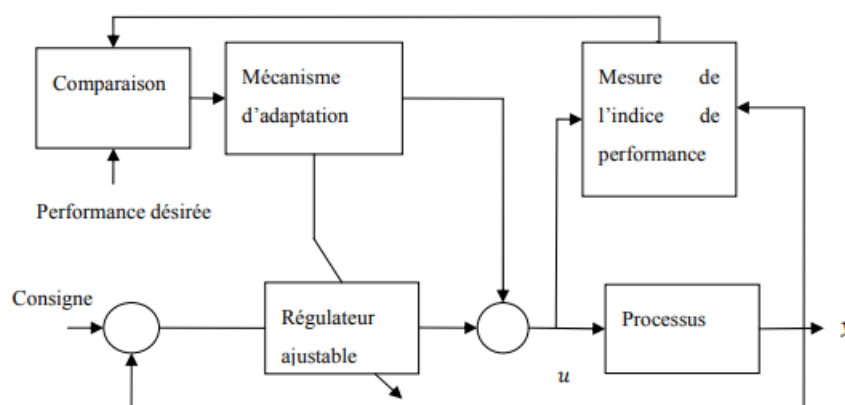


FIGURE 2.1 – Principe du système de commande adaptative

2.2.3 Classification des Approches de la Commande Adaptative

Les approches de commande adaptative peuvent être classées en deux classes[5] :

- Commande adaptative directe (Direct adaptive control) :

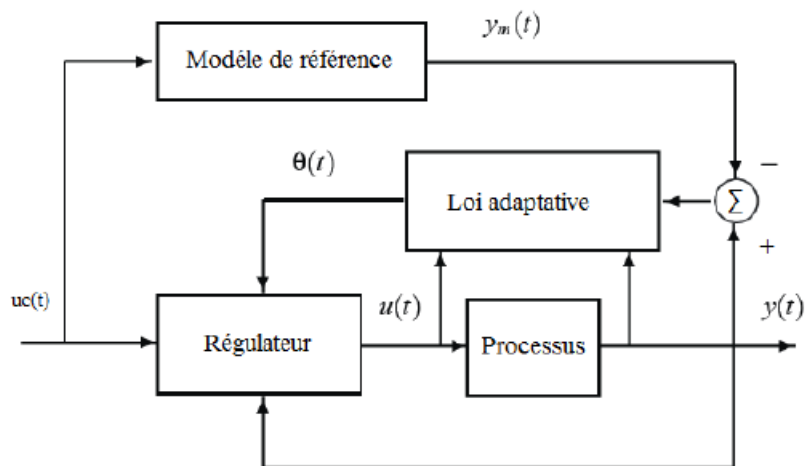


FIGURE 2.2 – Schéma bloc d'une Commande directe

- Commande adaptative indirecte(indirect adaptive control) :

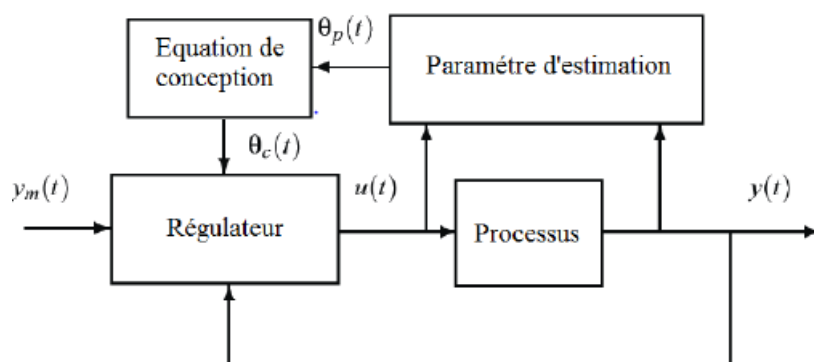


FIGURE 2.3 – Schéma bloc d'une commande adaptative indirecte.

Il existe principalement quatre types d'approches de commande adaptatives :

- 1 Commande par gain programmé (Gain scheduling).
- 2 Commande adaptative à Modèle de Référence (MRAC).
- 3 Contrôleurs auto-ajustable (Self-Tuning).
- 4 Commande duale(Dual control).

2.2.4 Objectif de la commande

- Calcul et ajustement des paramètres du régulateur.
- Maintenir les indices des performances en présence des perturbations paramétriques.
- Ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs.
- Réaliser un niveau continu des performances quand les paramètres du système à commander varient dans le temps.[10]

2.3 commande adaptative à modèle de référence

définition :

La commande adaptative à modèle de référence (MRAC : Model Reference Adaptive Control) est une commande adaptative les plus connus. Cette approche de commande a été originellement proposée pour résoudre un problème dans lequel les spécifications de performances sont données en termes d'un modèle de référence. Ce dernier donne une indication sur comment la sortie du système doit idéalement répondre à un signal de commande. Son principe de base consiste à adapter les paramètres du contrôleur en fonction de l'erreur entre le système et le modèle de référence [11]

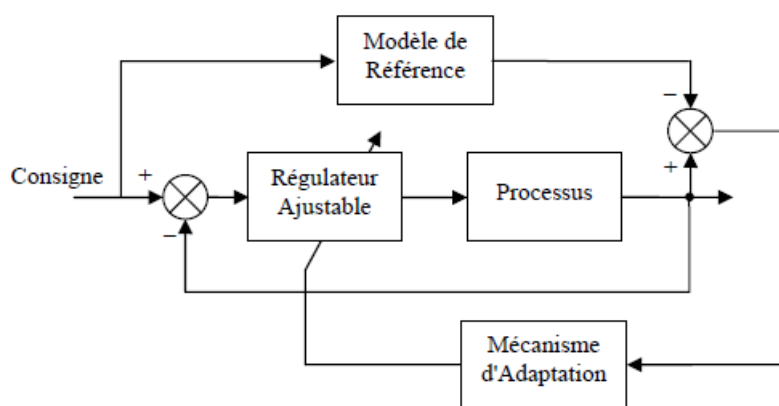


FIGURE 2.4 – Schéma de commande adaptative avec modèle de référence

2.3.1 Principe générale de la commande adaptative d'un modèle de référence

L'approche de commande adaptative directe à modèle de référence est très populaire pour la régulation, car elle permet de spécifier les performances souhaitées dans un modèle de référence qui peut être fermé en boucle en utilisant un correcteur. Le modèle de référence donne des indications sur la réponse idéale du système à un signal de commande donné. Cette technique implique l'estimation et l'ajustement directs des paramètres du régulateur en fonction de l'écart entre le processus réel et le modèle de référence. Les principes fondamentaux de cette approche sont les suivants : [12]

- La sortie du système doit suivre la trajectoire de référence.
- L'erreur de la poursuite $e(t) = y(t) - y_m(t)$ représente une déviation de la sortie de système par rapport à la sortie de modèle de référence.
- Le système en boucle fermée est basée sur une loi de commande par feedback.
- La commande comporte un contrôleur et un mécanisme d'ajustement.
- Le mécanisme d'ajustement génère des estimés des paramètres du contrôleur.
- La synthèse du contrôleur comporte la conception de la loi de commande et le mécanisme d'adaptation.

2.3.2 Commande MRAC basée sur la règle MIT

L'approche originale pour la commande MRAC est la loi de la MIT, développée au laboratoire d'instrumentation de l'université du Massachusetts Institute of Technology (MIT), d'où elle tire son nom.

Principe de la méthode :

Généralement, pour appliquer la méthode du gradient (règle MIT), il faut le mettre sous forme d'un problème d'optimisation où les variables de décision sont les paramètres du régulateur.[2]

- θ : est le paramètre ajustable connu sous le nom du paramètre de commande.

La commande MRAC commence par définir l'erreur de suivi e . Cela peut être défini simplement comme la différence entre la sortie du processus et la sortie du modèle de référence :

$$e = y - y_m$$

Soit e l'erreur. Une possibilité consiste à ajuster les paramètres de telle sorte que la fonction coût J soit minimisée. Pour rendre J petit, il est raisonnable de modifier les paramètres dans la direction du gradient négatif de J dans cette règle la fonction coût ou la fonction de perte est définie comme :

$$J(\theta) = |e|$$

Pour mettre à jour le paramètre θ , une équation pour le changement de θ doit être formée. Si le but est de minimiser ce cout lié à l'erreur, il faut déplacer le gradient J dans le sens négatif. Ce changement de J est supposé être proportionnel au changement de θ . Ainsi, la dérivée de θ est égale à la variation négative de J .

Alors il est raisonnable de changer le paramètre dans la direction du gradient négatif de J soit :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

En général, le réglage du gain d'adaptation γ est essentiel au taux d'adaptation et à la stabilité du contrôleur. D'autres approches existent, parmi :

Sign :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \text{sign}(e) \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

La dérivée partielle $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ appelée dérivée de la sensibilité du système, exprime l'influence des paramètres ajustables sur l'erreur

2.3.3 Application du modèle de convertisseur Buck-moteur DC

Nous appliquons la transformation de LAPLACE à notre système :

$$\begin{cases} \dot{i} = -\frac{R_M}{L_M+L}i - \frac{K_e}{L_M+L}\omega + \frac{E}{L_M+L}\alpha \\ \dot{\omega} = \frac{K_M}{J}i - \frac{f_v}{J}\omega - \frac{T_l}{J} \end{cases}$$

on obtenir :

$$\left(s + \frac{R_M}{L_M+L}\right)i = -\frac{K_e}{L_M+L}\omega + \frac{E}{L_M+L}\alpha \quad (2.1)$$

$$\left(s + \frac{f_v}{J}\right)\omega = \frac{K_M}{J}i - \frac{T_l}{J} \quad (2.2)$$

Nous extrayons la valeur du courant i dans l'équation (2.2) :

$$i = \frac{J}{K_M}\left(s + \frac{f_v}{J}\right)\omega + \frac{1}{K_M}T_l$$

cette expression du courant i dans l'équation (2.1) afin de déterminer la valeur ω :

$$\frac{J}{K_M}\left(s + \frac{f_v}{J}\right)\omega + \frac{1}{K_M}T_l = -\frac{K_e}{L_M+L}\omega + \frac{E}{L_M+L}\alpha$$

Alors :

$$\omega = \frac{EK_M}{(L_M+L)J} \frac{1}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M+L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)}} \alpha - \frac{\frac{1}{K_M}\left(s + \frac{K_M}{L_M+L}\right) + s}{\frac{J}{K_M}\left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M+L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)}\right)} T_l \quad (2.3)$$

2.4 Régulateurs Situés en Feed Forward et Feed Back

La fonction de transfert en boucle ferme est donnée par :

$$G_m = \frac{b_m}{s^2 + a_{m1}s + a_{m2}} \quad (2.4)$$

Le schéma de principe de la commande adaptative à modèle de référence (MIT) est donné par la figure 2.5 :

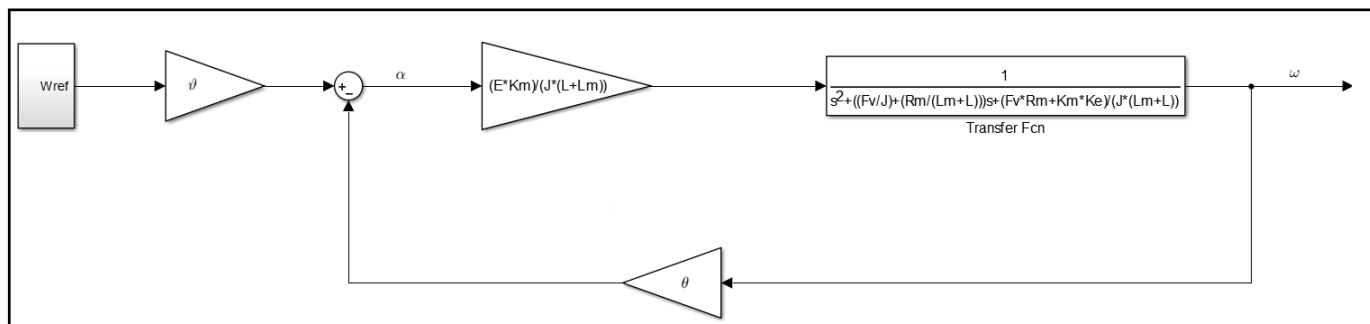


FIGURE 2.5 – Régulateurs situé en feed forward et feed-back

$$G_{BF} = \frac{\frac{EK_M}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)}} \vartheta$$

$$1 + \frac{\frac{\theta EK_M}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)}}$$

