

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N°



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : AUTOMATIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par :

▪ **CHAOUCHI LAKHDAR**

Intitulé

Commande ADRC à mode glissant

Soutenu devant le jury composé de :

DR. Bedboudi Mohamed

Université : M'sila

Président

DR. Oubabas Hocine

Université : M'sila

Encadreur

DR. Mekki Hemza

Université : M'sila

Examineur

Année universitaire : 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

لو عرض الكتاب سبعين مرة لوجد فيه خطأ
" أبى الله تعالى أن يكون كتاب صحيحا غير كتابه "

Remerciements

*Nous tenons tout d'abord à remercier dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous à donner la force et la patience d'accomplir ce modeste travail. Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au **département génie électrique de M'sila** sous la direction de monsieur **Oubabas Hocine**, Maitre de conférences à l'université Mohamed Boudiaf mes meilleurs sentiments de reconnaissance pour le soutien constant qu'il m'a apporté tout au long de ce travail et pour tous les conseils qu'il n'a cessé de me transmettre. Mes sincères remerciements vont également aux membres de jury qui m'ont fait honneur de participer à l'examen de ce travail. Je remercie tous mes enseignants de la faculté des sciences et technologie de M'sila pour leurs efforts voués à nous transmettre le savoir, en particulier ceux du **département du Génie Electrique et d'automatique**. Je ne termine pas sans remercier tous ceux qui ont contribué directement ou indirectement à la réussite de ce travail. Enfin, je voudrais exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour leur soutien moral et matériel*

إهداء

يتدفق الماء بفضل مصدره الشجرة تنمو بفضل جذورها أود أن أشكر شكر خاص الي من انشأني نشأة العلم والدي **الحاج احمد** حفظه الله ورعاه وأود أن أشكر شكر خاص لتلك البشرية العظيمة **أمي** التي كانت دائما أن تتعرف عينيها على رؤيتي في مثل هذا اليوم الذي كان مغطى بالغبار قبل أن تتحقق أمنيتها. ولك يا سيدة نساء الكون في عيني التي تركتني في منتصف الطريق وندى روجي وبلسمها لك أهدي تخرجي روحك الحلوة الأبن اليوم وبكل تواضع صارت "المهنة" لك يا أمي، أرفع إليك قبعات الفخر والشرف، الروح الطاهرة التي ذهبت بلا رجعة، يرحمك الله ويضعك في سلام إلى من منحوني المحبة الأخوية الخالصة و الصادقة أختي **ص..** وأختي **م..** وإخوتي **كمال** و **رشيد** و **يوسف** إلى كل صديق عبر بصدق بموقف أصيل أو كلمة مساندة أو دعاء فيظهر الغيب بنية خالصة أهدي ثمرة هذا الجهد المتواضع الي من كاتفني ونحن نشق الطريق معا نحو النجاح وكان له الدور من قريب أو بعيد في إتمام هذه الدراسة سائل المولى عزوجل أن يجزي الجميع خير الجزاء في الدنيا والآخرة.

ثم الي كل طالب علم سعى بعلمه ليفيد الإسلام والمسلمين بكل ما أعطاه الله من علم ومعرفة

الشكر والتقدير....

قال رسول الله ﷺ (من لا يشكر الناس لا يشكر الله)

الحمد لله الذي أكرمنا ومنّ علينا باجتياز هذه المرحلة بنجاح بعد سنواتٍ من الجِد والاجتهاد وانطلاقاً من الحديث السابق يشرفنا ان ننهز هذه الفرصة ونتقدم بالشكر الجزيل لكل شخص وقف معنا طوال هذه الفترة سواء أكان قريباً أم بعيداً ونخص بذلك أهلنا في فلسطين والجزائر وكذلك الزملاء والأصدقاء في هذا البلد الطيب الذين عرفناهم وعشنا معهم اللحظات الجميلة طوال هذه المسيرة فلهم منّا كل المحبة والتقدير

كما أننا نريد أن نتوجه أيضاً بالشكر الجزيل لكافة كوادر الأسرة الجامعية في جامعة محمد بوضياف بالمسيلة سواء أكانوا طلبة أم أساتذة أم إداريين أم عمال وخص بذلك الأسرة التعليمية في الجامعة وعلى رأسهم الأستاذ المشرف الذي قام بتأطير هذه المذكرة نتكلم عن الدكتور حسين أوباباس الذي كان معلماً وناصحاً وموجهاً فشكراً لك أستاذنا لقد أدت الأمانة على أكمل وجه وقمت بواجبك كالعلمي والأخلاقي تجاهنا فجزاك الله عنّا خير الجزاء.

كما أننا نريد أن نتوجه بالشكر لكل الأساتذة في كلية التكنولوجيا وخصوصاً الأساتذة في قسم الهندسة الكهربائية الذي تعلمنا على أيديهم ورافقونا على مدار 5 سنوات، كما لا ننسى في هذا الشكر اللجنة المصححة هذه المذكرة الذين سهروا وتعبوا من اجل تحرير هذه المذكرة فلهم منا كل التحية والتقدير على عملهم هذا.

وفي الختام لا يسعنا الا أن نتقدم بالاعتذار من كل شخص كنا قد نسيناه أو سقط اسمه سهواً في شكرنا هذا.

SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
Liste de Abréviations et Symboles	IV
Liste des Figures.....	VII
Introduction Générale.....	I

Chapitre I : Commande ADRC

I.1 Introduction3	3
I.2 Le concept de contrôle ADRC	3
I.2.2 Fonctionnement de l'ADRC	4
I.3 Type de fonctionnement du contrôle ARDC	6
I.3.1 Contrôleur linéaire ADRC (LADRC).....	6
I.3.2 Calcul de perturbation - ESO	6
I.3.3 Loi de commande	7
I.4.4 Réglage des paramètres du contrôle ADRC	8
I.4.4.1 Paramètres de l'ESO :	8
I.4.4.2 Paramètres du contrôleur	8
I.5 Application à un système de 1 ^{er} ordre :	8
I.5.1 Déterminons les deux paramètres $\beta 1$ et $\beta 2$	9
I.5.2 Détermination du paramètre $k1$ du correcteur :.....	9
I.6 Application à un système de 2 ^{em} ordre :	10
I.7 Contrôleur ADRC non linéaire	12
I.7.1 Contrôle des paramètres	13
I.8 Conclusion	13

Chapitre II : Commande par Mode Glissant

II.1 Introduction	14
II.2 Système à structure variable.....	14
II.2.1 Principes de la commande à structure variable en mode glissant	15
II.2.1.1. Fonction de commutation.....	15
II.2.1.2 Hyperplan de commutation	15
II.2.1.3. Régime glissant	15
II.2.1.4. Surface de glissement.....	16
II.2.1.4.a. Le mode de convergence (MC) :.....	16
II.2.1.4 b. Le mode de glissement (MG):.....	16
II.2.1.4.c. Le mode du régime permanent (MRP):.....	16
III.3. Types de commutation des systèmes à structure variable :	17

III.3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :.....	17
III.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	18
III.3.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande ave commande équivalente :.....	18
II.4 Conceptions de l'algorithme de commande par mode de glissement [32]	19
II.4.1 Choix des surfaces de glissement :	19
II.4.2 conditions d'existence et de convergence du régime glissant :.....	20
II.4.3 Calcul de la commande	21
II.5 Phénomène du broutement (chattering) :	24
II.5.1 Fonction pseudo-signe	24
II.5.2 Fonction tangente hyperbolique(tanh)	24
II.5.3 Fonction arctangente hyperbolique(arctanh).....	24
II.6 Domaines d'application du réglage par mode glissant :	24
II.9 Conclusion :.....	25
Chapitre III :Commande ADRC a Mode glissant :Application a un Moteur a Courant Continu	
III.1 Introduction	26
III.2 Moteur à courant continu	26
III.2.1 Modélisation et simulation du moteur à courant continu.....	27
III-3) Commande d'un moteur DC par la commande par mode glissant	31
III. 4 Commande ADRC d'un moteur DC.....	37
III.5 Commande ADRC a mode glissant du Moteur à courant continu.....	41
III.6 Conclusion.....	43
Conclusion générale	44
Références bibliographiques	45

Liste des Figures

Figure. I.1 Structure non linéaire de l'ADRC	3
Figure I.2 Schéma fonctionnel de l'ADRC comprenant les 3 composantes : TD, SEF et ESO	4
Figure I.3 : Schéma d'ADRC de 1 ^{er} ordre	10
Figure I.4 : Schéma d'ADRC de 2 ^{em} ordre	11
Figure I.5 : contrôle ADRC non linéaire	13
Figure II.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plant de phase	17
Figure II.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	17
Figure II.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	18
Figure II.4 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	19
Figure II.5 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	21
Figure II.6 Commande équivalente	22
Figure II.7 Commande discontinue	23
Figure II.8: Fonction signe (non linéarité tout ou rien). [30]	24
Figure II.9 : Le phénomène de broutement	24
Figure III.1: Schéma d'un moteur DC à excitation séparée	27
Tableau III-1 : Valeurs des paramètres du moteur	28
Figure III.2: Schéma du moteur DC	29
Figure III.3: Modélisation du moteur DC	29
Figure III.4: Vitesse de rotation du moteur	30
Figure III.5: Courant absorbé par le moteur	30
Figure III.6: Fonction signe	33
Figure III-7 : Schéma de la commande a mode glissant du Moteur	34
Figure III-8 : Schéma de la commande par mode glissant	34
Figure III.9: La vitesse de rotation du moteur	35
Figure III.10: Courant absorbé par le moteur	36
Figure III.11: Signal de commande	37
Figure III.12: Schéma bloc de la commande ADRC	38
Figure III.13: Schéma bloc de la commande ADRC	39
Figure III.14: signal perturbation	40
Figure III.15: Courant absorbé par le moteur	40
Figure III.16: Signal de la commande ADRC	40
figure III.17: Schéma bloc de la commande ADRC a mode glissant	41
figure III.18: Vitesse de rotation du moteur à courant continu	42
figure III.19:3 Vitesse de rotation du moteur à courant continu Zoomée	42
figure III.20:4 Courant absorbé par le moteur à courant continu	43

Liste de Abréviations et Symboles

Abréviations

ADRC : Active Disturbance Rejection Controller.

TF : Transfert Fonction.

PD : Proportionnelle Dérivée.

TD : Suiveur différentiel (Suivi de trajectoire)

ESO : Extended State Observer (Observateur d'état étendu).

LSEF : Linear State Error Feedback.

NLSEF : Non-Linear State Error Feedback.

LADRC : Linear Active Disturbance Controller

NLADRC : Non-Linear Active Disturbance Controller

SMADRC: Sliding Mode Active Disturbance Controller

SISO: Single Input Single Output

SMC : Commande par mode glissant.

DC : Direct courant.

MCC : Moteur à courant continu

Symboles

$w(t)$: Ensemble des perturbations externes.

b_0 : Paramètre constant.

Z : Vecteur d'état de l'ESO.

X : Vecteur d'état étendu (contient un état supplémentaire

L : Vecteur de gains de l'observateur.

\hat{z}_1 et \hat{z}_2 et \hat{z}_n : sorties estimer de l'observateur

K_0 : Vecteur des gains du contrôleur.

$r^*(t)$: Vecteur référence.

z_2 : Sortie estimée du modèle

$u(t)$: La nouvelle commande.

$g(e_1, \alpha_2, \delta_2)$: Fonction non linéaire dite de Han

$S(x)$: fonction de commutation

T : temps
x : vecteur d'état
xⁿ : Équation différentielle
S : surface de glissement
V(x) : fonction de Lyapunov
f(x,t),g(x,t): Fonctions non linéaires.
e : erreur
S(x): fonction de commutation
U :Vecteur de commande
U_{eq} : Vecteur de commande équivalente
U_n : Vecteur de commande discontinu
I_n : Matrice identité $n \times n$
I_e : Courant continu d'excitation
F :Force électromagnétique.
B :Champ magnétique
L :Un conducteur de longueur
 Φ :Flux magnétique
E :Force électromotrice
P :Nombre de paire de pôles de la machine.
N :Nombre de conducteurs actifs de la périphérie de l'induit.
a :Nombre de paires de voies de l'enroulement entre les deux balais.
n :Fréquence de rotation de l'induit (en t/s).
P_a: Puissance électrique absorbée
V :Tension d'alimentation du moteur.
C_u : Couple utile
P_u : Puissance utile
P_{ém} : Puissance électromagnétique
P_c : Pertes fer + pertes mécaniques : dites pertes constantes
C_r : Couple résistant (N.m)
C_f : Couple de frottement (N.m)
J : Moment d'inertie du moteur Kg.m²
F : Coefficient de frottement visqueux N.m.s/rad
X : Vecteur d'état
 λ : Constante positive.

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction Générale

L'automatique est l'art de modéliser, identifier et d'analyser puis de commander les systèmes. C'est aussi celui de traiter l'information et de prendre des décisions.

L'Automatique est la science qui traite des lois de régulation des systèmes commandés.

Commander un objet signifie influencer son comportement pour lui faire effectuer une tâche définie à l'avance. Afin de réaliser en pratique cette « influence », les ingénieurs ont mis au point des mécanismes appropriés faisant appel à des principes théoriques généraux, eux-mêmes s'exprimant à l'aide de divers outils mathématiques.

La commande automatique a considérablement évolué, notamment durant les trois dernières décennies. Son champ d'application s'est élargi pour couvrir actuellement la plupart des industries (pétrochimiques, agroalimentaires, textiles, cimenteries, aérospatial, ...etc) [1].

Souvent en fait face à des anomalies entre le modèle mathématique créé pour la conception de contrôle et le système réel lors de la formulation de n'importe quel problème de commande. La différence peut être le résultat d'une approximation du comportement complexe du système par un modèle ou de la variation des paramètres de la dynamique du système. Cela a déclenché un grand intérêt pour la création de méthodes de contrôle efficaces pour résoudre ce problème [2].

Si les exigences de précision et de performance du système ne sont pas trop strictes, les algorithmes de commande classiques, comme ceux à action proportionnelle intégrale dérivée (PI, PID), peuvent être suffisants. Cependant, dans le cas contraire, et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non-linéarités et variations temporelles [2], cela peut conduire à des processus industriels de haute Complexité. De nombreuses méthodes ont été réalisés avec succès pour faire face à la complexité des systèmes l'industriels parmi celles-ci on peut citer la commande adaptative, la commande optimale, la commande prédictive, la commande floue, la commande par mode glissant, la commande active par rejet perturbation (ADRC)...etc.

La commande par mode de glissant (SMC) fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : La grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes. Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, surface de glissant, pour ensuite y rester [3].

D'autre part, La commande active à rejet de perturbation (ADRC) [4], apparait comme une alternative pour gérer la perturbation totale et a été adopté avec succès dans le contrôle des systèmes d'entraînement de moteur, des systèmes d'alimentation et des filtres de puissance active (APF). Contrairement à la modélisation de chaque perturbation du système comme un état étendu, l'ADRC considère la perturbation totale, à la fois la perturbation externe et la variation dynamique interne, comme un seul état estimé et compensé en temps réel en utilisant un observateur d'état étendu (ESO). L'ADRC ne s'appuie pas sur un modèle mathématique précis de systèmes, par conséquent, elle est très robuste aux variations de paramètres, au bruit et perturbation [5].

L'objectif de notre travail est de combiner les deux stratégies SMC et ADRC pour concevoir une commande à mode glissant active par rejet de perturbation (SMADRC), afin de bénéficier des avantages de chaque approche. Pour ce faire, on repartit ce travail comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande ADRC, de son fonctionnement et différents réglages des paramètres de l'ADRC.

Dans le second chapitre, on s'intéressera à la commande à mode glissant. Un bref historique, le principe de fonctionnement ainsi que les différents types de commutation et la conception de l'algorithme de commande seront présentés.

Le chapitre 3 consiste à combiner les deux stratégies proposées dans le chapitre 1 et chapitre 2, en vue d'obtenir une stratégie de commande robuste. Afin de montrer l'efficacité de cette approche une application sur le modèle d'un, moteur à courant continu (MCC) est illustré par des simulations.

Enfin on termine ce travail par une conclusion générale et des perspectives,

CHAPITRE I :
COMMANDE ADRC

I.1 Introduction

Suite à une série d'articles scientifiques publiés dans les années 80-90 par (Han,[6]; Han and Wang [7]; Han [8,9]. J. Han donne naissance à une méthode de commande nommée plus tard l'ADRC. Dans son article «From PID to Active Disturbance Rejection Control» [4]. Afin de comprendre l'idée derrière cette loi de commande, il convient de suivre le raisonnement de J. Han à sa genèse.

Dans son article Han [4]. L'idée principale de cette méthode est de pouvoir connaître l'incertitude totale (incertitudes internes + perturbations externes) du système, qui est estimée avec la sortie du système.