Nous rationalisons les dénominateurs et simplifions l'équation pour obtenir :

$$G_{BF} = \frac{\frac{EK_M}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)}} \vartheta$$

$$\frac{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} + \frac{\theta EK_M}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)}\right)s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)}}$$

donc :

$$G_{BF} = \frac{EK_M}{J(L_M + L)} \vartheta \quad (2.5)$$

$$s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} + \frac{\theta E K_M}{J(L_M + L)}$$

On peut représenter le système en boucle fermée par la figure 2.6

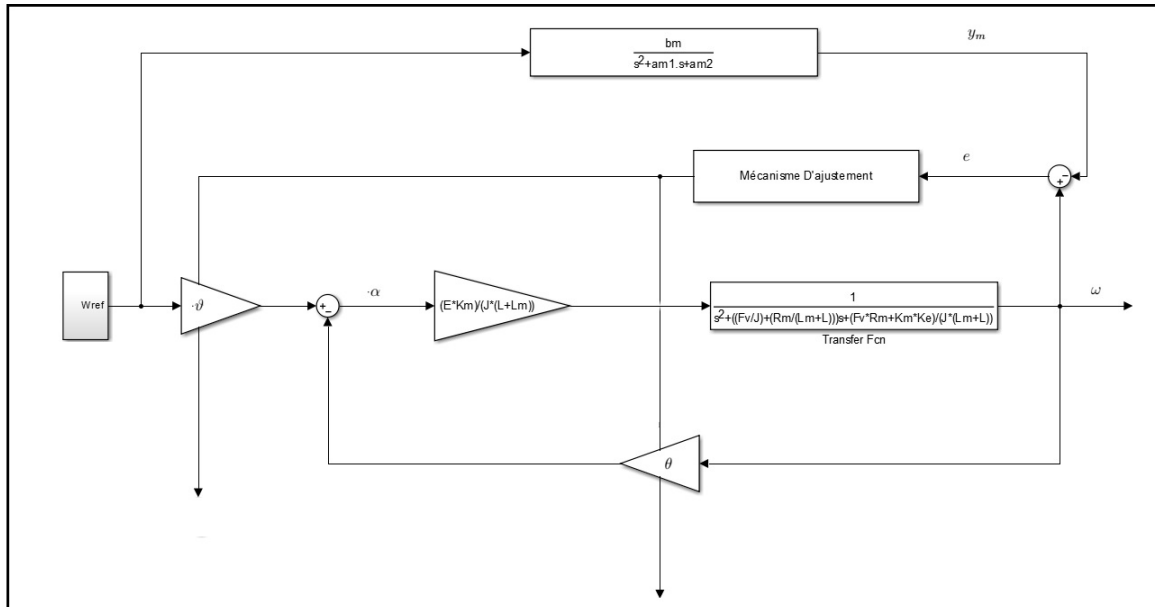


FIGURE 2.6 – Diagramme bloc en boucle fermée

L'algorithme d'ajustement du mécanisme d'adaptation par la méthode de gradient est :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J(e)}{\partial \theta}$$

avec :

θ : le paramètre d'ajustement.

γ : le gain d'adaptation.

En choisissant le critère de performance la valeur absolue de l'erreur :

$$J(\theta) = |e|$$

On cherche la loi d'adaptation :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J(e)}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

En calculant :

$$1- \frac{\partial J(e)}{\partial \theta} :$$

La dérivée de $J(\theta) = |e|$ est donnée par :

$$\frac{\partial J(e)}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial e}|e| = \text{sign}(e)$$

$$2- \frac{\partial e}{\partial \theta} : \text{ où } \theta = \begin{bmatrix} \theta \\ \vartheta \end{bmatrix}$$

ous avons l'erreur $e = y - y_m$ la dérivée de l'erreur par rapport à θ donnée par :

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = \frac{\partial y}{\partial \theta} - \frac{\partial y_m}{\partial \theta}$$

Comme $\frac{\partial y_m}{\partial \theta} = 0$ la dérivée partielle de l'erreur devient : $\frac{\partial e}{\partial \theta} = \frac{\partial y}{\partial \theta}$

Pour ϑ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \vartheta} &= \frac{\frac{K_M E}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L} \right) s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}} \cdot \omega_{\text{ref}} \\ &= \frac{\vartheta}{\vartheta} \frac{\frac{K_M E}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L} \right) s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}} \cdot \omega_{\text{ref}} \\ &= \frac{1}{\vartheta} \frac{\frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)}}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L} \right) s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}} \cdot \omega_{\text{ref}} \end{aligned}$$

pour θ :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial e}{\partial \theta} &= \frac{-\left(\frac{K_M E}{J(L_M + L)}\right) \left(\frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)}\right)}{\left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}\right)^2 \cdot \omega_{ref}} \\
 &= \frac{\vartheta}{\vartheta} \frac{-\left(\frac{K_M E}{J(L_M + L)}\right) \left(\frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)}\right)}{\left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}\right)^2 \cdot \omega_{ref}} \\
 &= \frac{1}{\vartheta} \frac{-\vartheta \left(\frac{K_M E}{J(L_M + L)}\right) \left(\frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)}\right)}{\left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}\right)^2 \cdot \omega_{ref}} \\
 &= \frac{1}{\vartheta} \frac{-\left(\frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)}\right)^2}{\left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}\right)^2 \cdot \omega_{ref}}
 \end{aligned}$$

On a : $G_{BF} \cdot \omega_{ref} = \omega_m$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = \frac{1}{\vartheta} \frac{-\left(\frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)}\right)}{s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L}\right)s + \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)}} \cdot \omega_m$$

En posant l'erreur est nulle donc : $y = y_m$

D'après l'identification entre l'équation (2.4) et (2.5) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_m = \frac{\vartheta K_M E}{J(L_M + L)} \\ a_{m1} = \frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{L_M + L} \\ a_{m2} = \frac{f_v R_M + K_M K_e + \theta E K_M}{J(L_M + L)} \end{array} \right.$$

Donc :

$$\frac{\partial e}{\partial \vartheta} = \frac{1}{\vartheta} \cdot \frac{b_m}{s^2 + a_{m1}s + a_{m2}} \cdot \omega_{ref}$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = \frac{1}{\vartheta} \cdot \frac{b_m}{s^2 + a_{m1}s + a_{m2}} \cdot \omega_m$$

Les deux équations du gradient sont données par :

$$\vartheta = -\frac{\gamma_\vartheta}{s} \cdot \text{sing}(e) \cdot \frac{1}{\vartheta} \cdot \frac{b_m}{s^2 + a_{m1}s + a_{m2}} \cdot \omega_{ref} \quad (2.6)$$

$$\theta = \frac{\gamma_\theta}{s} \cdot \text{sing}(e) \cdot \frac{1}{\vartheta} \cdot \frac{b_m}{s^2 + a_{m1}s + a_{m2}} \cdot \omega_m \quad (2.7)$$

Le schéma simulink de notre système et présenté par la figure2.7 :

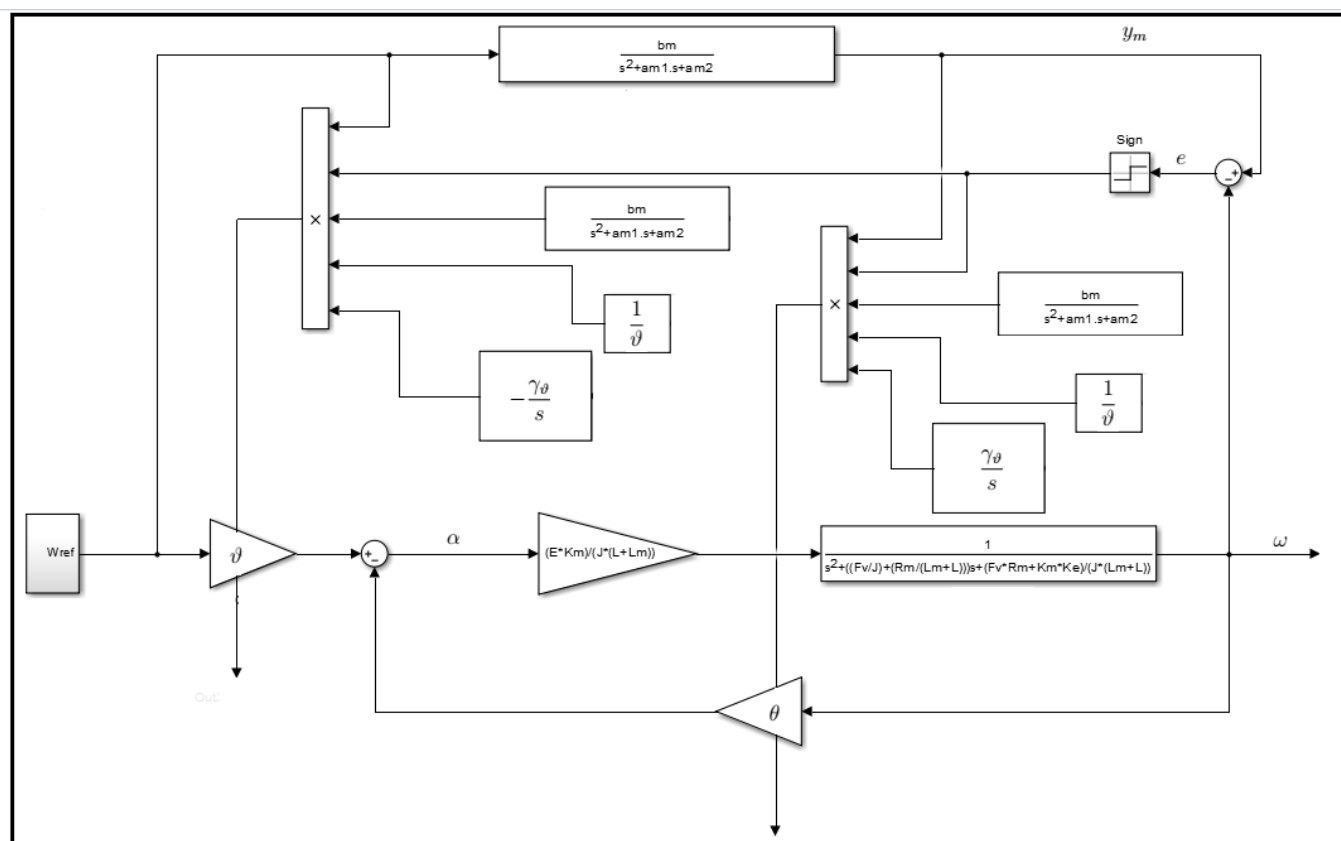


FIGURE 2.7 – Schéma Simulink du régulateur de vitesse en boucle fermée

2.5 Généralité sur le régulateurs PI

Un régulateur PI, abréviation de "proportionnel-intégral", est un type de régulateur utilisé dans les systèmes de contrôle automatique pour maintenir une sortie stable en ajustant une variable de contrôle en fonction de l'erreur entre la consigne et la valeur mesurée.[13]

2.5.1 Description du régulateurs PI

Le régulateur PI combine deux actions : proportionnelle (p) et intégrale(I). La partie proportionnelle est responsable de la réponse instantanée du régulateur en fonction de l'erreur actuelle. Elle génère une sortie proportionnelle à l'erreur, ce qui signifie que plus l'erreur est grande, plus l'action proportionnelle est forte.