L'ADRC est donc constitué de trois composantes. La première est un suiveur différentiel, ou Tracking Differentiator (TD) en anglais. Son rôle est d'extraire les dérivées du signal de référence, et est utilisé comme profil de référence par le système. La deuxième composante un observateur d'état étendu, Extended State Observer (ESO). Il s'agit de la partie la plus importante de l'ADRC, car c'est celle-ci qui va estimer l'incertitude totale. Enfin, la troisième composante est le retour d'erreur d'état, LSEF (Linear State Error Feedback) ou encore NLSEF (Non-Linear State Error Feedback), dépendamment de la nature de ce dernier. (Consulter la figure 1.1)

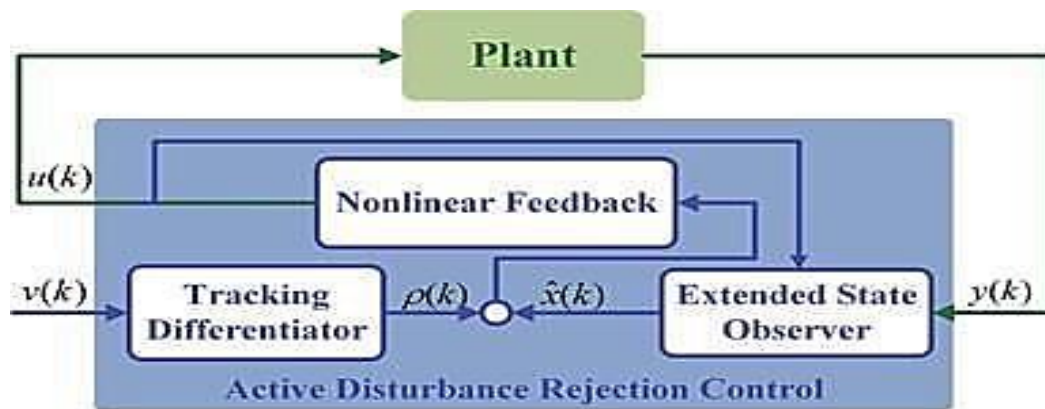


Figure. I.1 Structure non linéaire de l'ADRC

I.2 Le concept de contrôle ADRC

Le chercheur chinois J. Han a créé le control ADRC qui permet de corriger certains défauts des Correcteurs PID qui sont [10], [11] :

La détérioration de la partie dérivative du correcteur due au bruit

La sur simplification et la perte de performance dans la combinaison linéaire des termes P, I et D

Les problèmes impliqués par le terme intégral : bien qu'essentiel pour éliminer les erreurs d'état stable, il entraîne d'autres problèmes tels que la saturation et une marge de stabilité réduite en raison du décalage de phase.

J. Han a proposé quatre solutions pour créer de nouveaux contrôleurs afin de combler les lacunes du contrôleur PID :

- Une équation différentielle simple utilisée comme profil de référence ;
- Un suiveur différentiel tolérant au bruit ;
- Un retour de sortie non linéaire ;
- Et une estimation de l'incertitude totale et de son rejet.

La solution proposée par J. Han nécessite l'implémentation de trois composantes fondamentales par le contrôleur ADRC :

- a) Le premier est un suiveur différentiel, également connu sous le nom de suiveur différentiel (TD) en anglais. Son travail consiste à extraire la dérivée du signal de référence et à l'utiliser comme référence du système.
- b) L'observateur d'état étendu **E.S.O** (Extended State Observer) est la deuxième composante de l'ADRC et la plus importante. La pierre angulaire de cette méthode de contrôle est que c'est elle qui va estimer l'incertitude totale.
- c) Enfin, la troisième composante est le retour d'erreur d'état, qui peut être soit LSEF (Retour d'erreur d'état linéaire) soit NLSEF (Retour d'erreur d'état non linéaire).

I.2.2 Fonctionnement de l'ADRC

In de présenter au mieux les trois différentes composantes de l'ADRC (Fig. I.2), nous allons leur consacrer une sous-partie chacun. Leurs rôles étant très différents et relativement indépendants les uns des autres, nous pourrions d'abord comprendre en détails leur fonctionnement individuel avant de conclure sur les propriétés globales du système dans une dernière sous-partie. Nous allons donc présenter d'abord le suiveur différentiel (TD), puis le retour d'erreur d'état (SEF), et enfin l'estimateur d'état étendu (ESO).

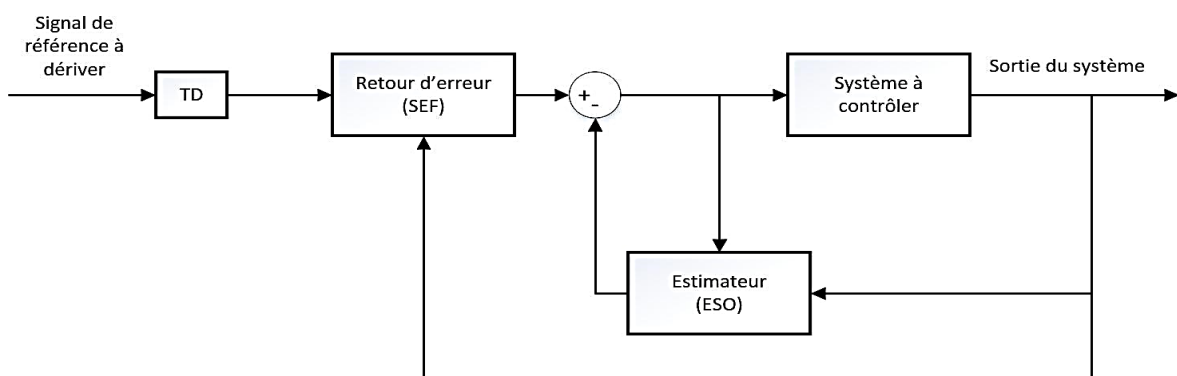


Figure I.2 Schéma fonctionnel de l'ADRC comprenant les 3 composantes : TD, SEF et ESO

I.2.2.1 Suiveur différentiel

Cette composante a été proposée pour la première fois par J. Han en 1989[6] afin de répondre aux problèmes générés par le terme dérivatif dans le PID. Notamment lorsqu'il y a des bruits de mesure, la dérivation usuelle peut alors créer de grands écarts avec la valeur réelle. Le TD peut donc être considéré comme un dérivateur tolérant au bruit. C'est en s'inspirant de ses travaux Han, [12][13] sur les dérivateurs non-linéaires que le TD va commencer à faire son apparition. Le principe du TD est contenu dans le théorème de J. Han publié dans les années 90 Han and Wang, [14] et a ensuite donné lieu à beaucoup de recherche en la matière Han [8]; Guo and Zhao[15].

On peut aussi utiliser le TD comme simple dérivateur d'un signal de référence (si besoin est). Par exemple, si le signal de référence est la position désirée du système, on peut tirer, grâce au TD, la vitesse instantanée désirée du système.

I.2.2.2 Retour d'erreur d'état

Si l'on poursuit le raisonnement tenu par J. Han [4] et explicité en introduction de cette revue de littérature, nous arrivons à la deuxième composante du système : le retour d'erreur d'état (SEF). Le TD nous a permis d'obtenir la dérivée de notre signal de sortie, et nous allons l'exploiter avec ce composant. Nous pouvons conserver l'analogie faite avec le PID en introduction. Ainsi le TD joue le rôle du dérivateur et le SEF joue le rôle du pondérateur des termes PID.

I.2.2.3 Estimateur d'état étendu

De manière générale, il est rare que l'on connaisse l'état du système en entier. Le plus souvent, on n'en connaît qu'une partie, grâce au signal de sortie. La technique usuelle pour connaître l'état du système complet est de construire un estimateur qui va estimer le reste de l'état du système depuis les données fournies par le signal de sortie. L'estimateur le plus répandu est celui de Luenberger, simple et efficace, dans lequel on peut choisir (via le gain de l'estimateur) la vitesse à laquelle l'estimateur converge vers l'état réel du système. Ceci marche très bien pour les systèmes linéaires mais de grands gains peuvent amplifier de manière significative l'erreur initiale de l'estimateur, créant de grands pics d'erreurs. Plusieurs solutions utilisant des gains non-linéaires ont donc été proposées pour contrer ce problème, comme l'estimateur par mode de glissement par exemple (Edwards and Surgeon [16]). En gardant à l'esprit l'idée de rassembler les perturbations internes et externes au système, J. Han a proposé un nouvel estimateur baptisé Extended State Observer. Beaucoup d'articles sont ensuite parus sur le sujet (Huang and Han [17]; Xia et al [18]).

I.3 Type de fonctionnement du contrôle ARDC

Le suiveur différentiel peut suivre à la fois les variations d'un signal donné et sa dérivée car il peut dériver le signal de référence et récupérer en sortie deux grandeurs : le signal et sa dérivée. Dans notre étude, cela peut être utilisé pour suivre les variations de vitesse et le couple électromagnétique de la machine déduit de la dérivée de vitesse. La dynamique du système est évaluée à une erreur par l'observateur d'état étendu, qui considère ces erreurs comme des objectifs qui doivent être minimisés voire éliminés.

En injectant cette erreur dans son entrée nécessaire pour l'annulation des erreurs et la compensation des interférences, le bloc de retour d'erreur d'état génère la commande.

On distingue deux contrôleurs ADRC en fonction des fonctions que les différents modules utilisent. Ainsi, On mentionne :

LADRC : Le contrôleur ADRC linéaire

NLADRC ; le contrôleur ADRC non linéaire,

I.3.1 Contrôleur linéaire ADRC (LADRC)

Plusieurs auteurs ont écrit sur la description et l'analyse du control LADRC car il est devenu de plus en plus populaire. [19]

Le modèle général d'un système dynamique non linéaire et variable dans le temps d'ordre n avec une seule entrée u et une seule sortie est examiné pour illustrer son concept.

L'équation suivante décrit Y (**SISO** : une seule entrée et une seule sortie)

$$y^{(n)} = f(y(t), w(t)) + b_0 \cdot u(t) \quad (\text{I-1})$$

$-w(t)$: modélise l'ensemble des perturbations externes

$-f(y(n-1), y(n-2), \dots, y(t), w(t))$: dynamique du système ainsi que le groupe de perturbations internes et externes.

$-b_0$: est un paramètre constant.

I.3.2 Calcul de perturbation - ESO

L'élément de base du contrôle ADRC est l'observateur d'état étendu (Extended state Observer), dont le principe est décrit ci-dessus : L'équation (1.1) précédente peut être décrite en représentation d'état comme suite :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dots \\ \dot{x}_n = x_{n+1} + b_0 u \\ \dot{x}_{n+1} = f \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A.X + B.U + E.f \\ y &= C.X \end{aligned} \quad (\text{I-3})$$

Comme on le remarque le vecteur d'état X contient un état supplémentaire x_{n+1} dérivable, qui modélise la perturbation.

Il est donc évident que l'observateur de Luen berger pour ce système prenne en considération la variable supplémentaire, sa forme est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{Z} = A.Z + B.U + L(Y - Y) \\ Y = C.Z \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

Avec

- $Z = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_{n+1}]^t$: vecteur d'état de l'ESO
- $L = [\beta_1 \beta_2 \ \dots \ \beta_{n+1}]^t$: vecteur de gains de l'observateur ; pour des gains bien choisis, la perturbation sera mieux estimée.

I.3.3 Loi de commande

Lorsque $(A - L.C)$ est asymptotiquement stable, $y(t)$ et ses $(n - 1)$ dérivées seront estimées par $z_1 \ z_2 \ \dots \ z_n$ et l'ensemble des perturbations seront estimés par z_{n+1} donc, si on choisit la loi de commande:

$$u(t) = \frac{u_0(t) - \hat{f}}{b_0} \quad (\text{I-5})$$

L'équation différentielle du système déviant

$$y^{(n)} = f(y(t), w(t)) + b_0 \cdot \frac{u_0(t) - \hat{f}}{b_0} \quad (\text{I-6})$$

Si l'ESO est bien paramétré :

$$f(y(t), w(t)) = \hat{f} = \hat{z}_{n+1} \quad (\text{I-7})$$

Et par conséquent

$$y^{(n)} \approx u_0(t) \quad (\text{I-8})$$

Ce qui conduit le système à un ensemble d'intégrateurs en cascade, où il peut finalement être commandé par :

$$\begin{aligned} u_0 &= k_1(r(t) - y(t)) + k_2(\dot{r}(t) - \dot{y}(t)) + k_3(\ddot{r}(t) - \ddot{y}(t)) \\ &+ \dots k_n(r^{(n-1)}(t) - y^{(n-1)}(t)) \end{aligned} \quad (\text{I-9})$$

Et puisque, $y(t)$ et ses $(n - 1)$ dérivées seront estimées par $z_1^T \dots z_n^T$ à \hat{z}_n et l'ensemble des perturbations seront estimés par \hat{z}_{n+1}

$$u(t) = \frac{k_1(r(t) - z_1(t)) + k_2(\dot{r}(t) - \dot{z}_2(t)) + \dots + k_n(r^{(n-1)}(t) - \hat{z}_n(t)) - \dot{z}_{n+1}}{b_0} \quad (\text{I-10})$$

Que l'on peut exprimer par :

$$u(t) = K_0(r(t) - z(t)) \quad (\text{I-11})$$

Avec :

- $r(t) = [r(t) \dot{r}(t) \dots r^{(n-1)}(t)]^T$: vecteur référence
- $K_0 = [k_1 k_2 \dots k_n \ 1]/b_0$: vecteur des gains du contrôleur

I.4.4 Réglage des paramètres du contrôle ADRC

I.4.4.1 Paramètres de l'ESO :

Le polynôme caractéristique de l'observateur ESO est donné par :

$$P_{eso}(p) = \det(p.I - (A - L.C)) = p^{n+1} + a_1 p^n + a_2 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} \quad (\text{I-12})$$

Avec les a_i sont en fonction des β_i éléments de vecteur des gains L

Une méthode réglage consiste à ramener tous les pôles du polynôme à $-w_0$, c'est-à-dire

$$P_{eso_des}(p) = (p + w_0)^n \quad (\text{I-13})$$

Par identification terme à terme des équations (I-13) et (I-14), on obtient les valeurs prise par chaque élément β_i en fonction de $w_0 > 0$.