La partie intégrale, quant à elle, est responsable de la réponse à long terme du régulateur. Elle prend en compte l'accumulation de l'erreur au fil du temps et génère une sortie proportionnelle à l'intégrale de l'erreur. Cela permet de corriger les erreurs systématiques et d'ajuster la sortie du régulateur en fonction de l'histoire des erreurs passées.[13]

2.6 Régulateur PI situé en Chaîne Directe

la fonction de transfert modèle est un système de troisième ordre donnée par :

$$G_m = \frac{b_{m1}s + b_{m2}}{s^3 + a_{m1}s^2 + a_{m2}s + b_{m2}}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type commande. Pour atteindre cet objectif, on utilise un régulateur proportionnel-intégral adaptatif avec un contrôle modèle de type MRAC (Model Reference Adaptive Control) :

$$PI = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{\theta_1(s + \theta_2)}{s} \quad \text{avec :} \quad \theta_2 = \frac{k_i}{k_p}$$

Notre schéma bloc d'un régulateur PI situé en chaîne directe est :

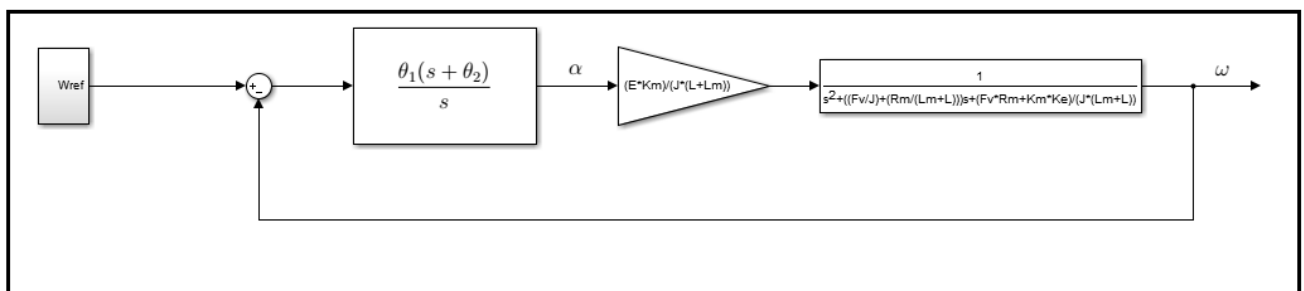


FIGURE 2.8 – Régulateur PI situé en chaîne directe

la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$G_{BF} = \frac{\frac{\theta_1(s + \theta_2)}{s} \frac{EK_M}{J(L_M + L) \left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \right)}}{1 + \frac{\theta_1(s + \theta_2)}{s} \frac{EK_M}{J(L_M + L) \left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \right)}}$$

En simplifiant l'équation, on obtient :

$$G_{BF} = \frac{\theta_1(s + \theta_2)EK_M}{s \cdot J(L_M + L) \left(s^2 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s + \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \right) + \theta_1(s + \theta_2)EK_M}$$

$$G_{BF} = \frac{\frac{\theta_1(s + \theta_2)EK_M}{J(L_M + L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \right) s + \frac{\theta_1(s + \theta_2)EK_M}{J(L_M + L)}} \quad (2.8)$$

$$G_{BF} = \frac{\left(\frac{\theta_1 EK_M}{J(L_M + L)} \right) s + \frac{\theta_1 \theta_2 EK_M}{J(L_M + L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \right) s + \frac{\theta_1(s + \theta_2)EK_M}{J(L_M + L)}}$$

On peut représenter le système en boucle fermée par la figure 2.9 :

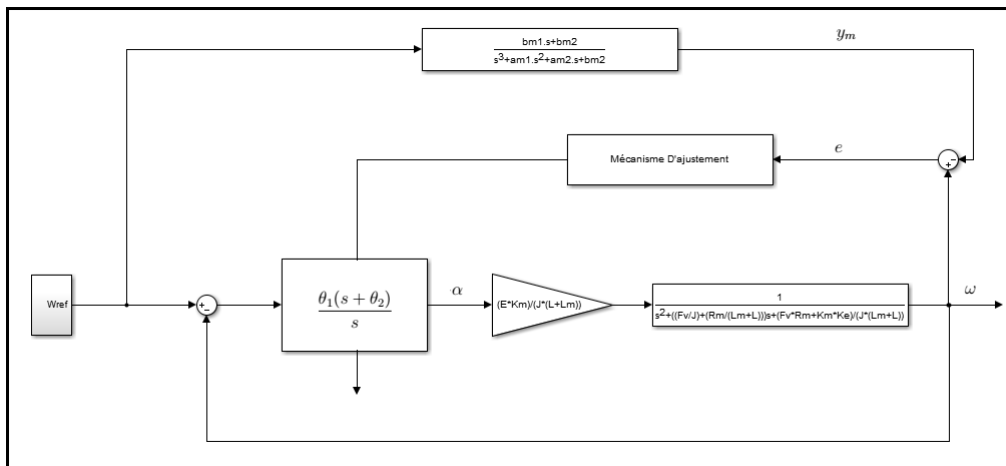


FIGURE 2.9 – Diagramme bloc en boucle fermée du régulateur PI

L'algorithme d'ajustement du mécanisme d'adaptation par la méthode de gradient est :
Le critère de performance est défini par :

$$J(\theta) = |e| \quad (2.9)$$

1- Trouvons $\frac{\partial J(e)}{\partial e}$

La dérivée de l'équation (2.9) donne :

$$\frac{\partial J(e)}{\partial \theta} = \frac{\partial}{\partial e} |e| = \text{sign}(e)$$

2- Trouvons $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ où : $\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}$

On driver 2.8 Pour θ_1 :

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \frac{\frac{(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right) - \frac{(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \left(\frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right)}{\left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right)^2} \cdot \omega_{ref} \\ &= \frac{\left(\frac{(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right) \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} - \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right)}{\left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right)^2} \cdot \omega_{ref} \\ &= \frac{\theta_1 \left(\frac{(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right) \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} - \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right)}{\theta_1 \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} \right)^2} \cdot \omega_{ref} \end{aligned}$$

On a : $G_{BF} \cdot \omega_{ref} = \omega_m$

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \frac{1}{\theta_1} \cdot \frac{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)} - \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)}} \cdot \omega_m \\ &= \frac{1}{\theta_1} \cdot \left(1 - \frac{\frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1(s+\theta_2)EK_M}{J(L_M+L)}} \right) \cdot \omega_m \end{aligned}$$

Alors :

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{1}{\theta_1} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{\theta_1 EK_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 \theta_2 EK_M}{J(L_M+L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)}} \right) \cdot \omega_m \quad (2.10)$$

On driver 2.8 Pour θ_2 :

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= \frac{\frac{\theta_1 EK_M}{J(L_M+L)} \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right) - \frac{\theta_1 EK_M}{J(L_M+L)} \cdot \theta_1 \left(\frac{s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right)}{\left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right)^2} \cdot \omega_{ref} \\ &= \frac{\frac{\theta_1 EK_M}{J(L_M+L)} \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} - \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right)}{\left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right)^2} \cdot \omega_{ref} \\ &= \frac{s + \theta_2}{s + \theta_2} \cdot \frac{\frac{\theta_1 EK_M}{J(L_M+L)} \left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} - \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right)}{\left(s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} \right)^2} \cdot \omega_{ref} \end{aligned}$$

On a : $G_{BF} \cdot \omega_{ref} = \omega_m$

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= \frac{1}{s + \theta_2} \cdot \frac{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)} - \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)}} \cdot \omega_m \\ &= \frac{1}{s + \theta_2} \cdot \left(1 - \frac{\frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M+L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M+L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) EK_M}{J(L_M+L)}} \right) \cdot \omega_m \end{aligned}$$

Alors :

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{1}{s + \theta_2} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{\theta_1 E K_M}{J(L_M + L)} \right) s + \frac{\theta_1 \theta_2 E K_M}{J(L_M + L)}}{s^3 + \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \right) s^2 + \left(\frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \right) s + \frac{\theta_1 (s + \theta_2) E K_M}{J(L_M + L)}} \right) \cdot \omega_m \quad (2.11)$$

En posant l'erreur est nulle donc : $y = y_m$

D'après l'identification entre l'équation (2.10) et (2.11) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{m1} = \frac{\theta_1 E K_M}{J(L_M + L)} \\ b_{m2} = \frac{\theta_1 \theta_2 E K_M}{J(L_M + L)} \\ a_{m1} = \frac{f_v}{J} + \frac{R_M}{(L_M + L)} \\ a_{m2} = \frac{f_v R_M + K_e K_M}{J(L_M + L)} \end{array} \right.$$

Donc :

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{1}{\theta_1} \cdot \left(1 - \frac{b_{m1} s + b_{m2}}{s^3 + a_{m1} s^2 + a_{m2} s + b_{m2}} \right) \cdot \omega_m$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{1}{s + \theta_2} \cdot \left(1 - \frac{b_{m1} s + b_{m2}}{s^3 + a_{m1} s^2 + a_{m2} s + b_{m2}} \right) \cdot \omega_m$$

Les deux équations du gradient sont données par :

$$\theta_1 = -\frac{\gamma_{\theta_1}}{s} \cdot \text{sing}(e) \cdot \frac{1}{\theta_1} \left(1 - \frac{b_{m1} s + b_{m2}}{s^3 + a_{m1} s^2 + a_{m2} s + b_{m2}} \right) \cdot \omega_m \quad (2.12)$$

$$\theta_2 = -\frac{\gamma_{\theta_2}}{s} \cdot \text{sing}(e) \cdot \frac{1}{s + \theta_2} \left(1 - \frac{b_{m1} s + b_{m2}}{s^3 + a_{m1} s^2 + a_{m2} s + b_{m2}} \right) \cdot \omega_m \quad (2.13)$$

Le schéma simulink de notre système et présenté par la figure 2.10 :

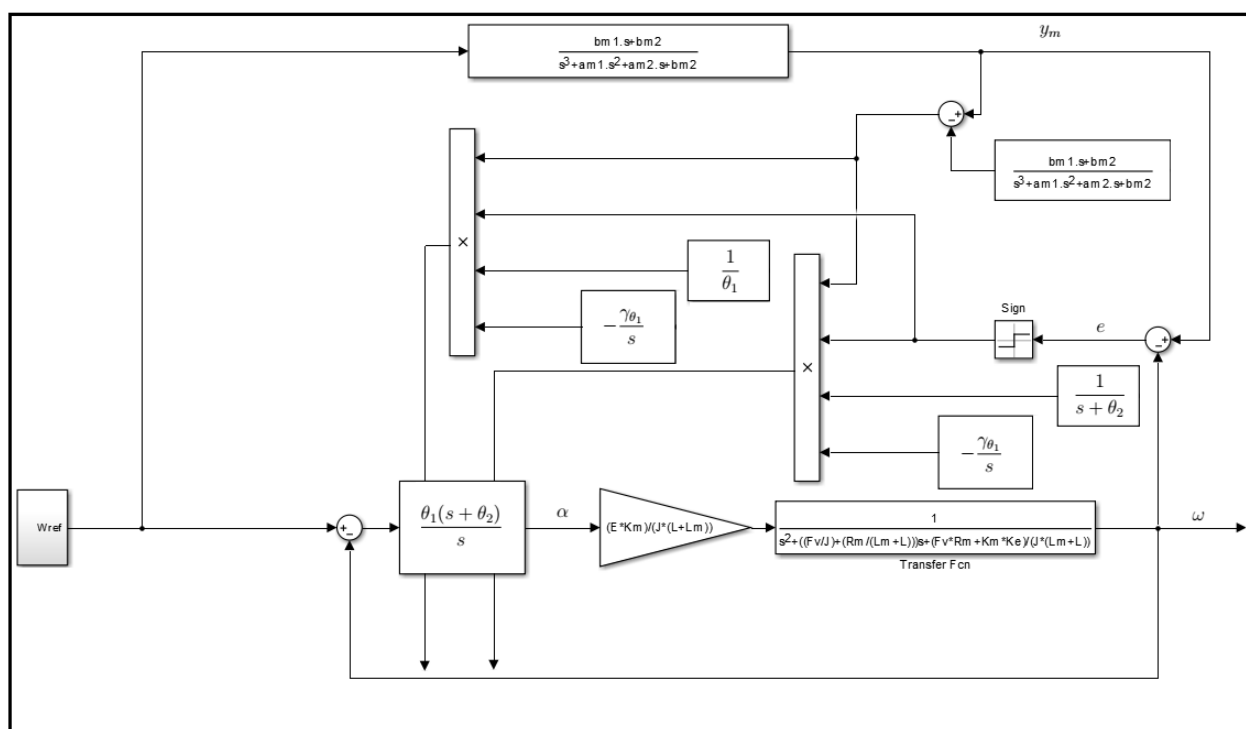


FIGURE 2.10 – Bloc simulink de régulateur PI de vitesse en boucle fermée

2.7 Commande MRAC basée sur la méthode de LYAPUNOV

2.7.1 Fonction de LYAPUNOV

Une fonction de LYAPUNOV est une fonction qui permet d'estimer la stabilité d'un point d'équilibre (ou, plus généralement, d'un mouvement, c'est-à-dire d'une solution maximale) d'une équation différentielle.