I.4.4.2 Paramètres du contrôleur

Le polynôme caractéristique de contrôleur est donné par

$$P_{con}(p) = \det(p.I - (A - B.K_0)) = p^{n+1} + b_1 p^n + b_2 p^{n-1} + \dots + b_{n-1} \quad (\text{I-14})$$

Par la même méthode utilisée en ESO, on impose que tous les pôles du polynôme caractéristique Soient en $(-w_c)$, c'est-à-dire :

$$P_{con_des}(p) = (p + w_c)^n \quad (\text{I-15})$$

Par conséquent, les paramètres de réglage du contrôleur sont identifiés par identification terme à terme. Il existe d'autres techniques pour régler les composants du contrôleur LADRC, comme celle suggérée par

I.5 Application à un système de 1^{er} ordre :

Considérons le système de premier ordre décrit par l'équation suivante :

$$y = f(y, t, w) + b \cdot u \quad (\text{I-16})$$

En représentation d'état, cette équation peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b u \\ \dot{x}_2 = f \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Ou sous forme matricielle,

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot B \cdot U + E \cdot \dot{f} \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Avec
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } C = [1 \quad 0]$$

Auquel on associe un observateur d'état, défini par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = A \cdot \hat{z} + b \cdot B \cdot U + L(y - \hat{y}) \\ y = C \cdot \hat{z} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Avec
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0] \text{ et } L = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix}$$

L'observateur d'état étendu peut être réalisé comme suite :

I.5.1 Déterminons les deux paramètres β_1 et β_2

La méthode de placement des pôles est utilisée pour déterminer ces deux paramètres. En effet, $P(p)$ est le polynôme caractéristique du système à contrôler et w_0 est le pôle du système en boucle ouverte.

$$P_{eso}(p) = \det(p \cdot I - (A - L \cdot C)) = p^2 + \beta_1 \cdot p + \beta_2 \quad (\text{I-20})$$

On désire placer les pôles du polynôme à $-w_0$, on impose donc le polynôme

$$P_{eso_des}(p) = (p + w_0)^2 = p^2 + 2 \cdot w_0 \cdot p + w_0^2 \quad (\text{I-21})$$

D'où :

$$\beta_1 = 2 \cdot w_0 \text{ et } \beta_2 = w_0^2$$

I.5.2 Détermination du paramètre k_1 du correcteur :

Par la méthode de placement de pôle, on donne le polynôme caractéristique comme suit :

$$P_{con}(p) = \det(p \cdot I - (A - B \cdot K_0)) = p^2 + \frac{p}{b_0} + \frac{k_1}{b_0} \quad (\text{I-22})$$

Pour un polynôme désiré de la forme :

$$P_{con_des}(p) = (p + w_c)^2 = p^2 + 2w_c \cdot p + w_c^2 \quad (I-23)$$

D'où par identification, $b_0 = \frac{1}{2w_c}$ et $k_1 = b_0 \cdot w_c^2$

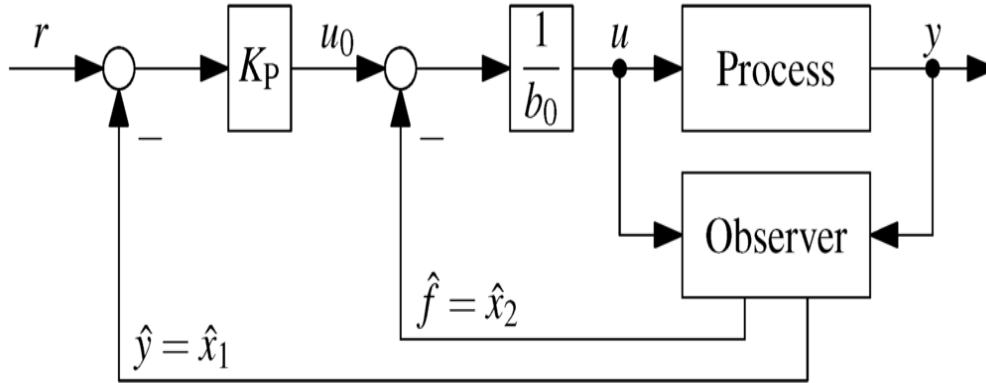


Figure I.3 : Schéma d'ADRC de 1^{er} ordre

I.6 Application à un système de 2^{em} ordre :

Suite à la section précédente, nous considérons maintenant un processus du second ordre, $G(p)$, avec un gain DC, K , un facteur d'amortissement, D , et une constante de temps, T .

$$G(p) = \frac{y(p)}{u(p)} = \frac{k}{T^2 p^2 + 2DTp + 1} \rightarrow T^2 \ddot{y}(t) + 2DT\dot{y}(t) = Ku(t) \quad (I-24)$$

Quant au cas du premier ordre, nous ajoutons une perturbation d'entrée, $d(t)$, abrégeons

$b = \frac{K}{T^2}$ et divisons b en une partie connue et inconnue, $b = b_0 + \Delta b$

$$\ddot{y}(t) = \left(-\frac{2D}{T} \cdot \dot{y}(t) - \frac{1}{T^2} d(t) + \Delta b u(t)\right) + b_0 u(t) \quad (I-25)$$

Perturbation généralisée $f(t)$ Avec tout le reste combiné dans la perturbation généralisée $f(t)$, tout ce qui reste du modèle de processus est un double intégrateur. La représentation dans l'espace d'états du double intégrateur perturbé est

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} f(t) \quad (I-26)$$

$$y(t) = (1 \ 0 \ 0) \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{pmatrix} \quad (I-27)$$

Afin d'employer une loi de contrôle similaire au cas du premier ordre, un observateur d'état étendu est nécessaire pour fournir une estimation $\hat{x}_1(t) = \hat{y}(t), \hat{x}_2(t) = \dot{\hat{y}}(t)$ and $\hat{x}_3(t) = \ddot{\hat{y}}(t)$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \\ \hat{x}_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{pmatrix} (Y(t) - \hat{x}_1(t)) = \begin{pmatrix} -l_1 & 1 & 0 \\ -l_2 & 0 & 1 \\ -l_3 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \\ \hat{x}_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{pmatrix} (y(t)) \quad (I-28)$$

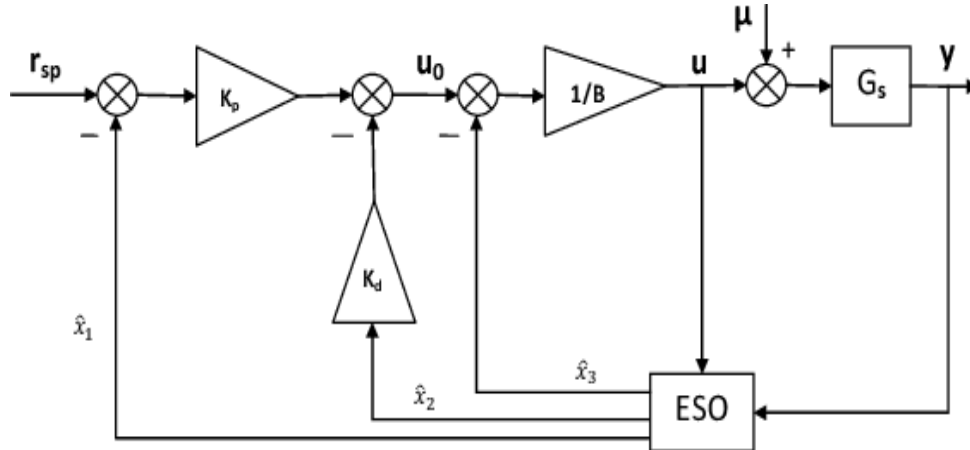


Figure I.4 : Schéma d'ADRC de 2^{em} ordre

En utilisant les variables estimées, on peut implémenter le rejet des perturbations et un contrôleur linéaire pour le comportement restant du double intégrateur, comme le montre la figure 3. Un contrôleur PD modifié (sans la partie dérivée pour la valeur de référence r(t)) conduira à un comportement en boucle fermée du second ordre avec dynamique réglable. Encore une fois, il s'agit en fait d'un contrôleur de rétroaction d'état basé sur une estimation.

$$u(t) = \frac{u_0(t) - \hat{f}(t)}{b_0} \quad (I-29)$$

$$\text{avec : } u_0(t) = K_p (r(t) - \hat{y}(t)) - K_D \dot{\hat{y}}(t)$$

$$K_p = (s^{CL})^2 \text{ et } K_D = -2 \cdot s^{CL} \text{ avec } s^{CL} \approx -\frac{6}{T_r} \quad (I-30)$$

Dynamique de l'observateur : placez les pôles d'observateur à gauche des pôles en boucle fermée via les équations (33) et (34)

$$I_1 = -3s^{ESO}, I_2 = 3 \cdot (s^{ESO})^2 \text{ et } I_3 = -(s^{ESO})^3 \text{ avec } s^{ESO} \approx (3 \dots 10) \cdot c^{CL} \quad (I-31)$$

I.7 Contrôleur ADRC non linéaire

Le système étudié peut présenter des non linéarités, d'où l'idée d'utiliser l'ADRC non linéaire, pour comprendre son principe, considérons le système 1er ordre décrit par sa représentation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= f(x_1, w, t) + b \cdot u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (\text{I-32})$$

Où : w est la perturbation externe, f englobe la dynamique propre du système et l'ensemble des perturbations internes et externes.

On désire que la sortie $y = x_1$, l'observateur est conçu donc sous la forme de 2^{ème} ordre suivante [55] :

$$\begin{aligned} e_0 &= y - z_1 \\ \dot{z}_1 &= z_2 + \beta_1 \cdot g(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b \cdot u \\ \dot{z}_2 &= \beta_2 \cdot g(e_1, \alpha_2, \delta_2) \end{aligned} \quad (\text{I-33})$$

Où:

- z_2 : est la sortie estimée du modèle
- $g(e_1, \alpha_2, \delta_2)$: la fonction non linéaire dite de Han, telle que

$$g(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & \text{Si } |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \cdot \text{sign}(e) & \text{Si } |e| \geq \delta \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

La loi de contrôle imposée par le de bloc NLSEF (Non Linear State Error Feedback) est donnée par :

$$\begin{cases} e_0 = r_1 - z_1 \\ u_0 = \beta_0 \cdot g(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

Ainsi la nouvelle commande su système devient :

$$u(t) = \frac{\beta_0 \cdot (e_0, \alpha_0, \delta_0) - z_2(t)}{b} \quad (\text{I-36})$$

Où pour un système d'ordre n :

$$u(t) = \frac{\sum \beta_i \cdot (e_i, \alpha_i, \delta_i) - z_{n+1}(t)}{b} \quad (\text{I-37})$$

La fonction $g(e_0, \alpha_0, \delta_0)$ est remplacée par le gain e_0 pour diminuer le nombre de paramètres à régler. Une illustration du contrôle ADRC non linéaire est montrée sur la figure (1.5)

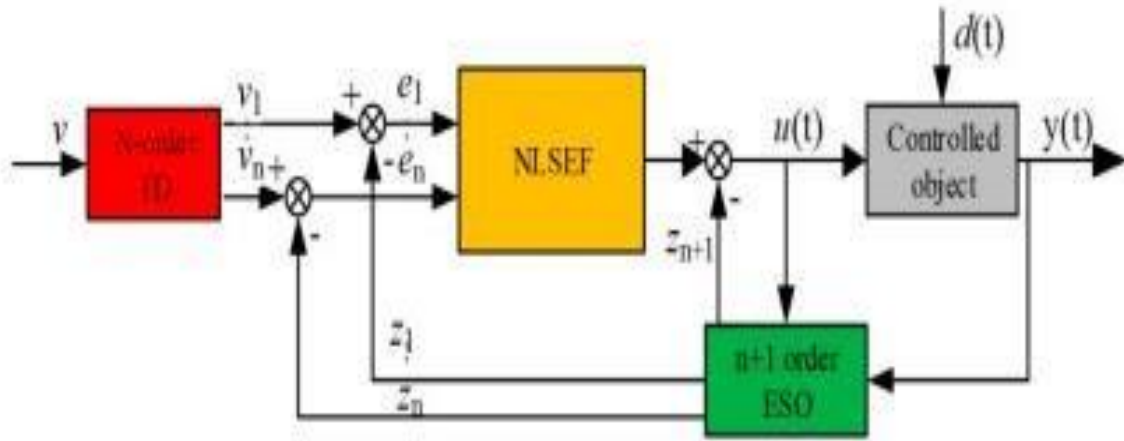


Figure I.5 : contrôle ADRC non linéaire

Pour voir les détails sur les éléments de la figure 3.3 il faut consulter l'annexe

I.7.1 Contrôle des paramètres

Le problème de l'utilisation d'un contrôle ADRC non linéaire persiste lors du réglage des paramètres de ses constituants, ainsi, dans le cas étudié, il y a quatre paramètres $\beta_1, \beta_2, \alpha_1$ et α_2 pour l'ESO, un paramètre pour le NLSEF et quatre paramètres pour l'ESO. Il existe de nombreux tableaux de propositions des valeurs à prendre dans la littérature, mais le réglage reste empirique.

I.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, une revue de littérature générale allant d'un bref historique sur la naissance de L'ADRC passant par la présentation des concepts de base de cette stratégie, ainsi que le fonctionnement global de cette approche ont été présentés. Il existe deux types de fonctionnement de L'ADRC : l'ADRC linéaire (LADRC), et L'ADRC non linéaire (NLADRC).

En remarque L'ADRC linéaire est plus facile à calculer est implémenter par rapport à L'ADRC non linéaire, ceci est dû au nombre de paramètres de chaque approche. Le nombre de paramètres à calculer dans LADRC est inférieur aux nombres de paramètres de NLADRC.

CHAPITER II :
COMMANDE
PAR MODE
GLISSANT

II.1 Introduction

La théorie des systèmes à structure variable, initialisée au début du 20^{ème} siècle Nikol'ski [20], a pris son essor dans les années 60 par Emelyanov [21] et Itkis [22]. utkin [23]

Les systèmes de commande à structure variable constituent une solution à plusieurs problèmes

De commande ou le système et soumise ou variation des paramètre et ou perturbation voire par Utkin [24],Sira_Ramirez [25] et Slotine [26].

Un mode de fonctionnement spécifique pour les systèmes à structure variable est le mode de glissement. La commande par mode de rotation commute la structure de sorte que le vecteur d'état "x" suit une trajectoire dans l'espace d'état. Cette méthode de commande est adaptable aux changements dans les paramètres du processus [27].

Les ajustements de la commande sont effectués en fonction des variables d'état pour créer une "variété" ou "hypersurface" de glissement, dont l'objectif est de faire correspondre la dynamique du système celle définie par l'équation de l'hypersurface. Lorsque l'état est maintenu sur cette hypersurface, on parle de régime glissant pour le système. Si les conditions de glissement sont garanties, la dynamique du système ne sera pas affectée par les changements dans les paramètres du processus, les erreurs de modélisation certaines perturbations plusieurs méthodes existent pour la détermination de la commande par mode glissant, telle que la commande équivalente, la méthode de filippov et la méthode de régularisation.

Ce chapitre est consacré à une présentation générale des concepts de base de la commande la commande par mode glissant.

II.2 Système à structure variable

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais : sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement.

La technique des modes glissants consiste à emmener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement

II.2.1 Principes de la commande à structure variable en mode glissant

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit et appelé mouvement de glissement.

En utilisant la loi de commutation. Chacune des composantes du vecteur de commande détermine le mouvement le long duquel se produit le système de commande à structure variable, Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est à dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation $S(x) = 0$ en un temps fini [28].

La forme d'une commande à structure variable peut être donnée par [28]

$$\begin{cases} U_i = U_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_i = U_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Avec: $i = 1, \dots, m$

$i = 1, \dots, m$ Les composantes du vecteur de commande

Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est à dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation $S(x) = 0$ en un temps fini [28].

II.2.1.1. Fonction de commutation

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x)$ appelée fonction de commutation. Dans le cas linéaire, La fonction de commutation est considérée comme une fonction linéaire de l'état :

$$s(x) = [s_1(x), s_2(x), \dots, s_m(x)] \text{ ou } c = [c_1, c_2, \dots, c_m] \quad (\text{II-2})$$

Chaque fonction scalaire de commutation $s_j(x)$ décrit une surface linéaire $s_j(x) = 0$ [28]

II.2.1.2 Hyperplan de commutation

La surface de commutation associée au système de commande à structure variable défini précédemment : $s_j = \{x \in R^n : s_j(x) = 0\}$, $j = 1 \dots m$ est appelée hypersurface de glissement.

II.2.1.3. Régime glissant

Si pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface $x(t) \in S, \forall t > t_0$ alors $x(t)$ est un mode glissant pour le système.

II.2.1.4. Surface de glissement

La surface de commutation de S est appelée surface de commutation si tout point de S est tel qu'il contient des trajectoires d'état hors de S .

Le but du système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état du système vers l'origine de l'espace d'état à partir d'une condition initiale quelconque $x(0) = x_0$.

Du fait qu'il nécessite une fréquence de commutation infiniment grande, ce mode de glissement est souvent qualifié d'idéal. En réalité, l'utilisation de l'hyper-surface dans tout système de commande entraîne des défauts tels que les retards et l'hystérésis, qui nécessitent une fréquence de commutation bien définie [28]. Ensuite, la trajectoire de l'état oscille dans une zone de la surface de glissement. Ce phénomène connu sous le nom de broutement ou de chattering. La trajectoire de l'état dans le plan de phase comprend trois parties (ou trois modes) distinctes :

II.2.1.4.a. Le mode de convergence (MC) :

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$ [29]. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

II.2.1.4 b. Le mode de glissement (MG):

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$.

II.2.1.4.c. Le mode du régime permanent (MRP):

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

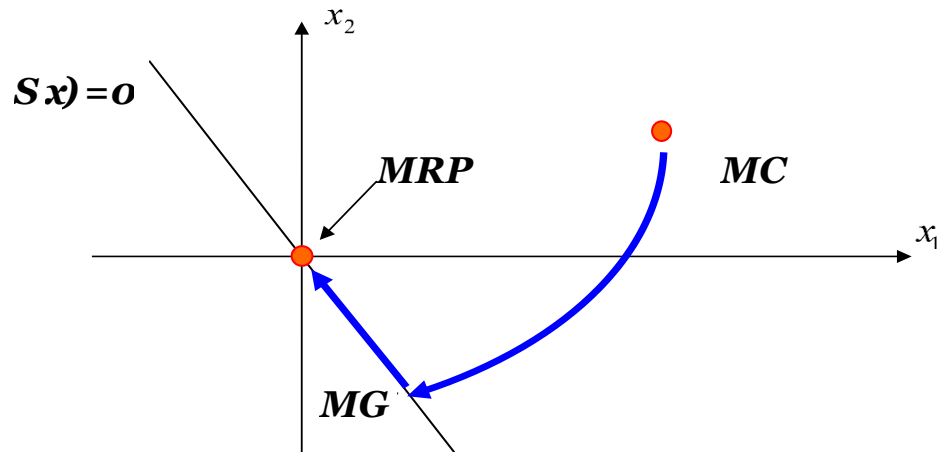


Figure II.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plant de phase

III.3. Types de commutation des systèmes à structure variable :

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [30].