La méthode de LYAPUNOV est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence Soit un système dynamique, modélisé par :

Soit $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ une fonction et $\dot{x} = f(x)$ un système dynamique, avec x^* un point d'équilibre de ce système, c'est-à-dire que $f(x^*) = 0$. Par un changement de variable $y := x - x_{ref}$, on peut se ramener au cas où l'origine est un point d'équilibre ($f(0) = 0$).

Soit une fonction $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ est une fonction candidate de LYAPUNOV si :

- $V(0) = 0$.
- $\forall x \in \mathbb{U}, V(x) > 0$, pour un certain voisinage \mathbb{U} de l'origine.
- $\dot{V}(x) \leq 0$.
- La dérivée \dot{V} d'une fonction V le long du champ de vecteurs f est définie par $\dot{V}(x) = \langle \nabla V(x), f(x) \rangle$

où $\langle \cdot, \cdot \rangle$ désigne le produit scalaire dans l'espace considéré et ∇ l'opérateur gradient. Si une fonction candidate de LYAPUNOV V vérifie $\forall x \in W \setminus \{0\} \quad \dot{V}(x) \leq 0$ pour un certain voisinage W de l'origine, on dit que V est une fonction de LYAPUNOV.

2.7.2 Application au modèle de convertisseur Buck pour moteur à courant continu

On a équations représentent le modèle dynamique complet d'un moteur à courant continu avec un convertisseur buck.

$$\begin{cases} \dot{i} = -\frac{R_M}{L_M + L}i - \frac{K_e}{L_M + L}\omega + \frac{E}{L_M + L}\alpha \\ \dot{\omega} = \frac{K_M}{J}i - \frac{f_v}{J}\omega - \frac{T_l}{J} \end{cases}$$

On choisit :

$$e_1 = \omega - \omega_{ref} \quad \text{et} \quad e_2 = \dot{e}_1 = \dot{\omega}$$

où ω_{ref} est la vitesse de rotation de référence du système, supposée constante. En dérivant ω_{ref} , on obtient $\dot{\omega}_{ref} = 0$.

Ainsi, la fonction V est donnée par :

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}(e_2 + \lambda_1 e_1)^2 \quad (2.14)$$

où λ_1 est une constante qui pondère l'importance relative de e_1 et e_2 . Cette fonction de LYAPUNOV est utilisée pour concevoir des lois de commande pour le système de convertisseur Buck-moteur DC. L'objectif est de choisir une loi de commande qui minimise cette fonction de LYAPUNOV pour garantir la stabilité globale du système, c'est-à-dire que les sorties convergent vers les valeurs désirées malgré les perturbations et les erreurs de mesure.

On calcule la dérivée de V par rapport au temps \dot{V} en utilisant les règles de dérivation. On obtient :

$$\dot{V} = \dot{e}_1 e_1 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} (e_2 + \lambda_1 e_1)^2 \right). \quad (2.15)$$

On développe la seconde partie de l'équation pour obtenir :

$$\dot{V} = \dot{e}_1 e_1 + (\dot{e}_2 + \lambda_1 \dot{e}_1)(e_2 + \lambda_1 e_1). \quad (2.16)$$

On remplace \dot{e}_1 par e_2 dans l'expression (2.16) pour obtenir

$$\dot{V} = e_1 e_2 + (\dot{e}_2 + \lambda_1 e_2)(e_2 + \lambda_1 e_1). \quad (2.17)$$

On calcule la dérivée de e_2 et on la remplace dans l'équation de \dot{V} .

$$\dot{e}_2 = \frac{K_M}{J} \dot{i} - \frac{f_v}{J} e_2 \quad (2.18)$$

On a :

$$i = -\frac{R_M}{L_M + L} i - \frac{K_e}{L_M + L} \omega + \frac{E}{L_M + L} \alpha \quad (2.19)$$

et

$$e_2 = \frac{K_M}{J} i - \frac{f_v}{J} \omega - \frac{T_l}{J} \quad (2.20)$$

On remplace i et e_2 dans l'expression (2.18) :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \frac{K_M}{J} \left(-\frac{R_M}{L_M + L} i - \frac{K_e}{L_M + L} \omega + \frac{E}{L_M + L} \alpha \right) - \frac{f_v}{J} \left(\frac{K_M}{J} i - \frac{f_v}{J} \omega - \frac{T_l}{J} \right) \\ &= \left(-\frac{K_M R_M}{J(L_M + L)} - \frac{f_v K_M}{J^2} \right) i + \left(-\frac{K_M K_e}{J(L_M + L)} + \frac{f_v^2}{J^2} \right) \omega + \frac{K_M E}{J(L_M + L)} \alpha + \frac{f_v}{J^2} T_l. \end{aligned}$$

d'après l'équation suivant :

$$\dot{e}_2 = e_1 = \omega - \omega_{ref} \quad \Rightarrow \quad \omega = e_1 + \omega_{ref}$$

On remplace ω dans l'expression (2.18) :

$$e_2 = \frac{K_M}{J} i - \frac{f_v}{J} (e_1 + \omega_{ref}) - \frac{T_l}{J}$$

avec :

$$i = \frac{1}{K_M} (J e_2 + f_v (e_1 + \omega_{ref}) + T_l)$$

on obtenir :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \left[-\frac{K_M R_M}{J(L_M + L)} - \frac{f_v K_M}{J^2} \right] \left[J e_2 + f_v (e_1 + \omega_{ref}) + T_l \right] \frac{1}{K_M} \\ &\quad + \left[-\frac{K_M K_e}{J(L_M + L)} + \frac{f_v^2}{J^2} \right] \omega + \frac{K_M E}{J(L_M + L)} \alpha + \frac{f_v}{J^2} T_l \quad (2.21) \end{aligned}$$

On élimine K_M et extraire les facteurs communs et remplaçons ω avec son équation :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 = & \left[-\frac{R_M}{L_M+L} - \frac{f_v}{J} \right] e_2 - \left[\frac{R_M f_v}{J(L_M+L)} + \frac{f_v^2}{J^2} - \frac{f_v^2}{J^2} + \frac{K_M K_e}{J(L_M+L)} \right] e_1 \\ & + \left[-\frac{R_M f_v}{J(L_M+L)} - \frac{f_v^2}{J^2} + \frac{f_v^2}{J^2} - \frac{K_M K_e}{J(L_M+L)} \right] \omega_{ref} + \left[-\frac{R_M}{J(L_M+L)} + \frac{f_v}{J^2} - \frac{f_v}{J^2} \right] T_l \\ & + \frac{K_M E}{J(L_M+L)} \alpha \quad (2.22) \end{aligned}$$

De l'équation (2.17) : on peut obtenir :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_1 e_2 + (\dot{e}_2 + \lambda_1 e_2)(e_2 + \lambda_1 e_1) \\ = & e_1(e_2 + \lambda_1 e_1 - \lambda_1 e_1) + (\dot{e}_2 + \lambda_1 e_2)(e_2 + \lambda_1 e_1) \\ = & -\lambda_1 e_1^2 + (e_2 + \lambda_1 e_1)(\dot{e}_2 + \lambda_1 e_2 + e_1) \end{aligned}$$

Donc :

$$-\lambda_2(e_2 + \lambda_1 e_1) = e_1 + \lambda_1 e_2 + \dot{e}_2 \quad \Rightarrow \quad \lambda_2(e_2 + \lambda_1 e_1) + e_1 + \lambda_1 e_2 + \dot{e}_2 = 0$$

On remplace \dot{e}_2 dans cet expression pour obtenir :

$$\begin{aligned} \lambda_2(e_2 + \lambda_1 e_1) + e_1 + \lambda_1 e_2 - \frac{1}{J(L_M+L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] e_1 \\ - \left[\frac{R_M}{L_M+L} + \frac{f_v}{J} \right] e_2 - \frac{1}{J(L_M+L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] \omega_{ref} \\ - \left[\frac{R_M}{J(L_M+L)} T_l + \frac{K_M E}{J(L_M+L)} \alpha \right] = 0 \end{aligned}$$

On simplifie l'équation pour obtenir la valeur de α

$$(\lambda_1 \lambda_2 + 1)e_1 + (\lambda_1 + \lambda_2)e_2 - \frac{1}{J(L_M + L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] e_1 - \left[\frac{R_M}{L_M + L} + \frac{f_v}{J} \right] e_2 - \frac{1}{J(L_M + L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] \omega_{ref} - \frac{R_M}{J(L_M + L)} T_l + \frac{K_M E}{J(L_M + L)} \alpha = 0$$

$$\Rightarrow \frac{K_M E}{J(L_M + L)} \alpha - \frac{R_M}{J(L_M + L)} T_l - \frac{1}{J(L_M + L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] \omega_{ref} + \left[1 + \lambda_1 \lambda_2 - \frac{1}{J(L_M + L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] \right] e_1 + \left[\lambda_1 + \lambda_2 - \frac{R_M}{L_M + L} - \frac{f_v}{J} \right] e_2 = 0$$

Alors loi de commande est :

$$\alpha = \frac{J(L_M + L)}{K_M E} \left[\frac{R_M}{J(L_M + L)} T_l + \frac{1}{J(L_M + L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] \omega_{ref} - \left[1 + \lambda_1 \lambda_2 - \frac{1}{J(L_M + L)} \left[K_e K_M + f_v R_M \right] \right] e_1 - \left[\lambda_1 + \lambda_2 - \frac{R_M}{L_M + L} - \frac{f_v}{J} \right] e_2 \right] \quad (2.23)$$

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande adaptative à modèle de référence MRAC basée sur la règle de MIT et de théorie de LYAPUNOV, dans ce chapitre, on a fait la présentation de cette technique avec change à chaque fois la position des régulateurs . On donne dans le chapitre suivant la simulation sous MATLAB/SIMULINK.

Chapitre 3

Simulations et Résultats

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier l'application de la commande aux convertisseurs Buck – moteur DC. Tout d'abord, nous introduisons le schéma principal qui est le point de départ de la simulation. Ensuite, nous allons présenter deux schéma blocs d'un modèle de référence MRAC, chaque schéma représente un commande, la commande avec théorie de LYAPUNOV et la règle MIT, enfin nous utilisons le régulateur PI.

3.2 Paramètres de simulation

Le tableau 3.1 présente les paramètres de la simulation.[14]

Paramètre	Symbole	Valeur
Inductance moteur	L_M	176 mH
Résistance moteur	R_M	2.5 Ohms
Constante de couple	K_M	0.0105 Nm/A
Constante de vitesse	K_e	0.0145V/(rad/s)
Inertie du rotor	J	$3.9108e^{-6}$ kg·m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_v	$2.401e^{-6}$ N·m·s
Inductance convertisseur Buck	L	20 mH
Résistance convertisseur Buck	R	20 Ohms
Capacité convertisseur Buck	C	220 µF
Tension d'entrée	E	26 V