III.3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

La figure (II.2) présente le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La structure de commande la plus répandue et la plus courante est cette [30]

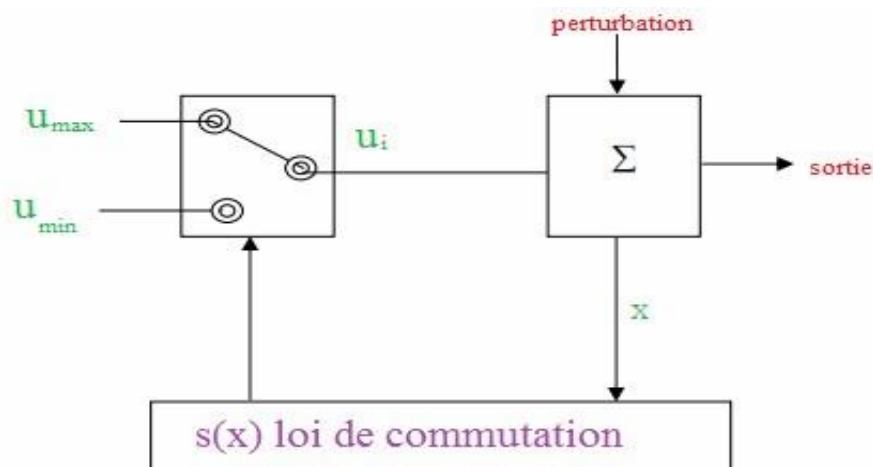


Figure II.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [30].

La loi de commande est donnée comme suit :

$$\begin{cases} u_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ u_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

III.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

La figure (II.2) représente le schéma d'une telle structure, qui est la structure la moins exigeante en termes de sollicitation de commande. Elle utilise la méthode de commande par contre réaction d'état classique, dans laquelle les gains de réglage sont utilisés pour ajuster la dynamique du système. La commutation au niveau de la dynamique du système est le résultat de la non linéarité qui résulte de la commutation entre les gains .[31]

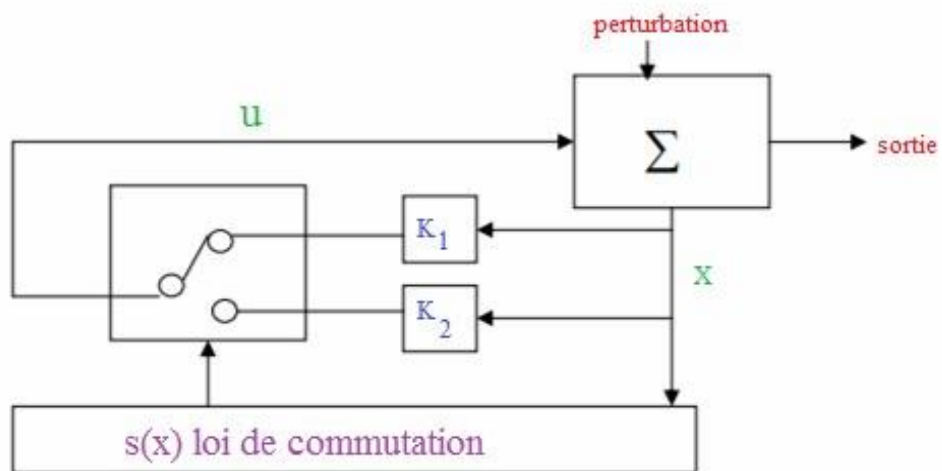


Figure II.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre-réaction d'état [30].

La loi de commande est donnée comme suit :

$$\begin{cases} -k_1 & \text{si } s(x) > 0 \\ -k_2 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

III.3.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente :

La figure (II.4) représente le principe de cette structure. Offre un avantage réel. Grâce à la commande équivalente, qui n'est rien d'autre que la valeur souhaitée du système en régime permanent, elle permet de pré-positionner l'état futur du système. Bien que l'organe de commande soit moins sollicité, on dépend plus des variations paramétriques en raison de l'expression de cette commande équivalente [30].

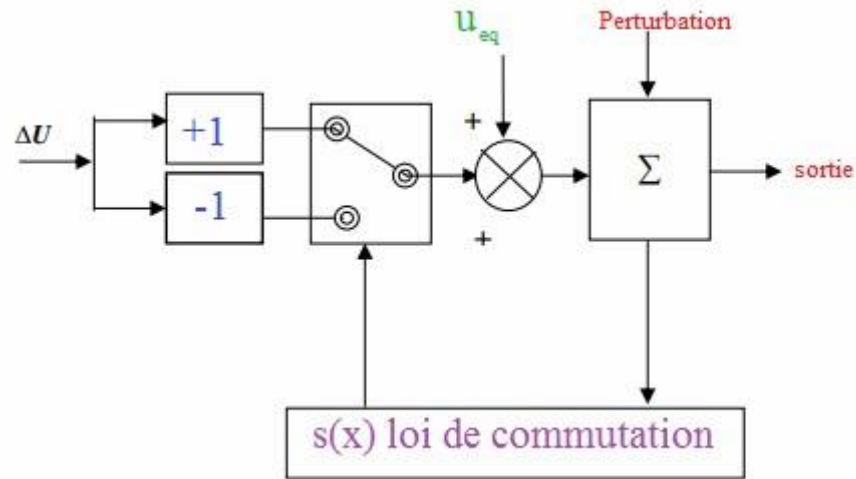


Figure II.4 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [30].

La loi de commande est donnée comme suit

$$\begin{cases} u_{eq} + \Delta u & \text{si } s(x) > 0 \\ u_{eq} - \Delta u & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Avec : u_{eq} correspond à la commande continue

Et Δu correspond à la commande discontinue.

II.4 Conceptions de l'algorithme de commande par mode de glissement [32]

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

- Choix de la surface de glissement
- Etablir la condition de convergence
- Déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface et d'y demeurer.

II.4.1 Choix des surfaces de glissement : [32]

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{II-6})$$

Où $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont des fonctions non linéaires, est supposée inversible.
 x : état d'entrée du système. Soit x_d la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x - x_d \quad (\text{II-7})$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système, comme suit [4]:

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$e(\mathbf{x})$: L'écart de la variable à régler. $e(\mathbf{x}) = \mathbf{x} - \mathbf{x}_d$

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$r = 1, \quad S(\mathbf{x}) = e(\mathbf{x}).$$

$$r = 2, \quad S(\mathbf{x}) = \lambda e(\mathbf{x}) + \dot{e}(\mathbf{x}).$$

$S(\mathbf{x}) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(\mathbf{x}) = 0$ pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

II.4.2 conditions d'existence et de convergence du régime glissant : [30]

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux conditions pour assurer le mode de convergence.

II.4.2.1 La fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN [30]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\dot{S}(\mathbf{x}) > 0 \text{ Si } S(\mathbf{x}) < 0 \quad (\text{II.9})$$

$$\dot{S}(\mathbf{x}) < 0 \text{ Si } S(\mathbf{x}) > 0 \quad (\text{II.10})$$

Cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{S}(\mathbf{x})S(\mathbf{x}) < 0 \quad (\text{II.11})$$

II.4.2.2 Approche de Lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(\mathbf{x}) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(\mathbf{x})$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} S^2(\mathbf{x}) \quad (\text{II.12})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(\mathbf{x}) = S(\mathbf{x})\dot{S}(\mathbf{x}) \quad (\text{II.13})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(\mathbf{x})S(\mathbf{x}) < 0 \quad (\text{II.14})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(\mathbf{x})$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (voir Figure(II.5)). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

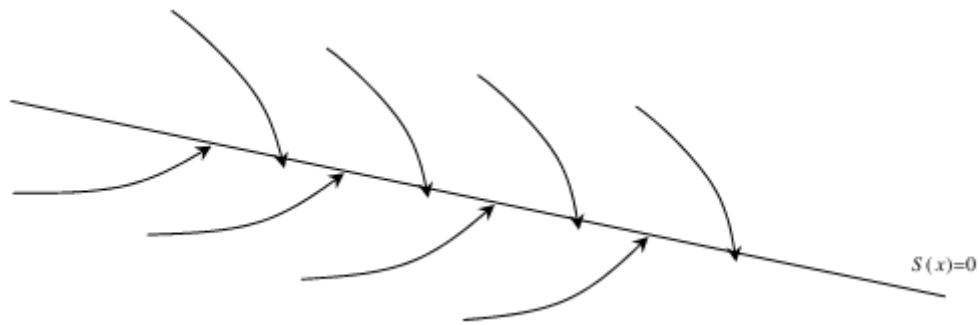


Figure II.5 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

II.4.3 Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.15})$$

U_{eq} Correspond donc à la commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} . (Voir figure II.6).

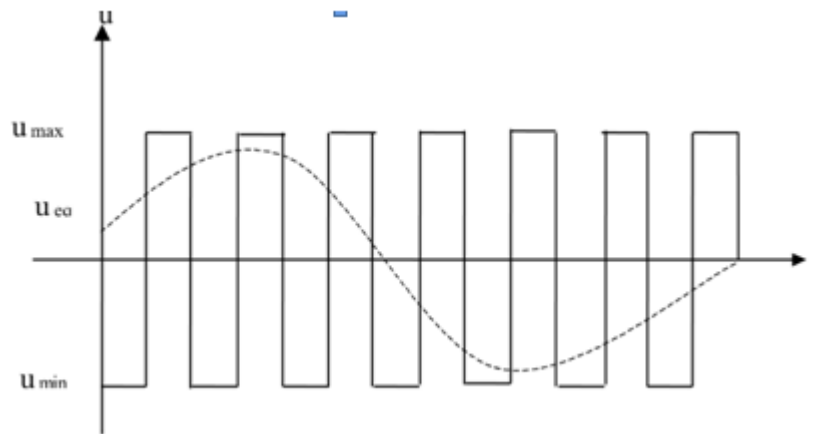


Figure II.6 Commande équivalente

U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (II.6). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande U .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} * \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.16})$$

En remplaçant (II.6) et (II.16) dans (II.17) nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)U_{eq}\} + \frac{\partial S}{\partial t} \{g(x,t)U_n\} \quad (\text{II.17})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$U_{eq}(t) = -\left\{\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t)\right\}, \quad U_n = 0 \quad (\text{II.18})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_n par sa valeur (II.19) dans l'équation (II.18), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)U_n\} \quad (\text{II.19})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x)\frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)U_n\} < 0 \quad (\text{II.20})$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (voir Figure (II.7)).

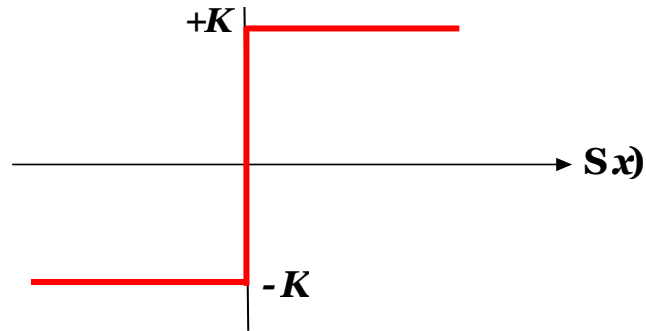


Figure.II.7 Commande discontinue

Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K\text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.21})$$

Avec :

$$\text{sign } S \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

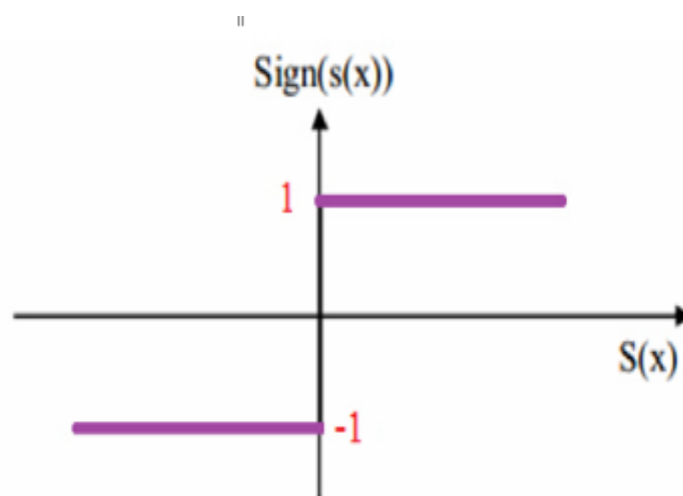


Figure II.8: Fonction signe (non linéarité tout ou rien). [30]

Cependant, cette dernière provoque sur la surface de glissement un phénomène appelé broutement (chattering) qui est généralement indésirable car il ajoute des composantes hautes fréquences au spectre de commande.

II.5 Phénomène du broutement (chattering) :

Le phénomène de chattering est l'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement. Parce qu'il a le potentiel de nuire aux actionneurs ou aux retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent être néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de la température des systèmes électriques, ce qui entraîne une perte d'énergie considérable [30,32]. De fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement sont un signe du chattering (figure II.9) [32].

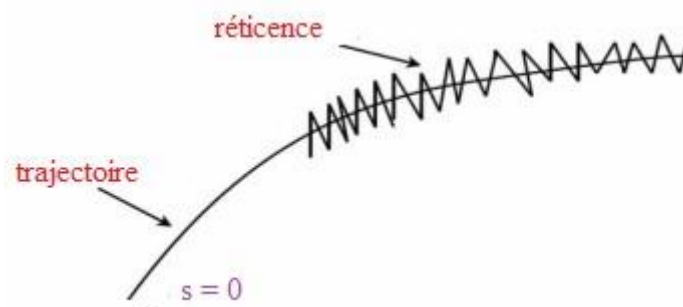


Figure II.9 : Le phénomène de broutement

Pour remédier à ce problème de broutement (chattering en anglais), la fonction discontinue « signe », est remplacée par des fonctions continues, telle que la fonction tanh, arctanh, la fonction pseudo-signe ou la fonction saturation, ...

II.5.1 Fonction pseudo-signe

$$v(s, \varepsilon) = \frac{s}{|s| + \varepsilon} \quad (\text{II.23})$$

II.5.2 Fonction tangente hyperbolique(tanh)

$$v(s, \varepsilon) = \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \quad (\text{II.24})$$

II.5.3 Fonction arctangente hyperbolique(arctanh)

$$v(s, \varepsilon) = \frac{2}{\pi} \arctanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \quad (\text{II.25})$$

II.6 Domaines d'application du réglage par mode glissant :

La commande par mode glissant a connu des développements significatifs dans tous les domaines. On retrouve la théorie de mode glissant dans Les entraînements électriques pour les machines électriques, dans la commande des robots dans la commande des systèmes thermiques, ...etc.

Il est important de noter que le mode glissant peut être bénéfique dans certains domaines, comme les processus chimiques et métallurgiques, où des réglages nécessitant des régulateurs à deux positions [30].

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande par modes glissants, composé d'une surface de glissement sur laquelle le système évolue, et une loi de commande qui force ce système à atteindre cette surface de glissement et y demeurer jusqu'à l'équilibre, tout en respectant la loi de commande.

Nous avons vu dans ce chapitre, comment choisir la surface de glissement, quelles sont les conditions d'existence et de convergence de cette commande.

La discontinuité de la commande de commutation est un inconvénient majeur, dont plusieurs solutions ont été proposées en littérature (par exemple : remplacer la fonction de commutation « signe » par une fonction de saturation ou une fonction continue telle que la fonction tangente hyperbolique, etc.).

CHAPITRE III :
COMMANDE ADRC
A MODE GLISSANT
:APPLICATION A
UN MOTEUR A
COURANT
CONTINU

III.1 Introduction

Bien que de nombreuses techniques de suppression des perturbations aient été développées dans la littérature, dans notre travail nous avons choisi d'étudier spécifiquement la commande active par rejet des perturbations (ADRC). Notre travail s'est focalisé sur la commande linéaire active par rejet de perturbations (LADRC), vu sa simplicité d'implémentation. Pour vérifier l'efficacité de cette approche, une comparaison avec la commande à mode glissant est proposée. Cette comparaison nous permet d'identifier les caractéristiques particulières et de déterminer les forces et les faiblesses de chaque méthode de commande. Malgré les nombreuses recherches, l'ADRC reste une question d'une importance capitale dans la théorie de commande. De plus, de gros efforts sont encore nécessaires pour améliorer les performances de contrôle avec des schémas de contrôle à rejet actif des perturbations soumis à des incertitudes, des perturbations et des retards. La commande par mode glissant (SMC), est une technique de commande robuste bien connue, appliqué avec succès dans de nombreux domaines d'ingénierie pour sa robustesse aux perturbations externes. Le SMC a fait l'objet de diverses recherches au cours des dernières décennies car il est insensible aux incertitudes et supprime les perturbations externes. La commande du mode glissant fournit le comportement dynamique souhaité lorsque des conditions appropriées telles que des conditions de glissement et d'atteinte sont remplies. Les incertitudes et les perturbations du modèle ne peuvent pas dégrader la stabilité du système lorsque celui-ci est sur une surface glissante. Ainsi, les schémas ADRC basés sur SMC ont été largement utilisés dans l'aérospatiale [33], l'électronique de puissance.[34] et d'autres domaines. Avec cette motivation à l'esprit, une méthode LADRC robuste basée sur la commande SMC, pour améliorer les performances de commande d'un moteur à courant continu (MCC) est proposée.