TABLE 3.1 – Paramètres de la simulation

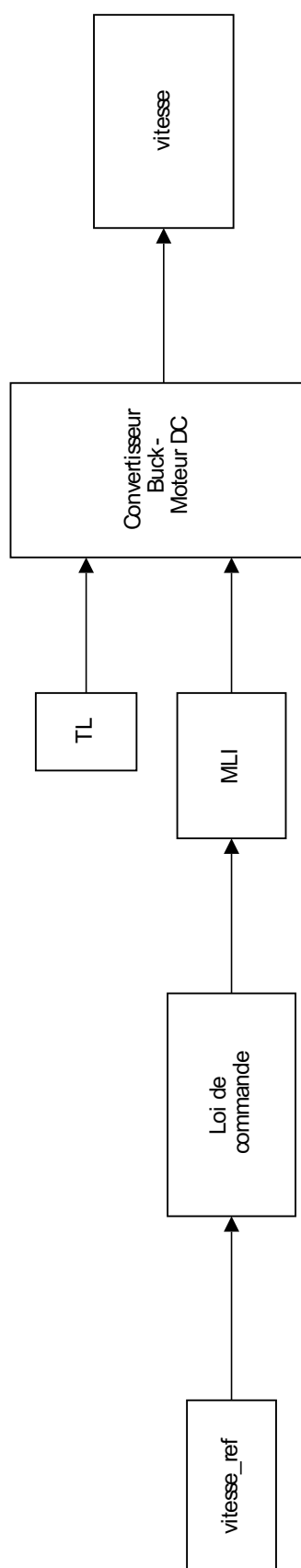


FIGURE 3.1 – Schéma bloc de la simulink de théorie de LYAPUNOV

3.3 Simulation Régulateurs Situés en LYAPUNOV

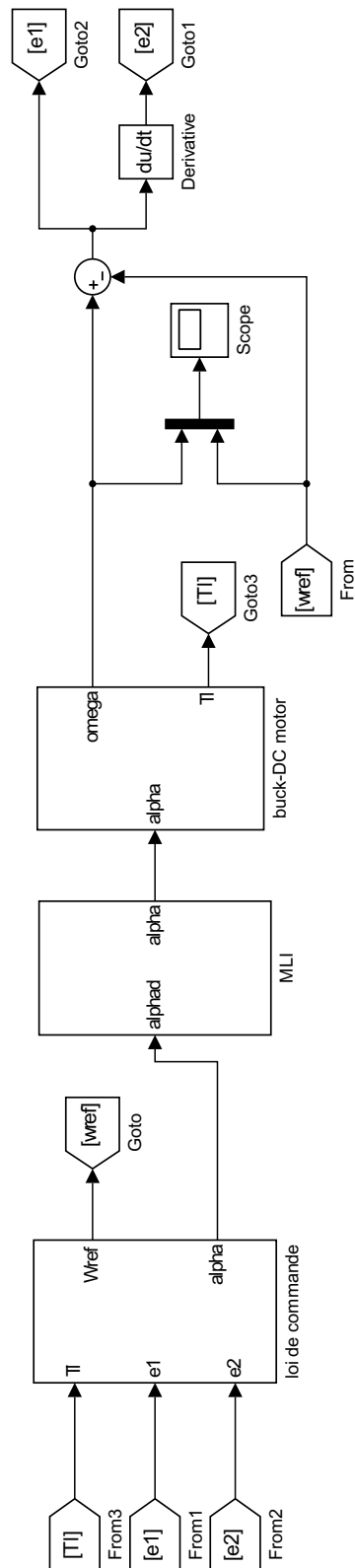


FIGURE 3.2 – Schéma bloc simulink

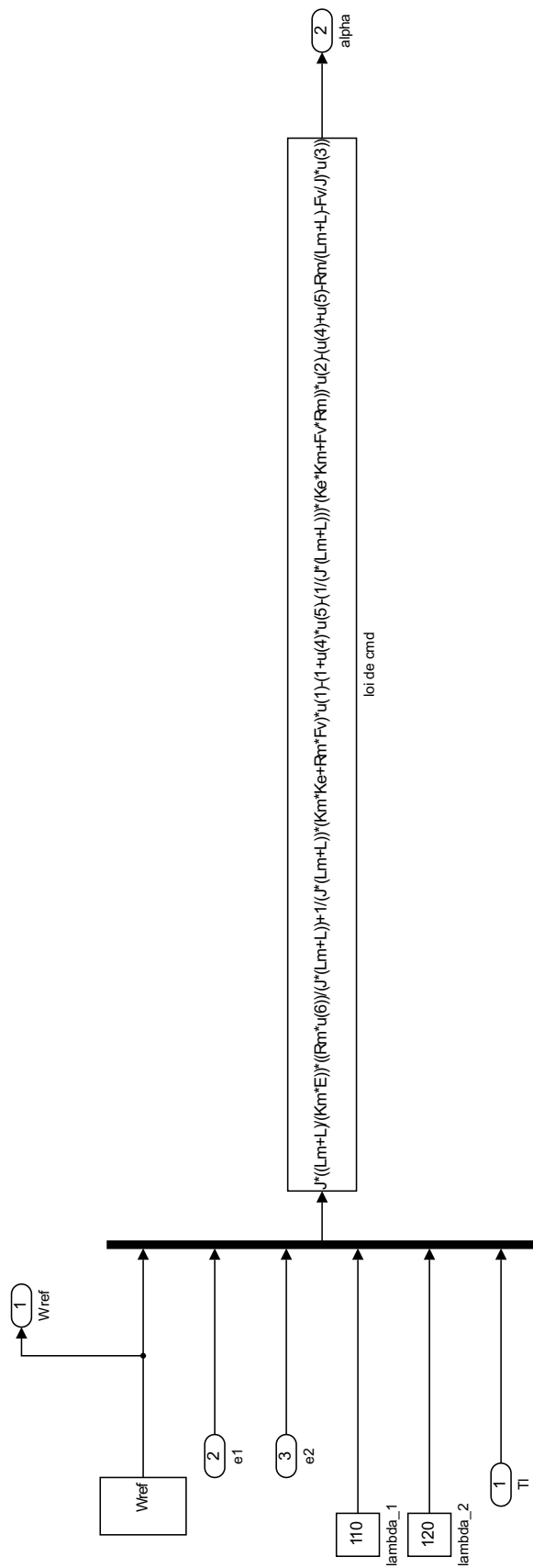


FIGURE 3.3 – Loi de commande Lyapunov

3.3.1 Résultat de simulation

La courbe 3.4 représente la trajectoire de la vitesse du moteur DC avec un convertisseur Buck utilisant la fonction de LYAPUNOV, avec une charge $T_l = 1 \times 10^{-5} Nm$.

On remarque que la vitesse du moteur ω suit parfaitement la consigne ω_d à la fois dans le régime transitoire et le régime permanent. À l'instant $t = 12.5s$, malgré l'application de la charge, aucun changement observé dans la courbe. De plus, à l'instant $t = 25s$, la vitesse du moteur est doublé. La courbe 3.5 représente l'erreur de vitesse pour la théorie de LYAPUNOV avec une valeur moyen égale à $0.0670 rad/s$.