III.2 Moteur à courant continu

Les moteurs à courant continu sont des machines à courant continu transformant l'énergie électrique en énergie mécanique créant une rotation.

Les moteurs à courant continu sont généralement employés dans des domaines spécifiques. Par exemple, nous les retrouvons dans les domaines de la traction, du levage et du positionnement pour les fortes puissances. Mais il est également envisageable d'employer ce dernier lorsqu'un système utilise une source d'énergie autonome (pile ou batterie).

Le moteur à courant continu se compose de deux parties distinctes ; la première est la partie fixe l'inducteur (ou également appelée le stator) et la seconde est la partie tournante l'induit (ou aussi appelée le rotor).

III.2.1 Modélisation et simulation du moteur à courant continu

Le schéma d'un moteur à courant continu est illustré par la figure III.1. La variable V est la tension d'alimentation du moteur DC, E est la force électromotrice du moteur, R et L sont la résistance et l'inductance d'induit.

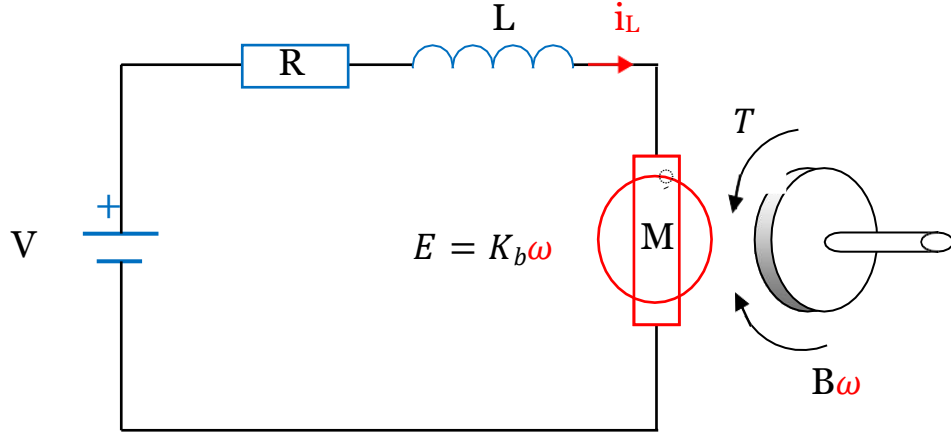


Figure III.1: Schéma d'un moteur DC à excitation séparée

Les équations électrique et mécanique d'un moteur à courant continu sont données par :

$$v = Ri_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + E = Ri_L + L \frac{di_L(t)}{dt} + K_B \omega(t) \quad (III.1)$$

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) = T(t) = K_T i_L(t) \quad (III.2)$$

A partir des deux équations ci-dessus, on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L}(V - Ri_L(t) - K_b \omega(t)) \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J}(K_T i_L(t) - B \omega(t)) \end{cases} \quad (III.3)$$

La représentation d'état du moteur DC est :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \frac{d\omega(t)}{dt} \\ \frac{di_L(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-B}{J} & \frac{K_T}{J} \\ \frac{-K_B}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega(t) \\ i_L(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} V \\ y = (1 \quad 0) \begin{pmatrix} \omega(t) \\ i_L(t) \end{pmatrix} \end{cases} \quad (III.4)$$

Les valeurs des paramètres du moteur à courant continu qui ont été utilisés dans la Simulation et la commande sont indiquées dans le tableau ci-dessous

parameters	values
La tension	V= 10 (v)
Résistance	R= 0.4 (Ω)
L'inductance	L= 2.7 (H)
Inertie ramenée sur l'axe du moteur	J= 0.0004 (Kg. m ² /s ²)
Constante de couple	$K_T = 0.015 (N. m/A)$
Coefficient de La fem	$K_b = 0.05 (V. s/rad)$
Parameter de frottement	$B = 0.0022 (N. m. s/rad)$
Vitesse de rotation du moteur	W
Le courant absorbé de la moteur	il

La représentation d'état avec le paramètre utilisé est :

$$\begin{pmatrix} \frac{d\omega(t)}{dt} \\ \frac{di(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -5.5 & 37.5 \\ -0.01852 & -0.1481 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega(t) \\ i_L(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0.3704 \end{pmatrix} V \quad (\text{III.5})$$

En se basant sur la représentation d'état du moteur DC, on peut déterminer la fonction de transfert comme suit :

$$A = [-5.5 \quad 37.5 \quad -0.01852 \quad -0.1481] \quad B = [0 \quad 0.3704] \quad , C = [1 \quad 0] \quad , D = [0]$$

$$\left(\frac{\omega(p)}{v(p)} \right) = \frac{13.89}{p^2 + 5.648p + 1.509} \quad (\text{III.6})$$

Le montage suivant représente la modélisation du moteur DC en boucle ouvert réalisé sous Matlab.

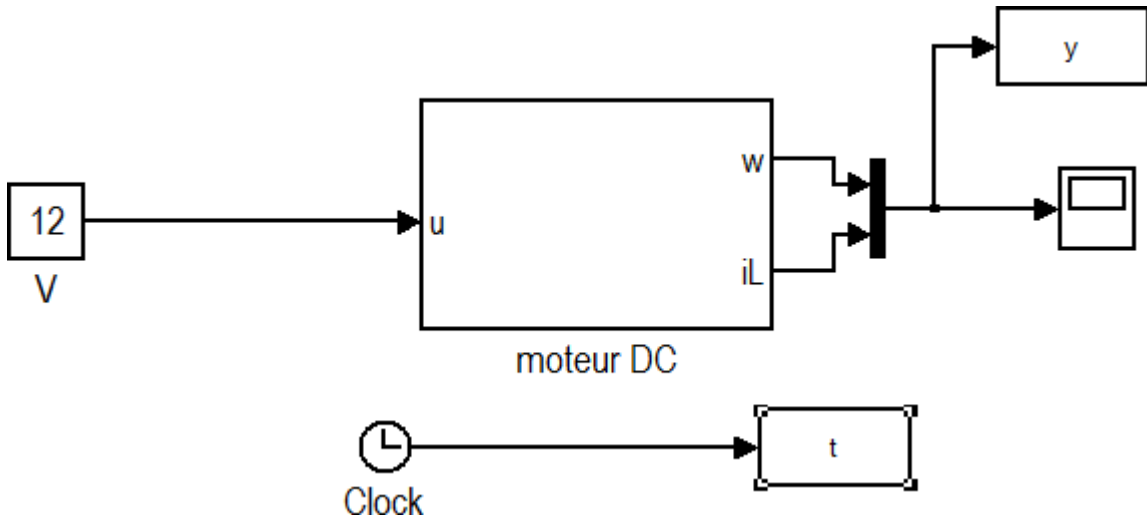


Figure III.2: Schéma du moteur DC

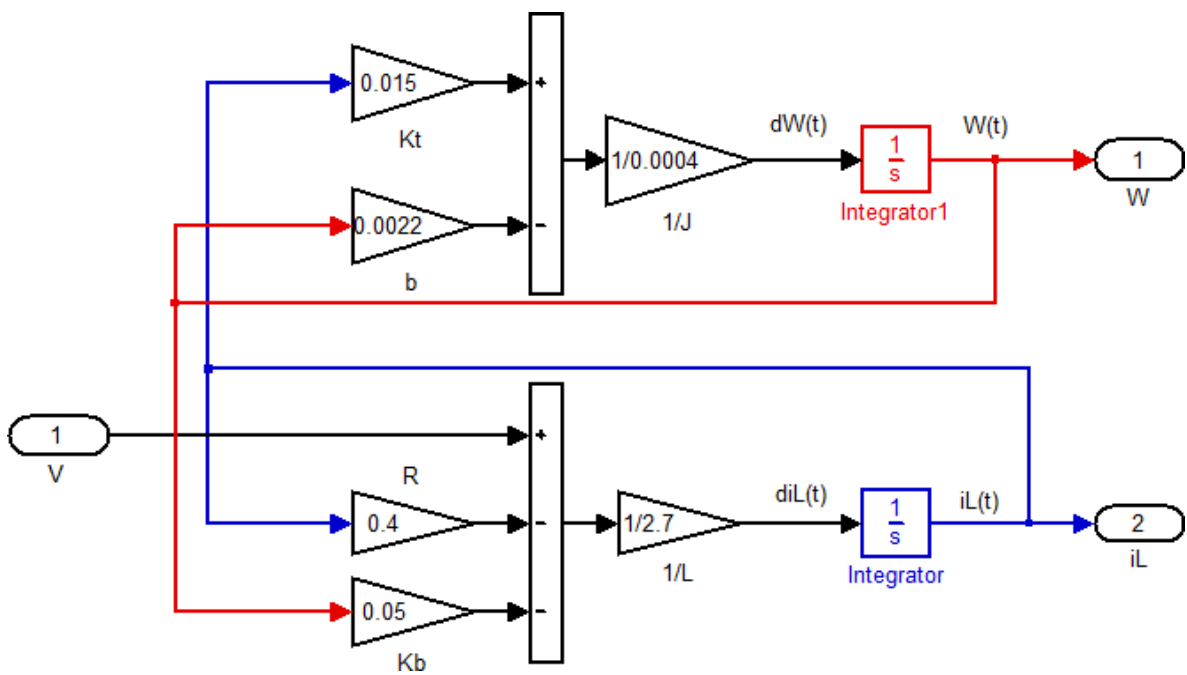


Figure III.3: Modélisation du moteur DC

La réponse du système en boucle ouverte (vitesse de rotation du moteur) pour une entrée de moteur à courant continu maintenue à une valeur constante 12V est donnée par la figure III.4

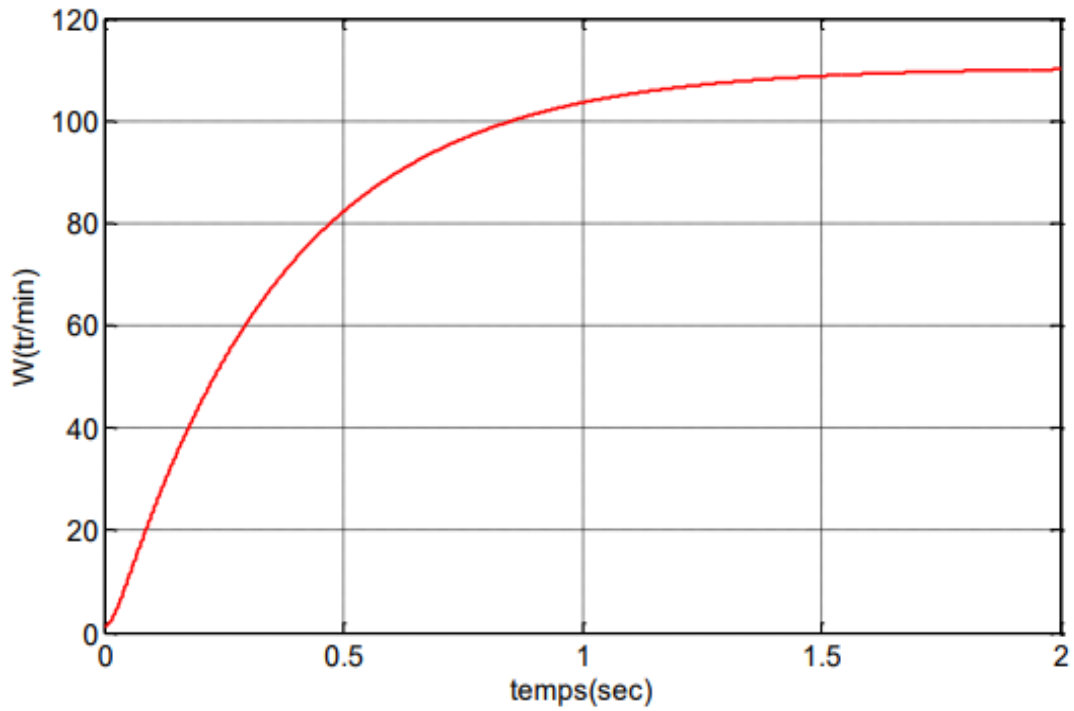


Figure III.4: Vitesse de rotation du moteur

En régime permanent, la vitesse de rotation du moteur atteint une valeur $\omega = 110 \text{ tr/min}$.

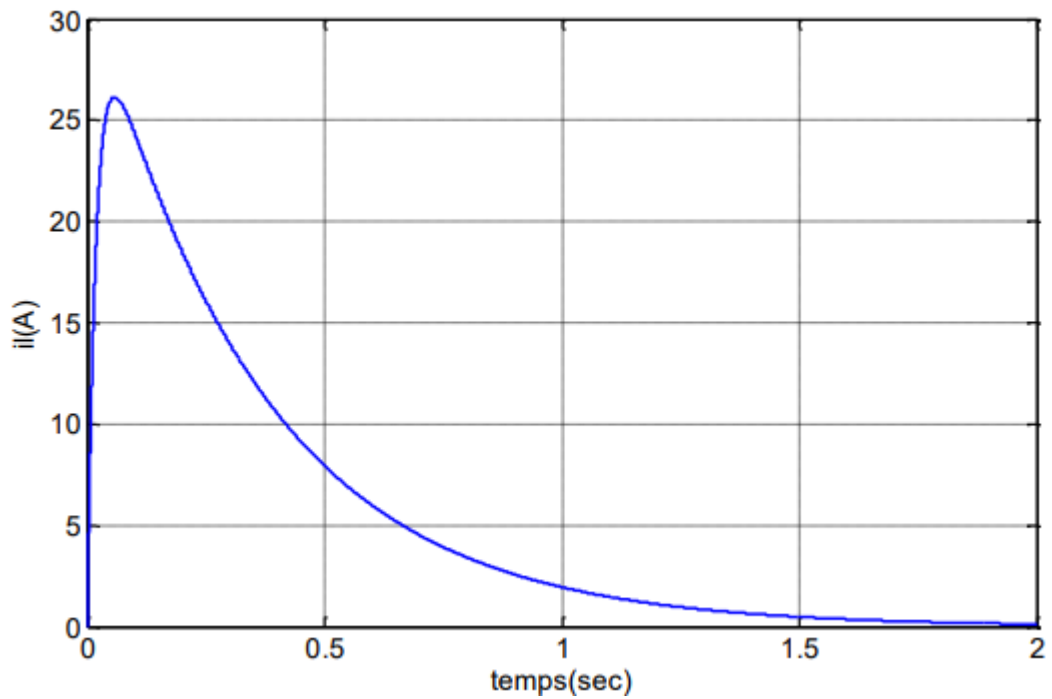


Figure III.5: Courant absorbée par le moteur

La figure III .5 représente le courant absorbé par le moteur à courante continu au démarrage le courant augmente progressivement, par la suite il diminue jusqu'à atteindre une valeur constante $i_L = 0.12A$.

En boucle ouverte la sortie du moteur qui est la vitesse de rotation n'est pas contrôlée.

La vitesse de rotation du moteur doit être contrôlée, dans notre cas, les techniques de commande ADRC, SMC et SMADRC seront utilisées pour commander la vitesse de rotation du moteur.

III-3) Commande d'un moteur DC par la commande par mode glissant

La théorie de mode glissant s'adapte bien pour la commande des moteurs à courant continu, cela est dû à la disponibilité des interrupteurs performants.

La technique de commande en mode glissant est utilisée pour commander un moteur à courant continu via sa tension d'alimentation.

D'après l'expression de la fonction de transfert dans l'équation (3.6), on peut en extraire la représentation dans le domaine temporel suivante :

$$\ddot{\omega}(t) + 5.648\dot{\omega}(t) + 1.509\omega(t) = 13.89V(t) \quad (\text{III.7})$$

On considère que : $x_1 = \omega$, $x_2 = \dot{\omega}$, $u = V$, $y = x_1 = \omega$.

Alors le système peut être converti sous la forme canonique suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{\omega} \\ \dot{x}_2 = \ddot{\omega} = 13.89u - 5.648\dot{\omega} - 1.509\omega \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 13.89u - 5.648x_2 - 1.509x_1 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

La première étape dans la commande par mode glissant est la détermination de la surface de glissement.