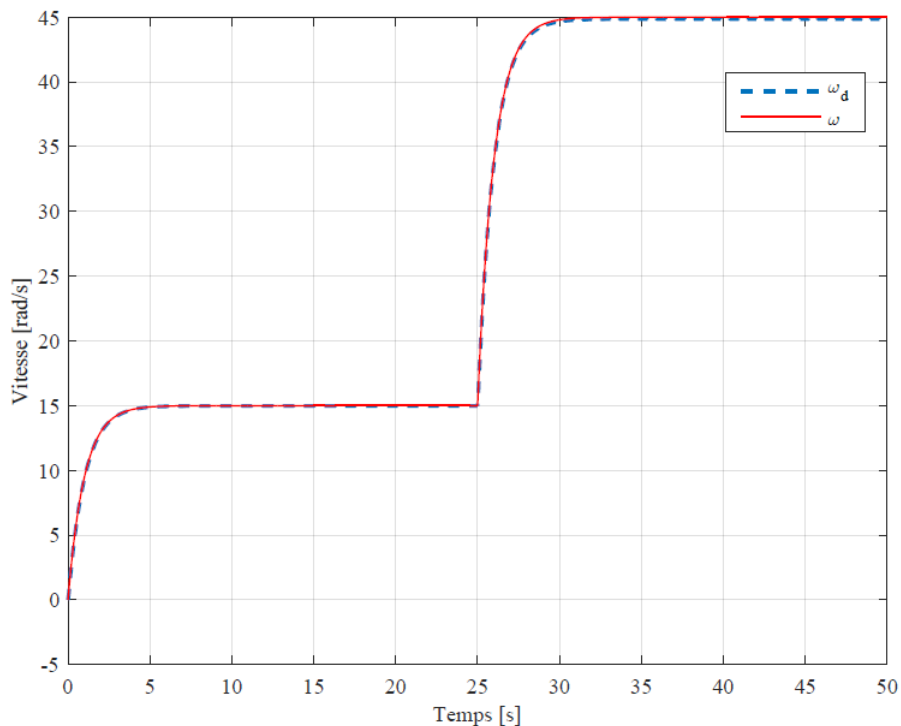


FIGURE 3.4 – Allure de vitesse avec la fonction de LYAPUNOV

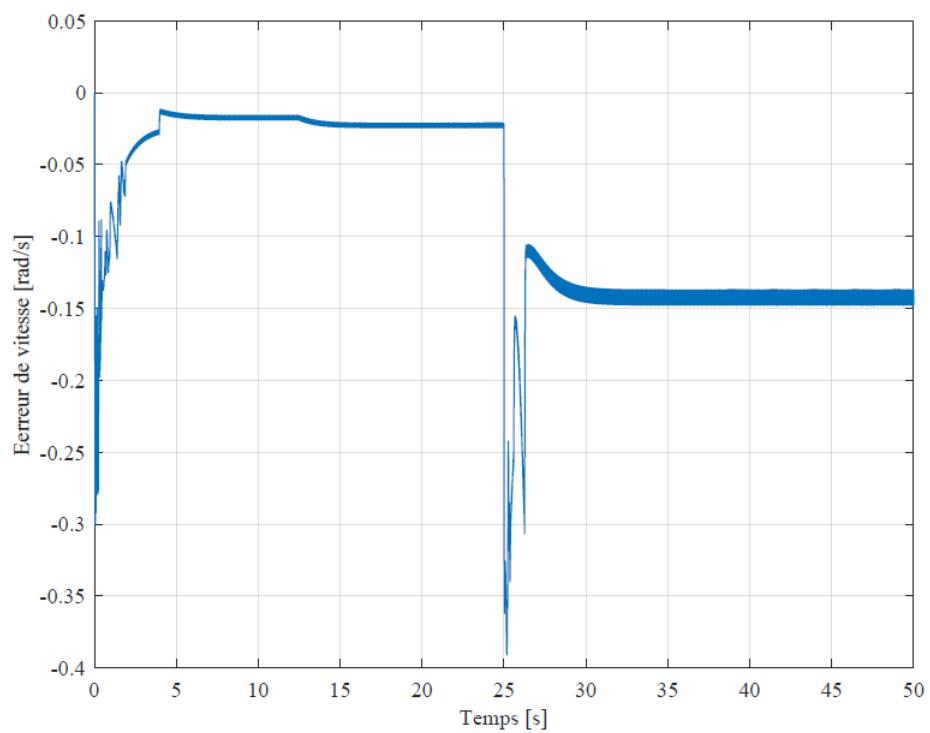


FIGURE 3.5 – Erreur de la vitesse avec la fonction de LYAPUNOV

3.4 Simulation Régulateurs Situés en Feed Forward et Feed Back

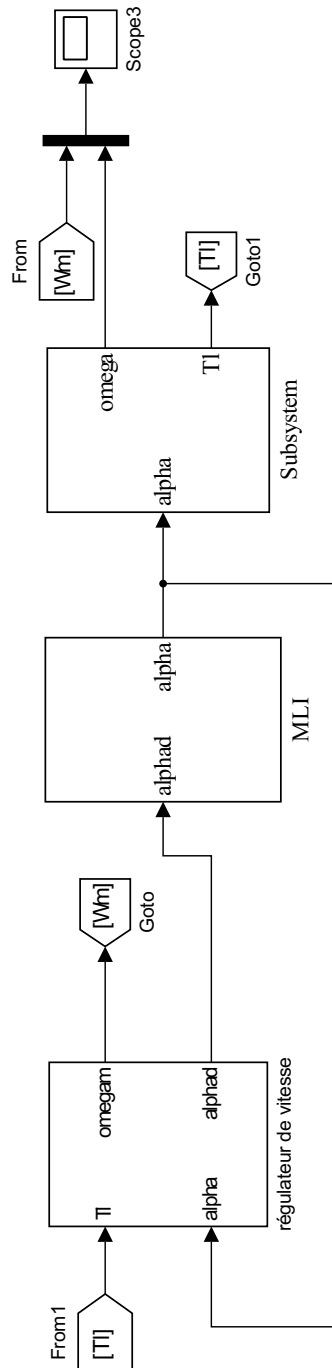


FIGURE 3.6 – Schéma bloc simulink de régulateur FW et FB

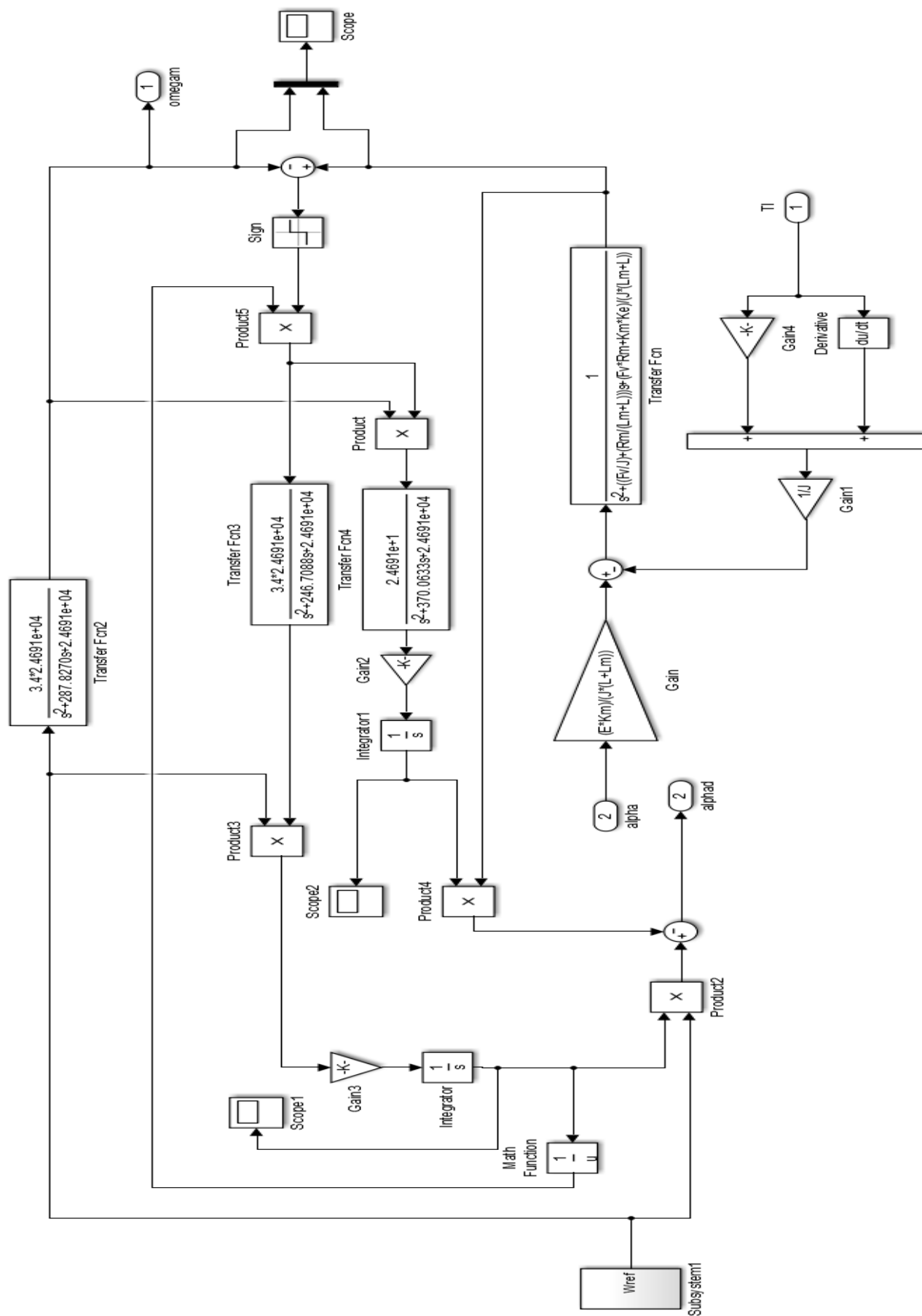


FIGURE 3.7 – Schéma simulink régulateur FW et FB

3.4.1 Résultat de simulation

La courbe 3.8 représente la trajectoire de la vitesse du moteur DC avec un convertisseur Buck utilisant une régulation en Feed-Forward et feedback. Avec Une charge $T_l = 1 \times 10^{-4}Nm$.

Dans le régime transitoire, il est remarquable que les valeurs de la vitesse du moteur ω correspondent pas exactement à la consigne ω_d . Cependant, contrairement au régime permanent, où la vitesse du moteur suit parfaitement la consigne. À l'instant $t = 12.5s$. On observe un pic en raison de l'application de la charge. Après cela, la vitesse double à l'instant $t = 2s$ et se stabilise en régime permanent.

La courbe 3.9 représente l'erreur de vitesse pour le Feed forward et le Feed-Back avec une valeur moyen égale à $0.4480rad/s$. L'évolution des gains de régulation, ϑ et θ , est présentée dans les figures 3.10 et 3.11 respectivement. Il est à noter que ces gains restent presque constants aux valeurs des conditions initiales.