La forme générale de la surface de glissement est :

$$S = \left(\frac{d}{dt} + a \right)^{r-1} e = \left(\frac{d}{dt} + a \right) e = \dot{e} + \alpha e \quad (\text{III.10})$$

Avec :

e : représente l'erreur entre la vitesse de référence $\omega_{réf} = x_{1réf}$ et la vitesse actuelle $\omega = x_1$.

$$S = \dot{x}_{1réf} - \dot{x}_1 + a(x_{1réf} - x_1) \quad (\text{III.11})$$

La dérivée de la fonction de la surface de glissement est :

$$\dot{S} = \dot{e} + \alpha e = \ddot{x}_{1réf} - \dot{x}_1 + \alpha (x_{1réf} - x_1) \quad (III.12)$$

$$\dot{S} = \ddot{x}_{1réf} - \dot{x}_2 + \alpha(x_{1réf} - x_1) \quad (III.13)$$

On remplace l'expression de \dot{x}_2 de l'équation (3.9) en l'équation (3.13).

$$\dot{S} = \ddot{x}_{1réf} - 13.89u + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha (x_{1réf} - x_2) \quad (III.14)$$

2- La deuxième étape de la commande par mode glissant est l'établissement de la condition de convergence. Pour cela, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(s) = \frac{1}{2}S^2 \quad (III.15)$$

Etant donné que : $V(0) = 0$ et $V(S) > 0, \forall S \neq 0$. Donc $V(S)$ est une fonction définie positive.

Pour garantir la condition de la stabilité, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative : $\dot{V}(S) < 0$.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V} = S\dot{S} \quad (III.16)$$

$$\dot{V} = S[\ddot{x}_{1réf} - 13.89u + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(x_{1réf} - x_2)] \quad (III.17)$$

3- La troisième étape consiste à déterminer l'expression de la loi de commande. La loi de commande de la technique de commande par mode glissant se divise en deux parties la commande équivalente et la commande discontinue :

$$u = u_{eq} + u_{dis} \quad (III.18)$$

* La commande équivalente u_{eq} elle est calculée en posant que la dérivée de la surface de glissement $\dot{S} = 0$.

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow \ddot{x}_{1réf} - 13.89u_{eq} + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(x_{1réf} - x_2) = 0 \quad (III.19)$$

L'expression de la commande équivalente est :

$$U_{eq} = \frac{1}{13.89}(\ddot{x}_{1réf} + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(x_{1réf} - x_2)) \quad (III.20)$$

* La commande non linéaire discontinue u_{dis} choisie est la fonction signe (relais simple).

$$u_{dis} = Ksign(S), K > 0 \quad (III.21)$$

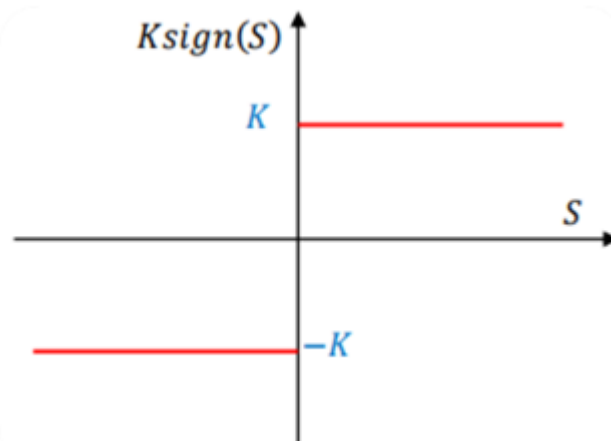


Figure III.6: fonction signe

L'expression finale de la loi de commande par mode glissant est :

$$u = \frac{1}{13.89} (\ddot{x}_{1réf} + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(\dot{x}_{1réf} - x_2)) + K\text{sign}(S) \quad (\text{III.22})$$

Afin de vérifier la convergence et la stabilité de la loi de commande, on remplace l'équation (3.22) dans (3.17).

$$\begin{aligned} \dot{V} = S & [\ddot{x}_{1réf} - 13.89 \left[\frac{1}{13.89} (\ddot{x}_{1réf} + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(\dot{x}_{1réf} - x_2)) \right. \\ & \left. + K\text{sign}(S) \right] + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(\dot{x}_{1réf} - x_2)] \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = S & [\ddot{x}_{1réf} - (\ddot{x}_{1réf} + 5.648x_2 + 1.509x_1 + \alpha(\dot{x}_{1réf} - x_2)) - K\text{sign}(S) + 5.648x_2 \\ & + 1.509x_1 + \alpha(\dot{x}_{1réf} - x_2)] \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

$$\dot{V} = S[-K\text{sign}(S)] = -KS\text{sign}(S) = -K|S| < 0 \quad (\text{III.25})$$

$\dot{V} = -K|S| < 0$, donc, la condition de stabilité et de convergence est bien vérifiée.

La figure III.7 montre le schéma de commande de la vitesse d'un moteur à courant continu par la technique de commande à mode glissant. On remarque sur le schéma la perturbation $d(t)$ qui est représentée par signal échelon multiplié par un signal sinusoïdal. Dans nos simulations, on prend $d(t) = 0.7 \cdot \sin(100 \cdot t)$ et on l'injecte à l'entrée à l'instant $t = 12$.

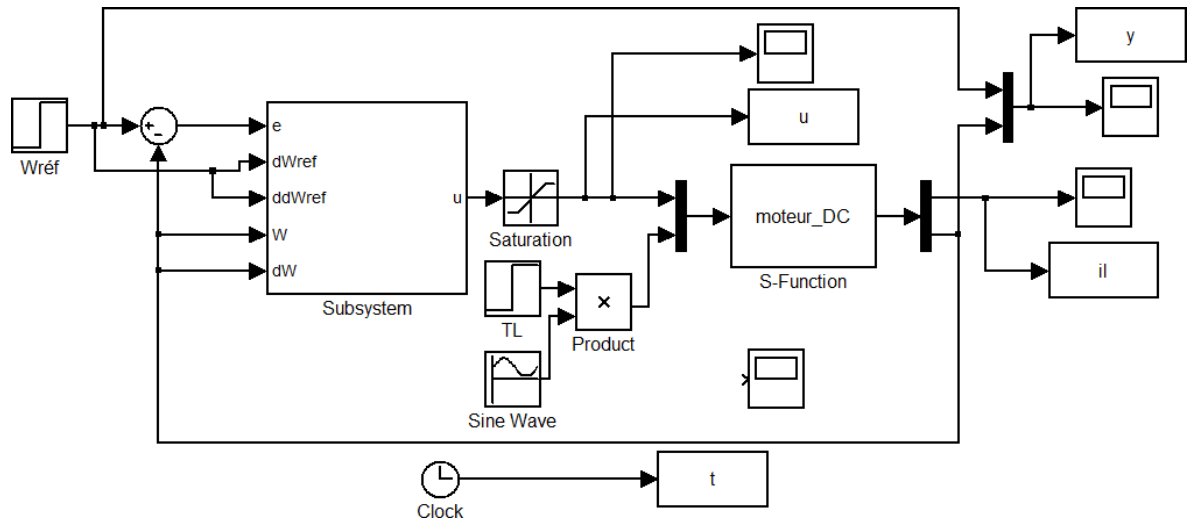


Figure III-7 : Schéma de la commande à mode glissant du Moteur à courant continu

L'objectif du bloc saturation : ce bloc impose des limites supérieures et inférieures à un signal. Lorsque le signal d'entrée se situe dans la plage spécifiée par les paramètres limite inférieure et limite supérieure, le signal d'entrée reste inchangé. Lorsque le signal d'entrée est en dehors de ces limites, le bloc fixe le signal à la limite supérieure ou inférieure.

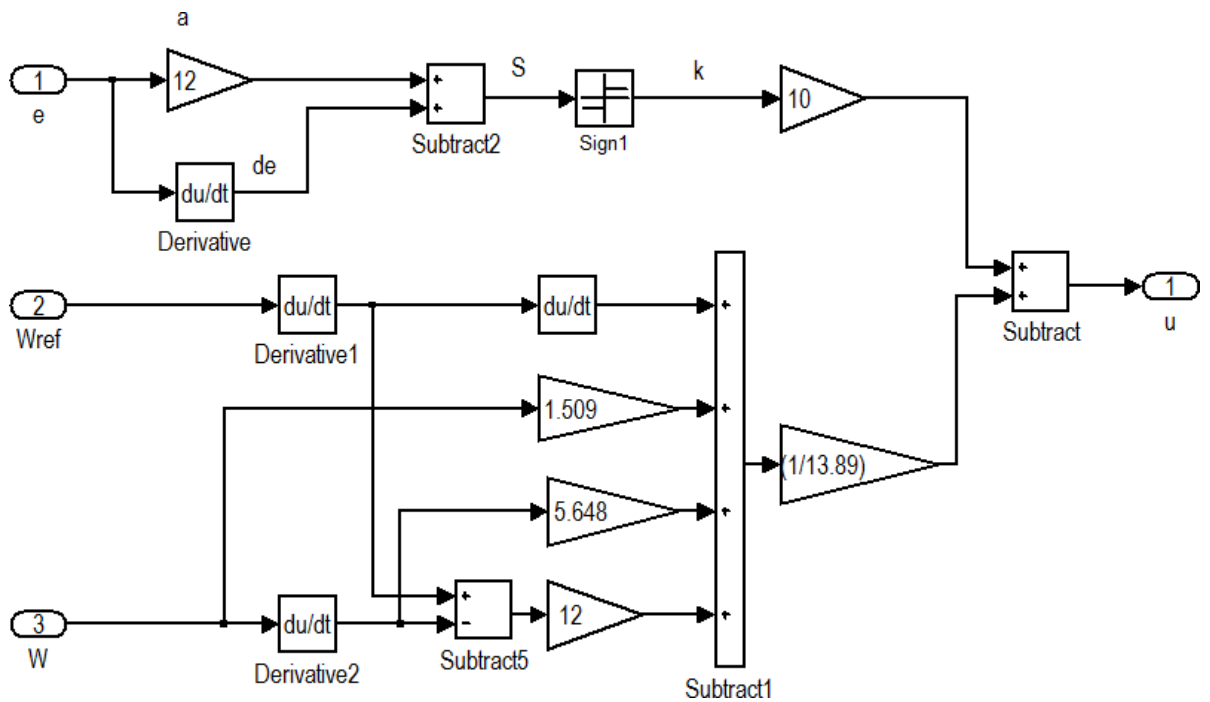


Figure III-8 : schéma de la commande par mode glissant

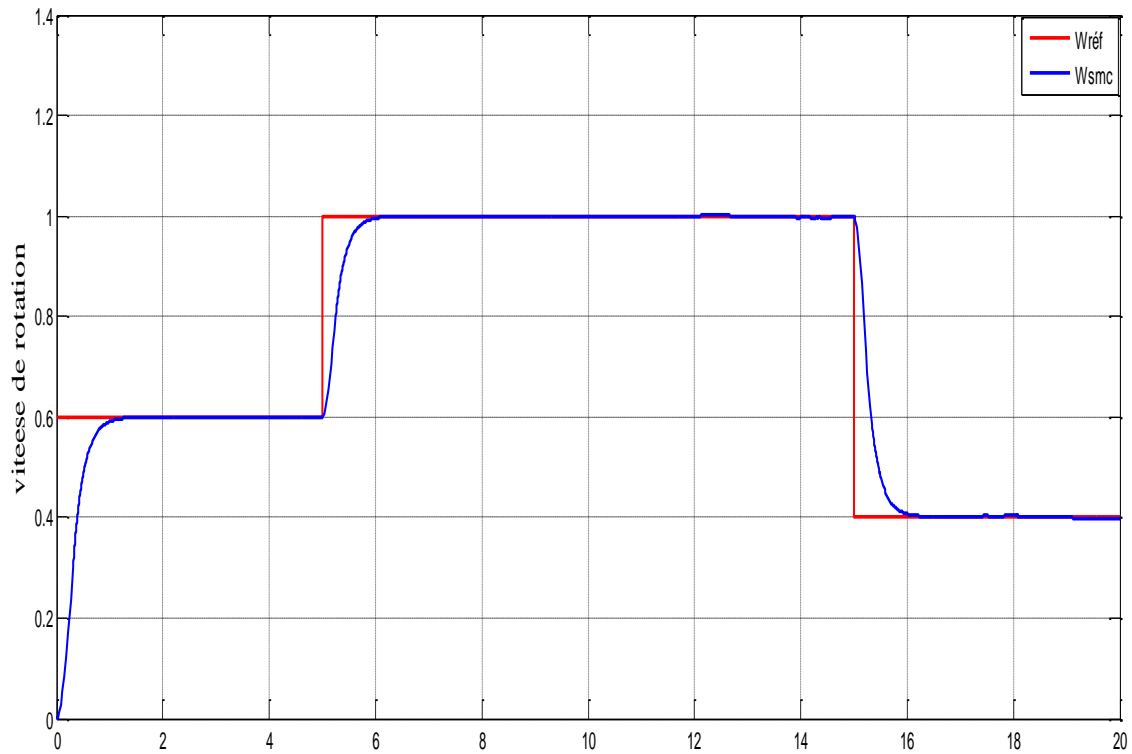


Figure III.9: La vitesse de rotation du moteur

La figure III.9 montre l'évolution de la vitesse de rotation du moteur. D'après cette figure la commande par mode glissant arrive à contrôler la vitesse de rotation du moteur (w) et à suivre la vitesse de référence désirée $w_{réf}$.

La figure III.10 représente l'évolution du courant absorbée par le moteur, les trois pics de courant apparaissent aux instants de la variation de la consigne. A l'instant 12, on remarque l'augmentation de l'amplitude du phénomène de chattering, ceci est due à l'effet de la perturbation.

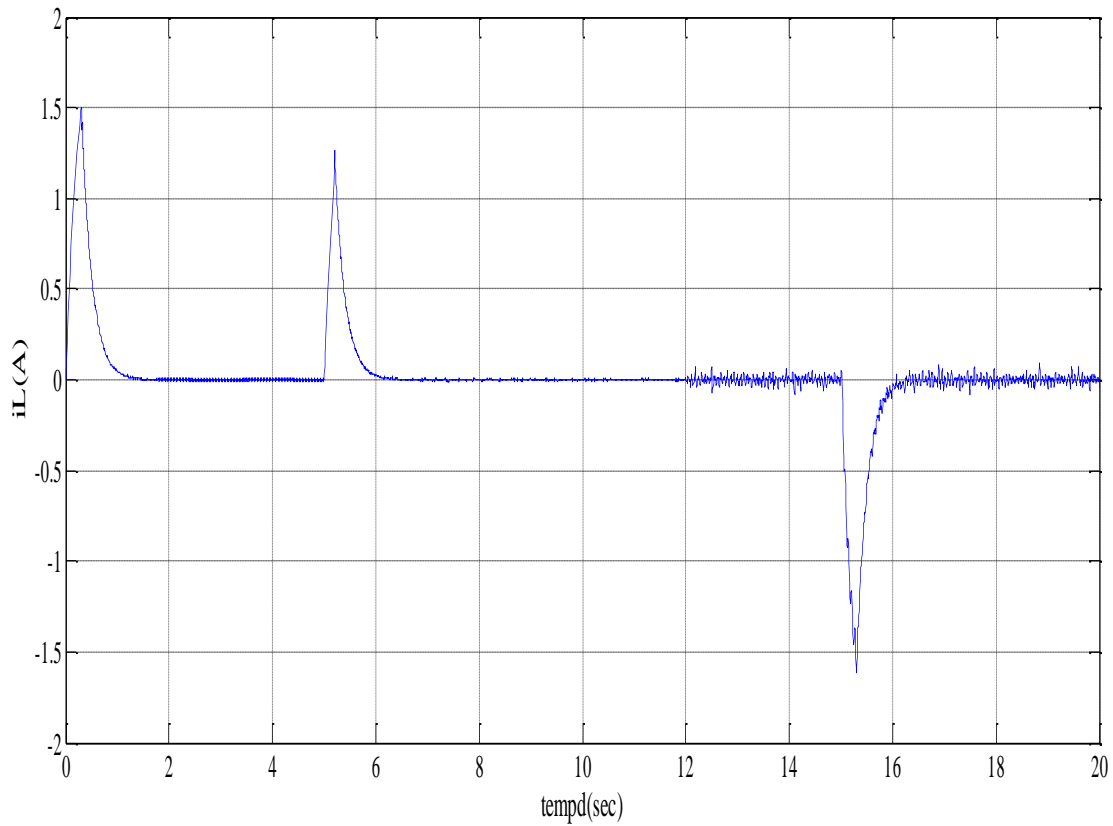


Figure III.10: courant absorbé par le moteur

La variable de commande, qui est la tension d'alimentation du moteur u est illustré par la figure III.11. On remarque bien que le signal de commande oscille entre -0.8 et 0.8, ce phénomène est connu sous le nom de chattering, qui est un phénomène indésirable.

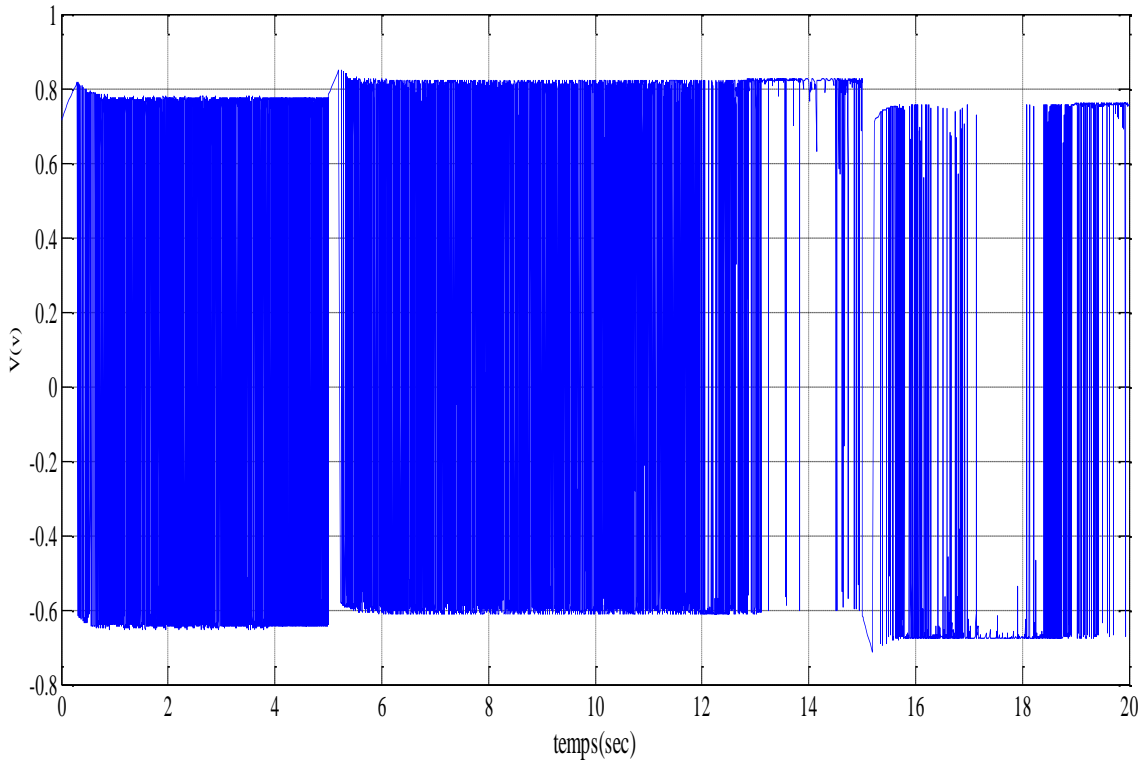


Figure III.11: Signal de Commande

Le phénomène de Chattering peut être réduit ou éliminé en remplaçant la fonction signe par d'autres fonctions plus lisses existant telles que la fonction tangente hyperbolique. Dans notre cas on a utilisé la fonction pseudo-signe à la place de la fonction signe.

III. 4 Commande ADRC d'un moteur DC

L'équation différentielle du moteur à courant continu est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{\omega}(t) + 5.648\dot{\omega}(t) + 1.509\omega(t) = 13.89V(t) \quad (\text{III.26})$$

Cette équation peut se mettre sous la forme standard suivante :

$$\ddot{y}(t) = f(y(t), w(t)) + bu(t) \quad (\text{III.27})$$

Où $f(y(t), w(t))$: représente la perturbation globale

$u(t)=v(t)$: l'entrée de commande

Pour calculer la commande ADRC du moteur, on met le système (III.27) sous la forme d'état suivante:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} f'(t) \quad (\text{III-28})$$

$$y(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{pmatrix} \quad (III.29)$$

L'observateur d'état étendu du système (III.28) , (III.29) s'écrit :

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_1 + L_1(y - \hat{x}_1) \quad (III.30)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + L_2(y - \hat{x}_1) + bu \quad (III.31)$$

$$\dot{\hat{x}}_3 = L_3(y - \hat{x}_1) \quad (III.32)$$

$$\hat{x}_1 = \hat{y} \quad , \quad \hat{x}_2 = \hat{y} \quad , \quad \hat{x}_3 = f(t) \quad (III.33)$$

Pour calculer le contrôleur ADRC on fixe le temps de réponse désiré à **tr=0.5s**

Ce qui nous permet d'obtenir les pôles désirés du système en boucle fermée sous la forme : **wc=-6/tr=-12**. Ensuite on fixe les pôles désirés de l'observateur à : **wo=5*wc=-60**.

Par placement de pôles on obtient les gains de l'observateurs d'état étendu comme suit : **L1=-3*wo=180**, **L2=3*wo^2=10800** et **L3=-wo^3=216000**

Par placement de pôles aussi, on obtient les gains du correcteur proportionnel dérivée: **Kp=wc^2=144** et **Kd= -2wc=24**. Le schéma de commande est donné par la figure suivante

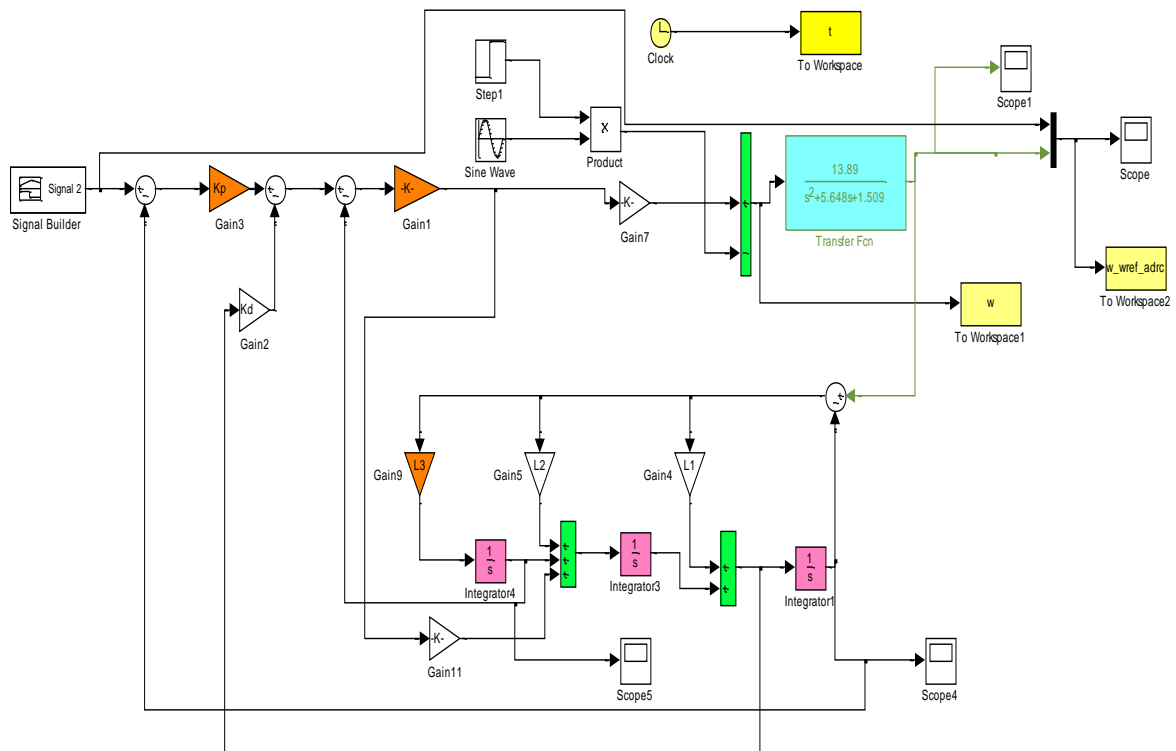


Figure III.12 Schéma Bloc de la commande ADRC.

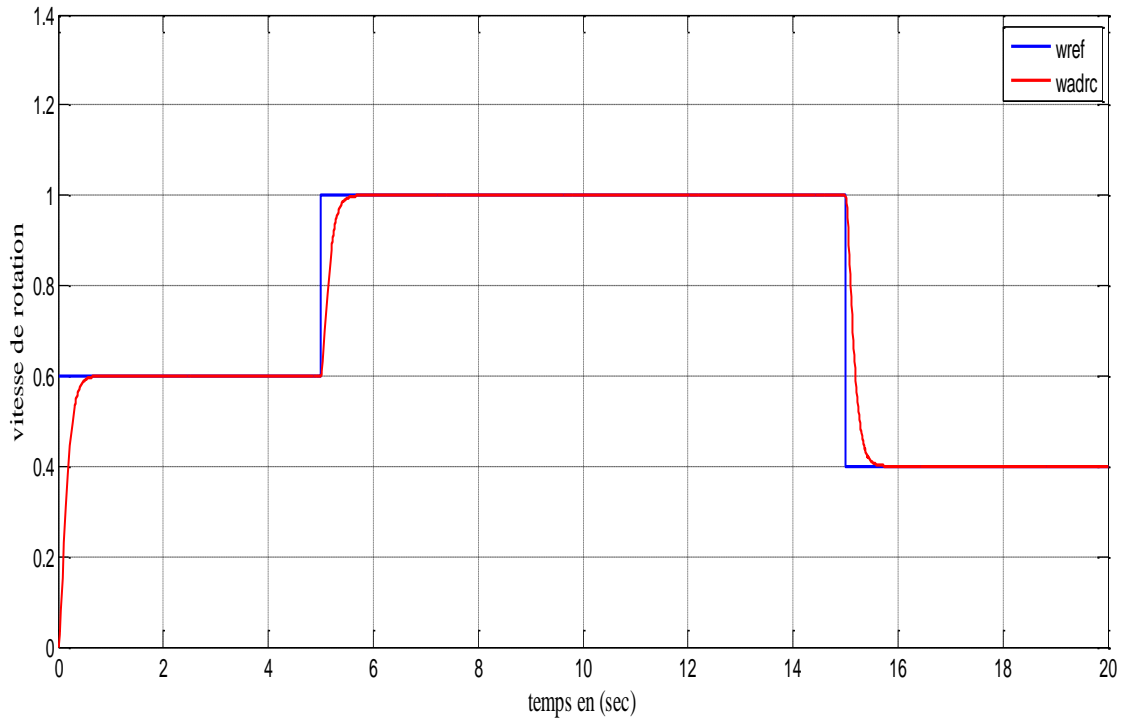


Figure III.13 Schéma bloc de la commande ADRC

La figure III.13 représente l'évolution de la vitesse de rotation du moteur. D'après cette figure, la commande ADRC arrive à contrôler la vitesse de rotation du moteur ω et à suivre parfaitement la vitesse de référence désirée $\omega_{réf}$. A l'instant 12secondes on injecte un signal de perturbation $d(t)=0.7\sin(100t)$ (voir figureIII.14). On remarque que cette commande rejette parfaitement la perturbation, ceci prouve que la commande ADRC est robuste par aux perturbations.

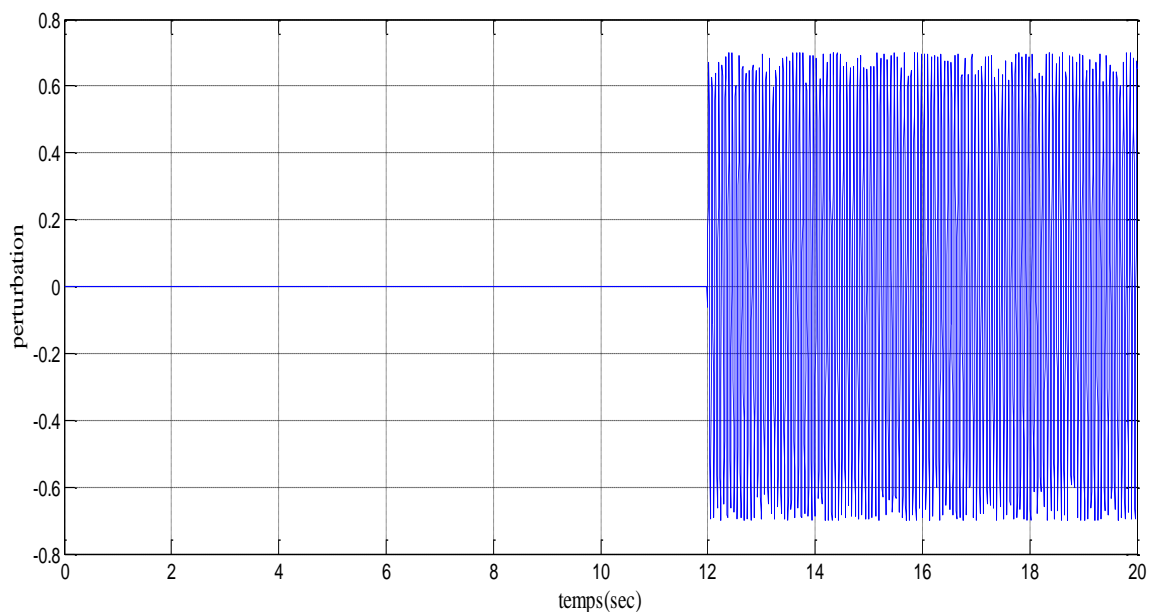


Figure III.14: signal perturbation

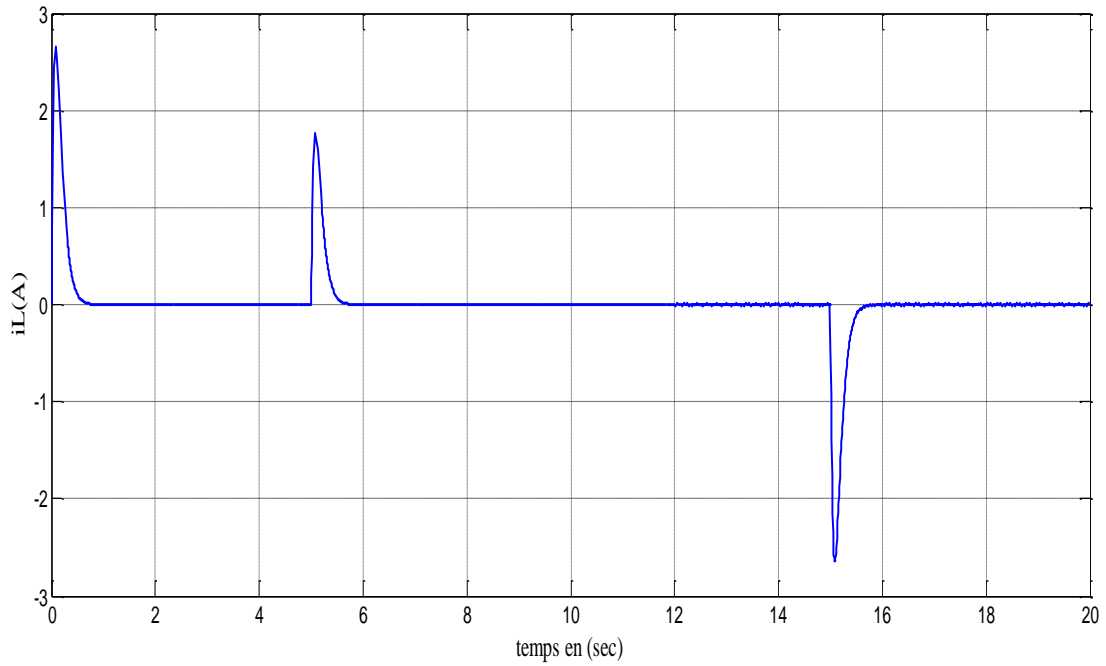


Figure III.15: Courant absorbé par le Moteur

La figure III.15 représente l'évolution du courant absorbée par le moteur et la figure III.16 représente le signal de commande.