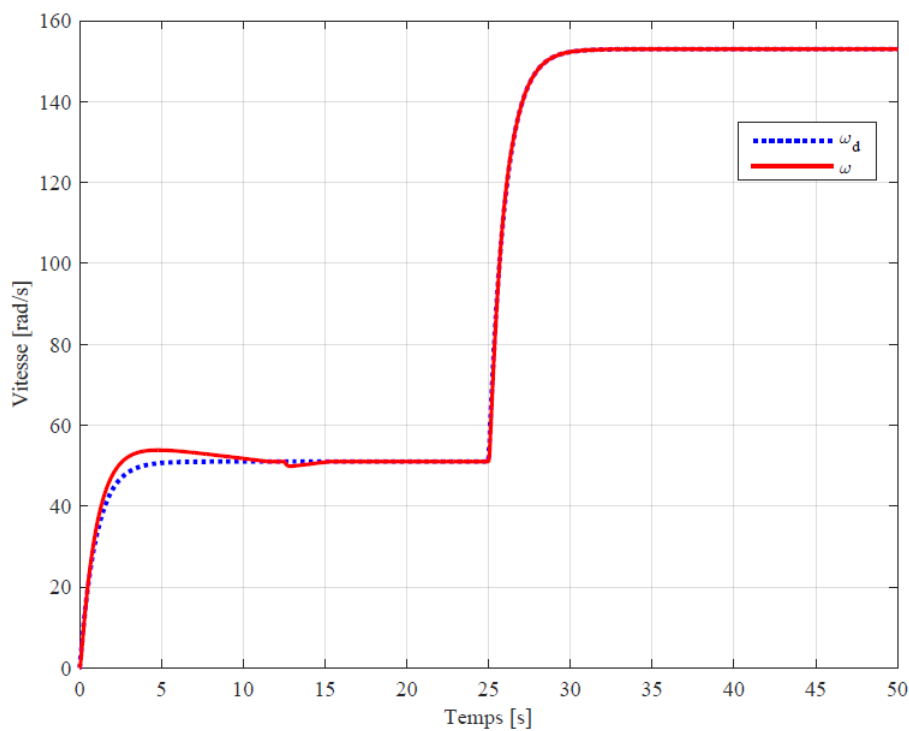


FIGURE 3.8 – Allure de vitesse pour régulateur situé en FW et FB

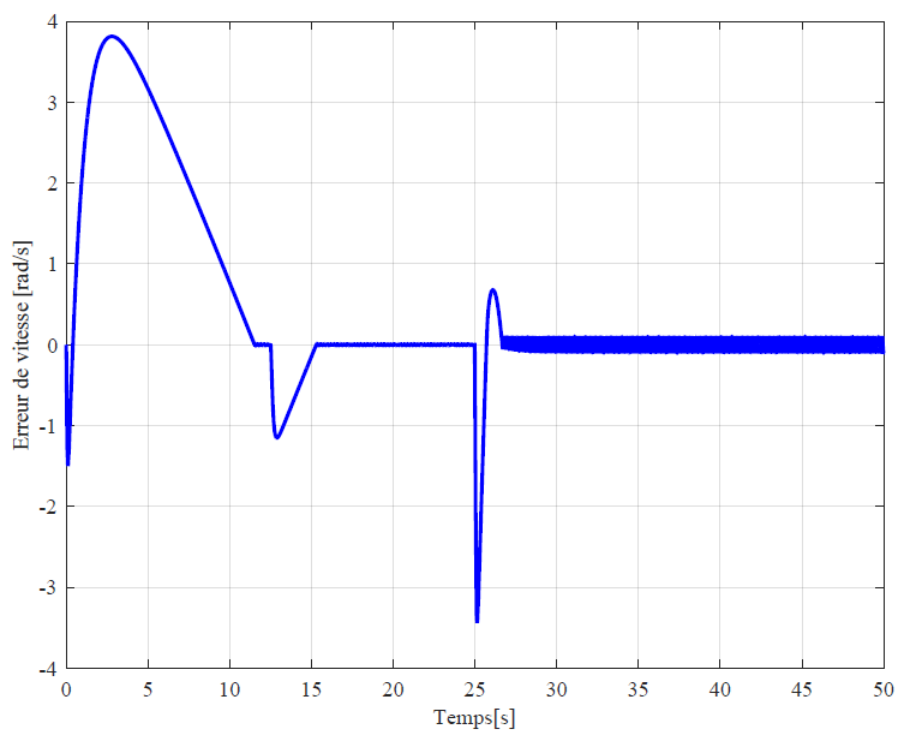


FIGURE 3.9 – Erreur de la vitesse pour régulateur situé en FW et FB

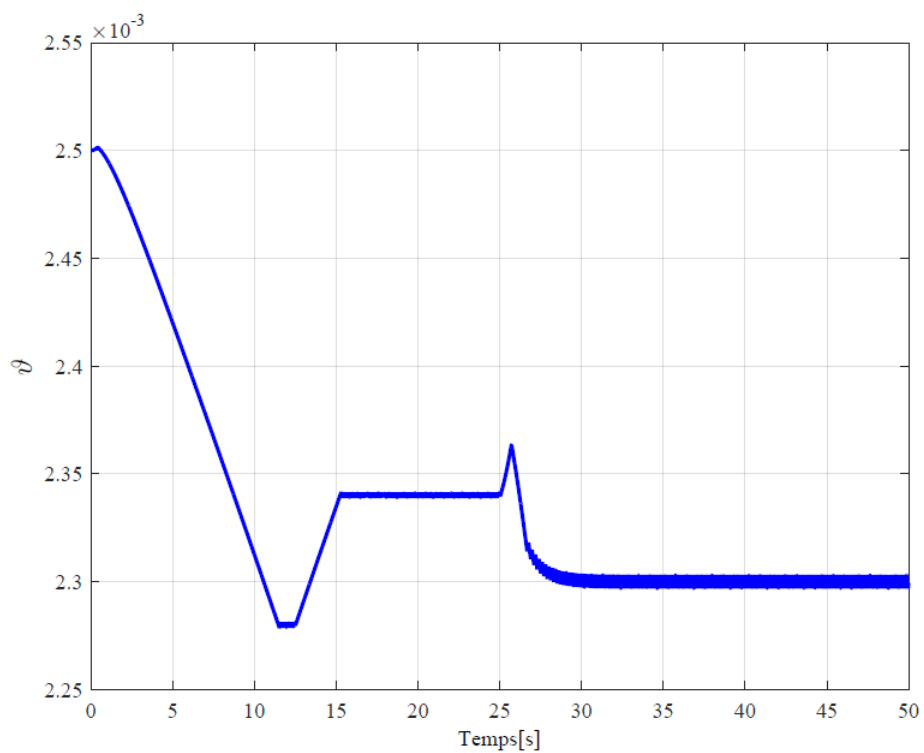


FIGURE 3.10 – Allure de ϑ

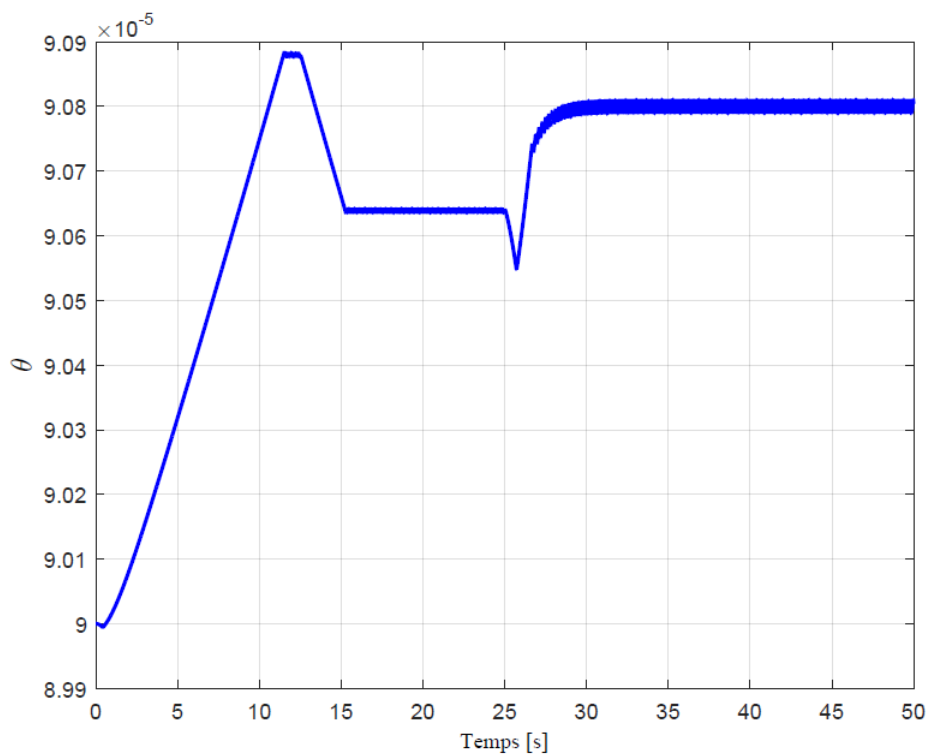


FIGURE 3.11 – Allure de θ

3.5 Simulation du régulateur PI Situé en Chaine Directe

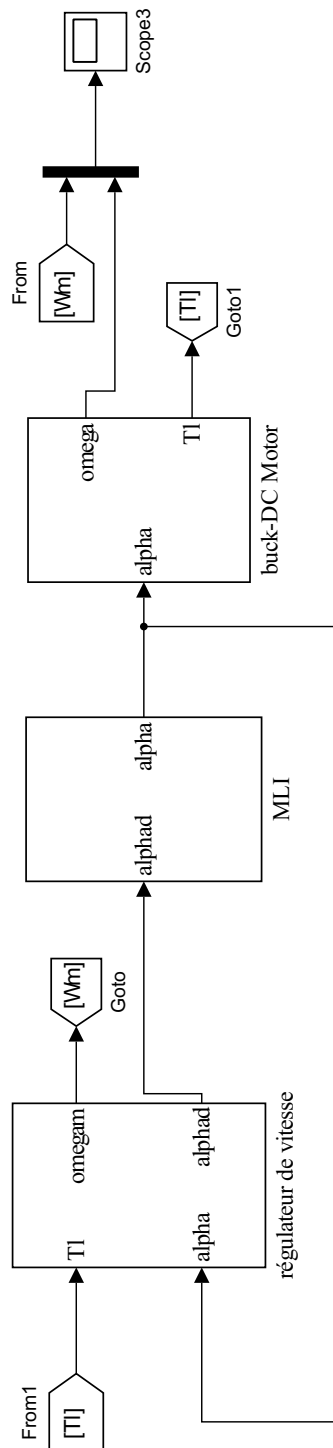


FIGURE 3.12 – Modèle Simulink du régulateur PI

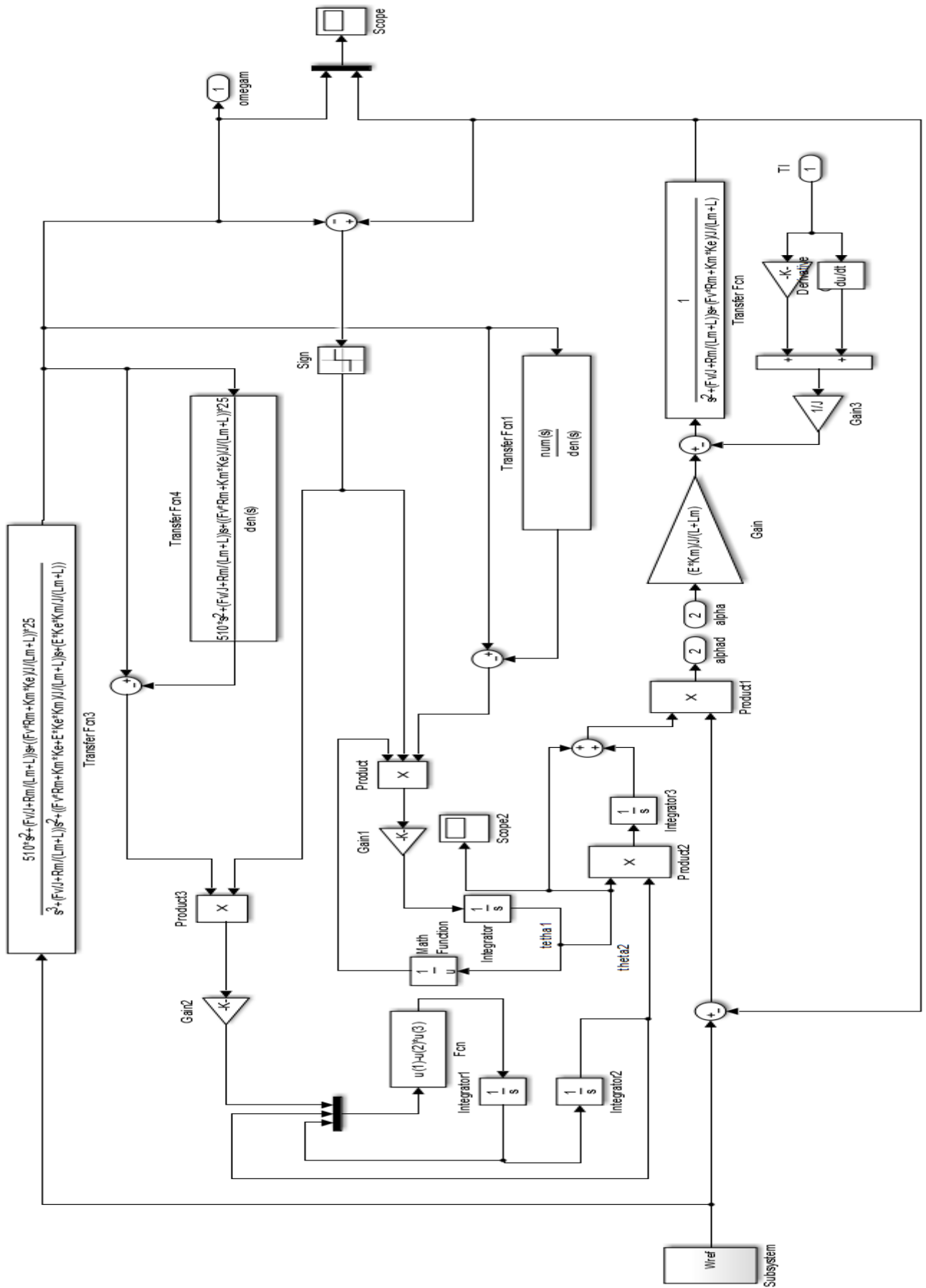


FIGURE 3.13 – Schéma bloc simulation de régulateur PI

3.5.1 Résultat de simulation

La courbe 3.14 représente la trajectoire de la vitesse du moteur avec un convertisseur Buck utilisant la régulateur PI, avec une charge de $T_l = 0.01Nm$.

Dans le régime transitoire, on remarque que la courbe de la vitesse du moteur ω est déférent de la consigne ω_d . Cependant, contrairement au régime permanent, la vitesse du moteur suit parfaitement la consigne. À l'instant $t = 12.5s$, une charge est appliquée au moteur, malgré cela, aucune perturbation. Après cela, la vitesse est doublée à l'instant $t = 2s$ et se stabilise en régime permanent.

La courbe 3.15 représente l'erreur de vitesse pour le contrôleur PI avec une valeur moyen égale à $0.4380rad/s$. L'évolution des gains de régulation, θ_1 et θ_2 , est représentée dans les figures 3.16 et 3.17 respectivement. Il est à noter que ces gains restent presque constants, conformément aux valeurs des conditions initiales.

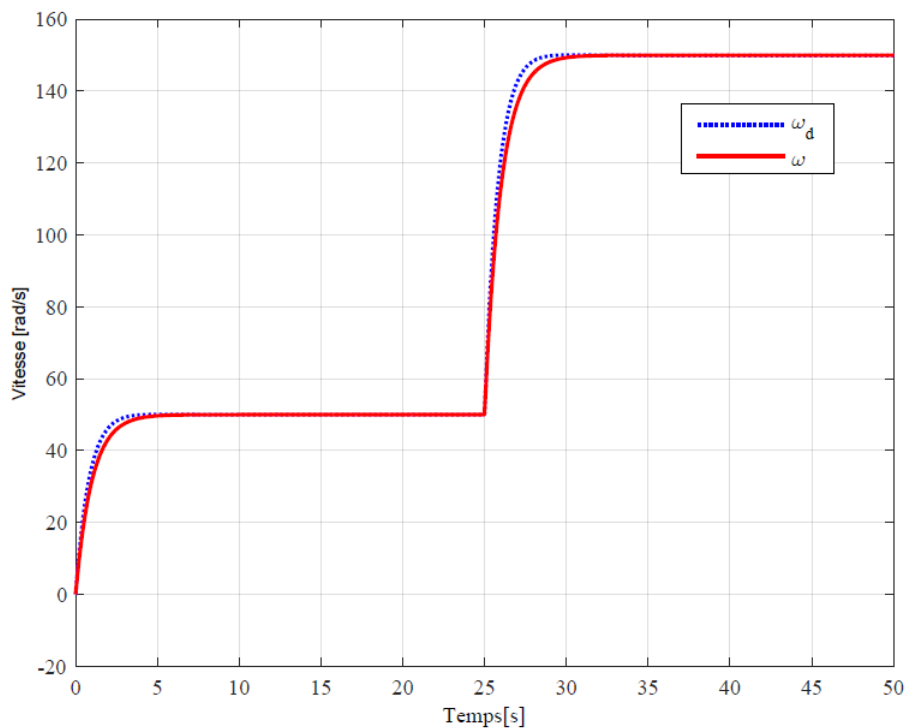


FIGURE 3.14 – Allure de vitesse pour régulateur PI

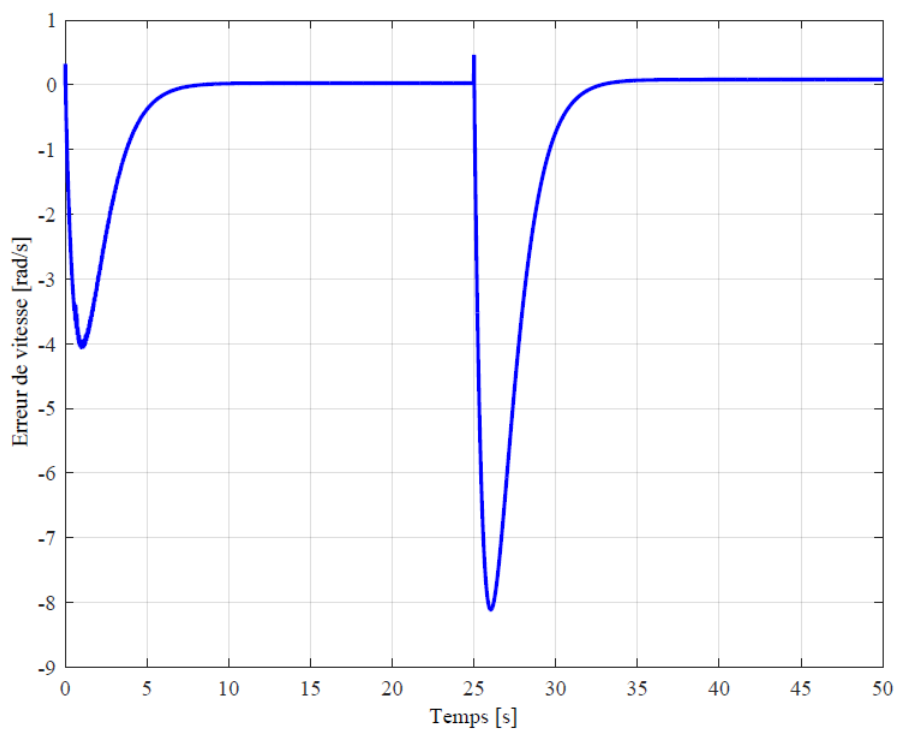


FIGURE 3.15 – Erreur de la vitesse pour régulateur PI

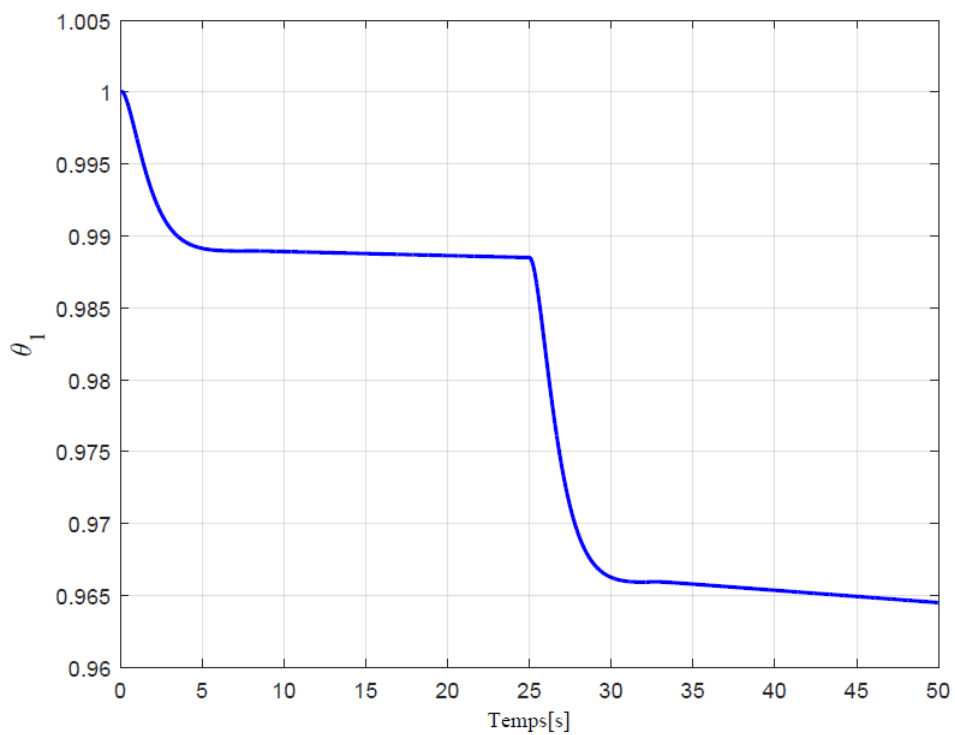


FIGURE 3.16 – Allure de θ_1

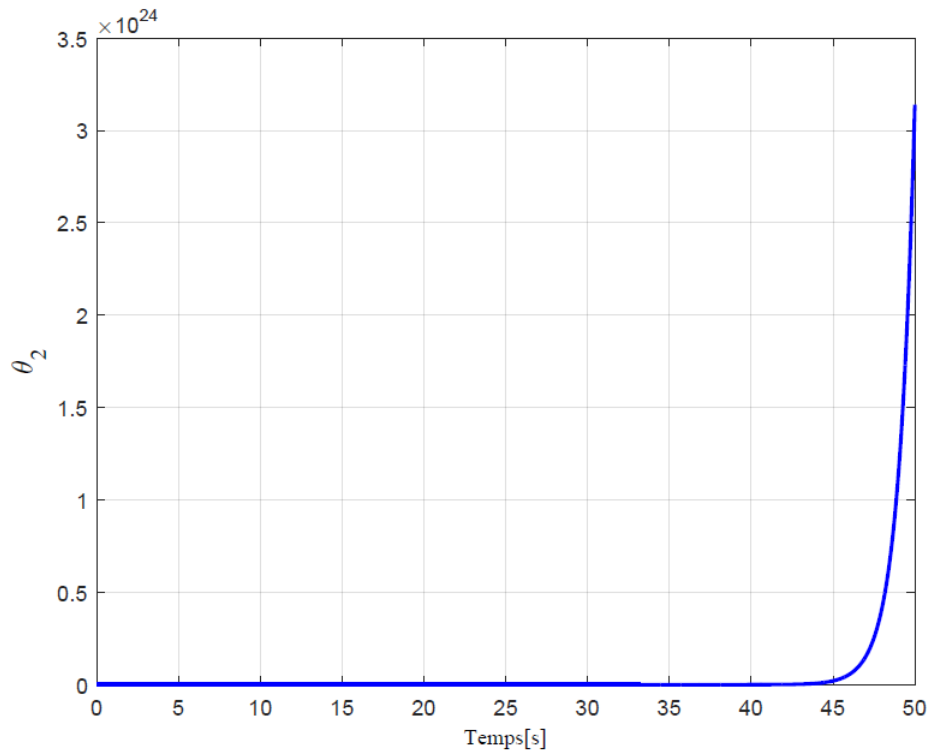


FIGURE 3.17 – Allure de θ_2

3.6 Conclusion

En conclusion de ce chapitre, nous avons réalisé des simulations pour évaluer les performances des régulateurs dans la régulation de vitesse du convertisseur Buck- moteur à courant continu. Nous avons utilisé différents types de régulateurs, notamment ceux basés sur la théorie de Lyapunov, la règle MIT, ainsi que le régulateur PI situé en chaîne directe.

Les résultats des simulations ont démontré l'efficacité des régulateurs basés sur la théorie de Lyapunov. Ce régulateur a permis d'atteindre une régulation précise de la vitesse du moteur, avec une bonne réponse dynamique et une faible sensibilité aux perturbations.

Conclusion Générale

Notre mémoire a abordé la problématique de la régulation de vitesse d'un moteur à courant continu en utilisant un convertisseur Buck et une commande adaptative basée sur la méthode MRAC. Nous avons présenté les principes de fonctionnement et la modélisation du moteur à courant continu, ainsi que du convertisseur Buck. Nous avons également exploré les concepts de la commande adaptative et ses différentes approches, en mettant l'accent sur la commande MRAC basée sur la théorie de Lyapunov et la règle MIT.

Grâce à nos simulations, nous avons pu observer les résultats obtenus avec les différents régulateurs situés en feed-forward et feed-back, ainsi qu'avec le régulateur PI situé en chaîne directe et la théorie de Lyapunov. Ces simulations ont démontrés l'efficacité de la commande adaptative MRAC dans la régulation de vitesse du moteur à courant continu avec le convertisseur Buck.

Nos résultats ont montré que la commande adaptative permet d'atteindre une régulation précise de la vitesse du moteur, avec une bonne robustesse face aux perturbations et variations de charge. De plus, la méthode MRAC basée sur la théorie de Lyapunov s'est avérée particulièrement efficace, offrant de bonnes performances de régulation et aussi la meilleur commande de noter cas.

Annexe

1- Bloc Simulink de convertisseur Buck- moteur DC

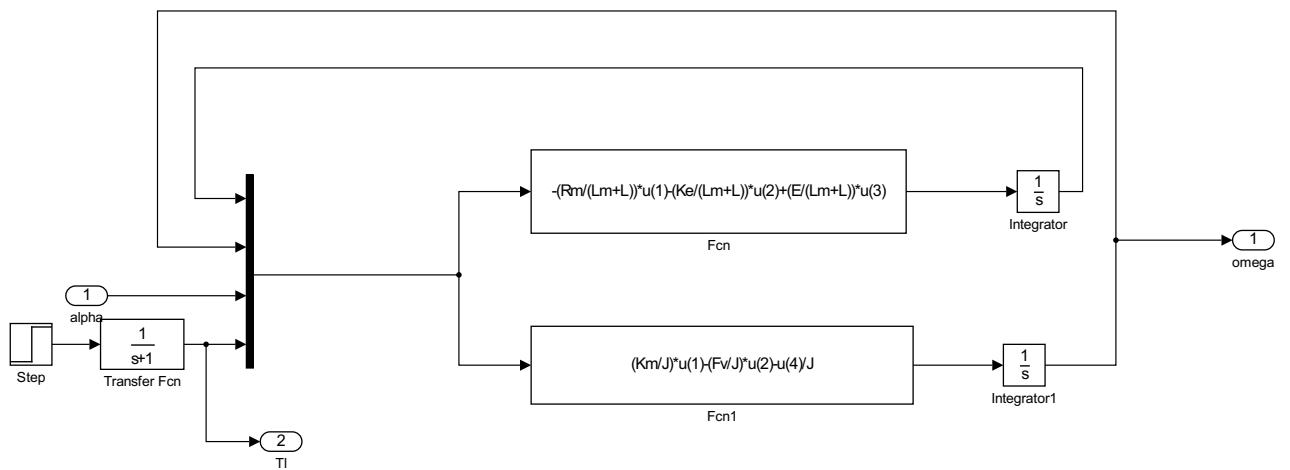


FIGURE 3.18 – Bloc Simulink de convertisseur Buck- moteur DC

2- Bloc simulink de MLI

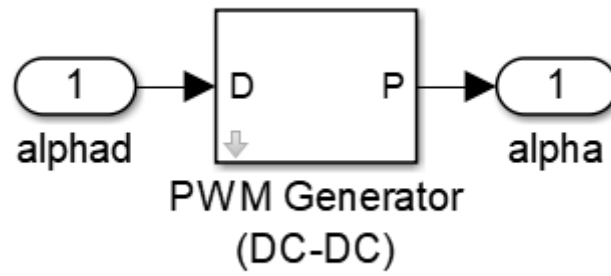


FIGURE 3.19 – Bloc simulink de MLI

References

- [1] M,Tidaf Lounis,M,Zaknoute Tarik . 2010 ,”Commande d’un moteur à courant continu à excitation Séparée via la carte KPCI 3102, mémoire de master ,Université Mouloud MAMMARI, Tizi-Ouzou,Faculté de Génie Electrique et d’Informatique,Département d’Automatique
- [2] Machine à courant continu : fonctionnement en moteur , Cours, Université sidi mohamed ben Abdellah, Fès , Maroc, école supérieure de technologie
- [3] Bounab Alaeddine ,Conception d’une Architecture d’instrumentation en vue de la Modélisation et de la surveillance d’un moteur à courant continue ,Thèse de Magister , Université FARHAT ABBAS, SETIF, 2008.
- [4] <https://fr.scribd.com/document/255288859/ChapitreII-Les-interrupteurs-semiconducteurs>
- [5] .Fares Mohamed,Larbi Mohamed, Commande Adaptative d’un Convertisseur Boost par la Méthode M.I.T, mémoire de master,Université Djilali Bounaama Khemis Miliana,2020/2021
- [6] Keziz Haythem Dhia Eddine, Analyse et commande des convertisseurs DC-DC : M´ethodes de l’espace d’etat, m´emoire de masterUniversit´e Larbi Ben M’Hidi - Oum El Bouaghi –,2019
- [7] MMESSAADI MOUNA, Commande Backstepping appliquée à la machine synchrone aimants permanents, Magister EN ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE HAD LAKHDAR BATNA, FACULTE DE TECNOLOGIE, DEPARTEMENT D’ELECTROTECHNIQUE.
- [8] Rezgui Maroua/Zelghi Aya, Commande adaptative d’un moteur à Courant continu, Mémoire Master,Université Mohamed Khider de Biskra Faculté des Sciences et de la Technologie Département de génie électrique, 2022.
- [9] Hamza AMROUS,Commande et Conduites des Systèmes d’Energie Electriques , Mémoire Magister, Ministère de l’Enseignement Supérieur et de la Recherche

REFERENCES

- Scientifique , Faculté de Génie électriqueEcole Nationale Supérieure Polytechnique, Département de Génie Electrique , 2019.
- [10] BOULKHTOUT Radhia /BOULKHTOUT Hajer, Commande adaptative d'un système électromécanique, Mémoire Master,Centre Universitaire AbdelhafidBoussouf Mila , Faculté des Sciences et de la Technologie Département de génie électrique, 2022.
- [11] A. Chemori (Systèmes robotiques pour l'assistance à la mobilité) Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de MontpellierLIRMM, Université Montpellier 2 - CNRSUPEC – Master 2 ScTIC – 2015/2016.
- [12] Ahmed Chemori. Introduction à La Commande Adaptative. Laboratoire D'informatique de Robotique Microélectronique de Montpellier, France, 2015-2016
- [13] livre :Automatic Control Systems” par Benjamin C. Kuo et Farid Golnaraghi
- [14] T.Khan Nizami, A.Chakravarty and Chitralkha Mahanta. Design and implementation of a neuro-adaptive backstepping controller for buck converter fed PMDC-motor. control Engineering practice Volume 58. 20 October 2017. pp :78-87