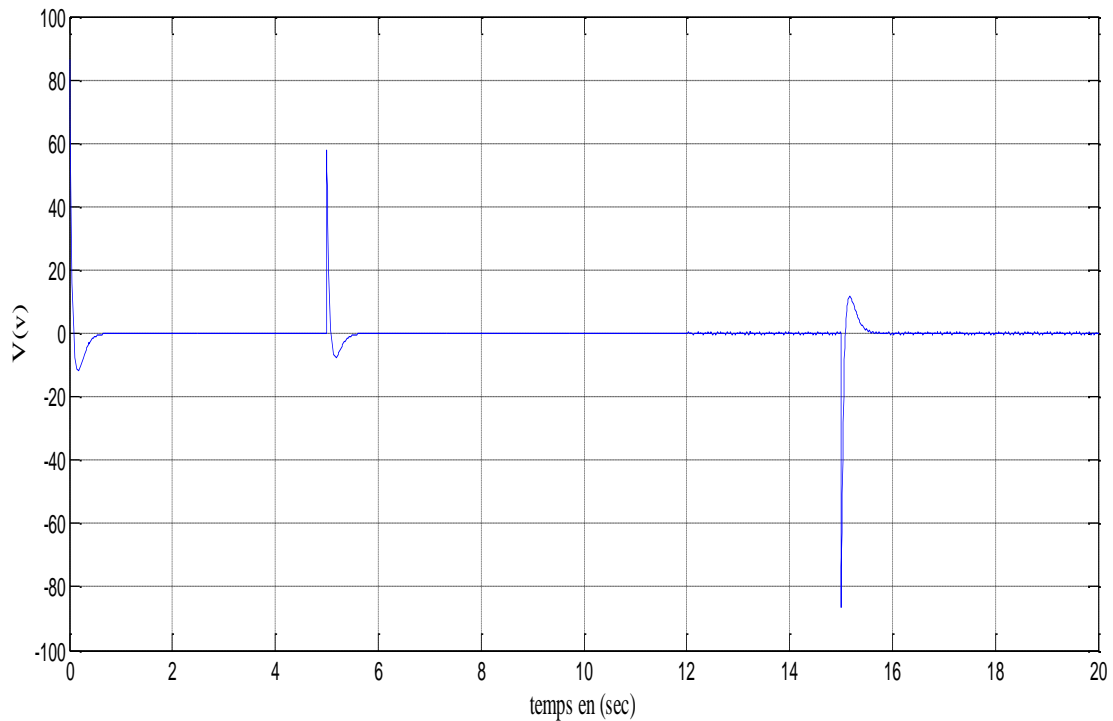


Figure III.16: Signal de commande ADRC

III.5 Commande ADRC a mode glissant du Moteur à courant continu

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de la commande ADRC à mode glissant du moteur à courant continu.

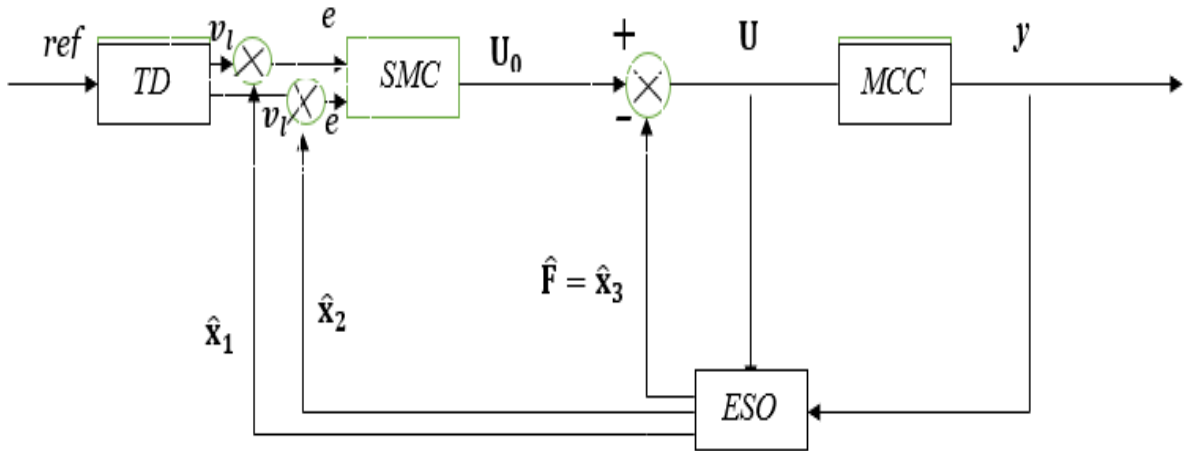


figure III.17: Schéma bloc de la commande ADRC a mode glissant

Dans la figure (III.17) le contrôleur proportionnel dérivée de la commande ADRC classique est remplacée par un contrôleur à mode glissant.

L'erreur de poursuite s'écrit :

$$e = x_{1ref} - \hat{x}_1 \text{ et } \dot{e} = \dot{x}_{1ref} - \dot{x}_2 \quad (III.34)$$

La nouvelle surface de glissement prend la forme :

$$S = \alpha e + \dot{e} = \alpha(x_{1ref} - \hat{x}_1) + (\dot{x}_{1ref} - \dot{x}_2) \text{ et } \dot{S} = \alpha \dot{e} + \ddot{e} = \alpha(\dot{x}_{1ref} - \dot{x}_2) + (\ddot{x}_{1ref} - \ddot{x}_2) \quad (III.35)$$

$$\dot{S} = \alpha(\dot{x}_{1ref} - \dot{x}_2) + (\dot{x}_{1ref} - \dot{x}_3 - L_2(x_1 - \hat{x}_1)) - bu \quad (III.36)$$

$$U_{eq} = \frac{1}{b}(\alpha(\dot{x}_{1ref} - \dot{x}_2) + \ddot{x}_{1ref} - \dot{x}_3 - L_2(x_1 - \hat{x}_1)) \quad (III.37)$$

Et
$$u = u_{eq} + u_{dis}$$

Avec :

$$u_{dis} = K \text{sign}(S)$$

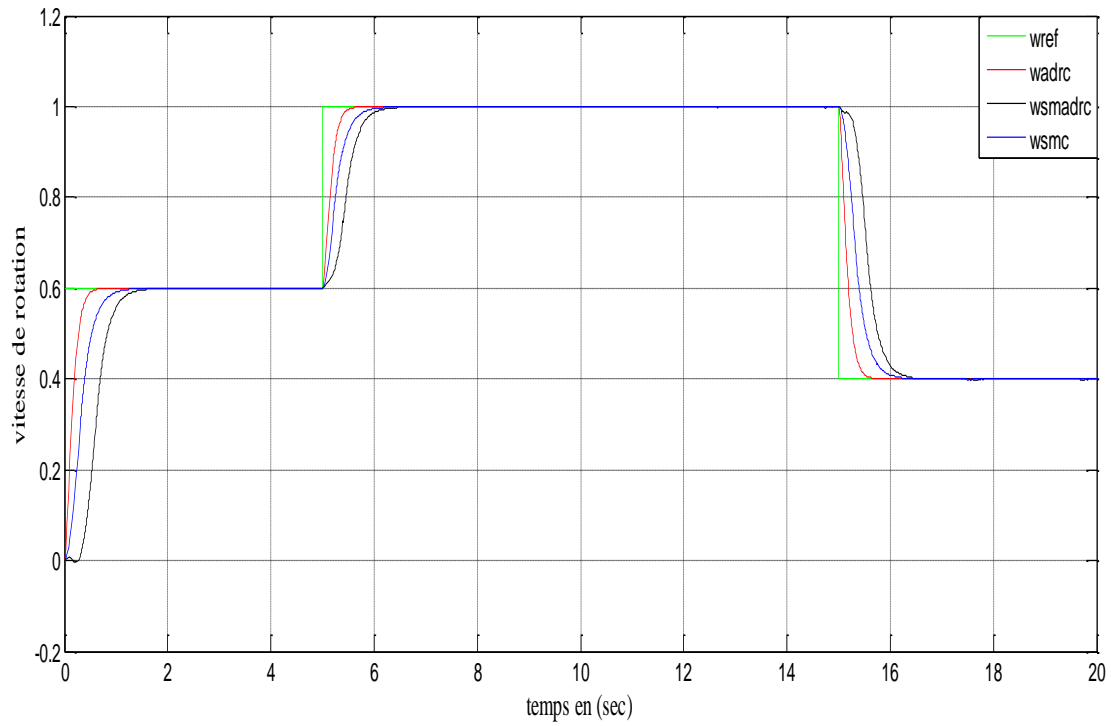


Figure III.18: Vitesse de rotation du moteur à courant continu

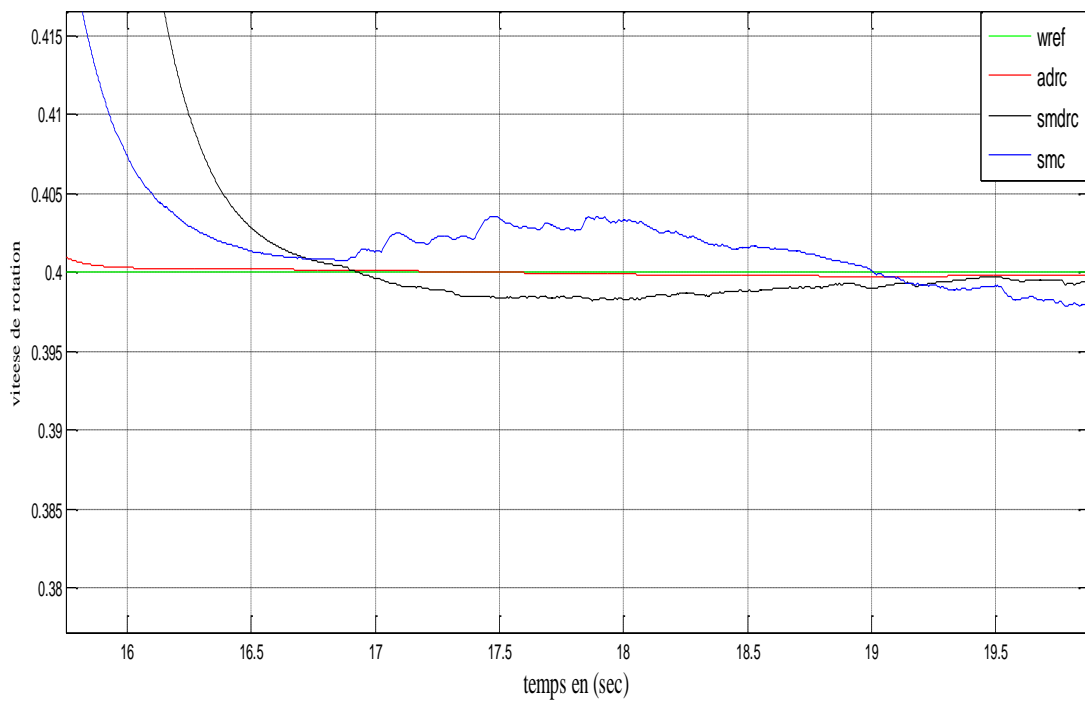


Figure III.19: Vitesse de rotation du moteur à courant continu Zoomée

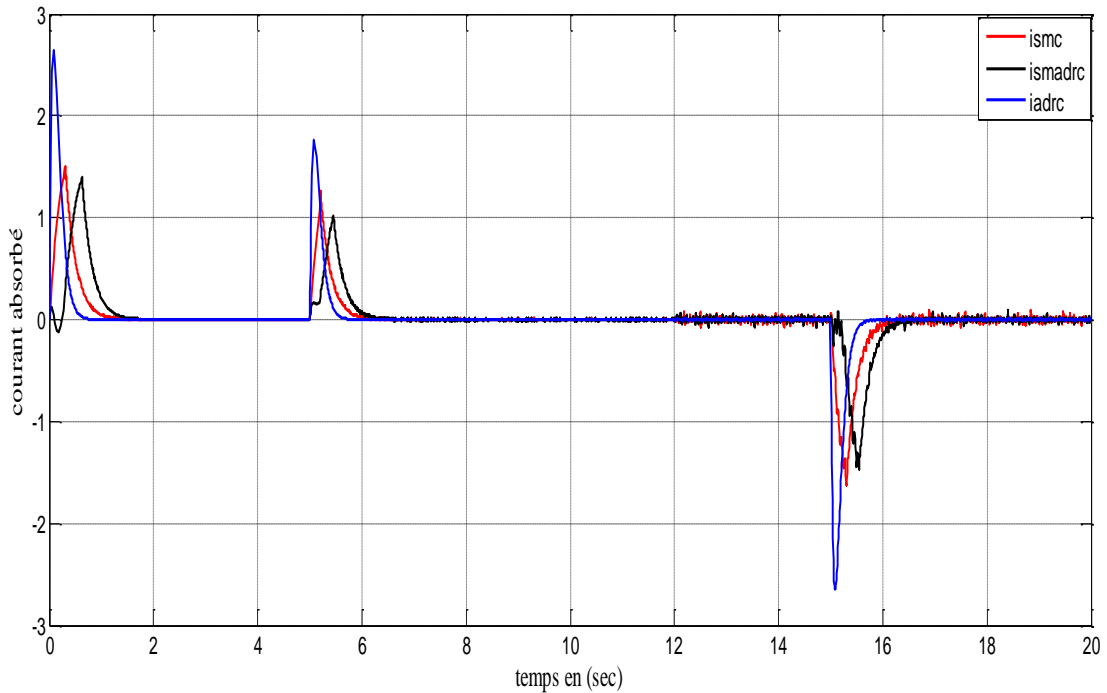


Figure III.20: Courant absorbé par le moteur à courant continu

La figure III.18 représente une comparaison de l'évolution de la vitesse de rotation du moteur pour les trois cas de commande (SMC/ADRC/SMADRC). D'après cette figure, le moteur commandé par l'ADRC donne une réponse plus rapide et un meilleur rejet de perturbations par rapport aux deux autres approches. La commande SMC donne une réponse plus rapide par rapport à la commande SMADRC, mais la commande SMADRC est meilleure par rapport à SMC dans le cas du rejet de perturbation (voir signal zoomée de la La figure III.20 représente une comparaison de l'évolution des courants absorbés par le moteur pour les trois cas de commande (SMC/ADRC/SMADRC). D'après cette figure, lorsqu'il y'a variation de la consigne, il y'a apparition des pics de courants. On remarque que le moteur commandé par la SMADRC donne des pics de courants inférieurs aux deux autres stratégies de commandes. Cela signifié que cette stratégie est plus stable en régime dynamique. Le degré de stabilité de la commande SMADRC en régime dynamique est meilleur par rapport aux deux autres stratégies (SMC/ADRC)

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre après avoir donné le modèle du moteur à courant continu, une application des deux stratégies de commande présentées dans le chapitre1 et le chapitre 2 ont été appliquées sur ce dernier et illustrées par des simulations. Ensuite nous avons proposer une stratégie de commande hybride par la combinaison des deux stratégies précédentes (SMC/ADRC). Une étude comparative est effectuée entre les trois approches.

CONCLUSION
GENERALE

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire de fin d'étude, été de concevoir une stratégie de commande hybride basée sur la commande linéaire active par rejet de perturbation (LADRC) et la commande par mode glissant (SMC).

Pour réaliser cet, objectif nous avons donné dans le premier chapitre l'essentiel de la commande LADRC. Dans le deuxième chapitre nous avons donné le principe de la deuxième méthode qui est la commande par mode glissant.

Afin de vérifier les performances de chaque méthode nous avons proposé, une application de ces deux stratégies sur le modèle d'un moteur à courant continu.

Pour bénéficier des avantages de chaque approche, nous avons proposé un schéma de commande hybride basé sur les deux stratégies précédentes. Une étude comparative des trois approches est illustrée par des simulations sur le modèle du moteur à courant continu.

D'après cette étude comparative, la commande LADRC reste toujours meilleurs par rapport aux deux autres approches du côté rejet de perturbation et du côté rapidité. Cependant l'étude comparative a montré que le degré de stabilité en régime dynamique de l'approche SMADRC est meilleur par rapport aux deux autres approches.

Comme perspective nous proposons de concevoir des commandes hybrides basées sur les modes glissant d'ordres supérieurs et la commande non linéaire ADRC(NLADRC).

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUE

Références

- [1] A. Rachid, B. Said, "Etude et développement d'une plate fourme de commande (TOR,PID,et Floude de la Station de Pression Sous Environnement Labview",Mémoire de Master2, Université de Tizi-ouzou,2015
- [2]Y. Zouaoui , "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone", mémoire de magister, université ferhat abbas, de sétif 2010.
- [3] T. Djihad, "Commande par mode glissant d'order deux d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de Master 2, Université El-oued 2017.
- [4] J. Han, "From PID to Active Disturbance Rejection Control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, pp. 900-906, 2009
- [5] G. Zhiqiang, "Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning," in American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003,2003, pp. 4989-4996.
- [6] J. Han, "Control theory: Model approach or control approach", Syst. Sci. Math, vol. Vol. 9, no. 4, pp. 328–335, 1989.
- [7] J. Han et W. Wang, "Nonlinear tracking-differentiator", Syst. Sci. Math, vol. Vol. 14, no. 2, pp. 177–183, 1994.
- [8] J. Han "Nonlinear PID controller", J. Autom., vol. Vol. 20, no. 4, pp. 487–490, 1995.
- [9] J. Han,"Linearity and nonlinearity in feedback systems", Control and Decision, vol. 3, no. 2, pp. 27–32, 1988.
- [10] D.Shi, Y. Huang, J.Wang, L. Shi,. Event-Triggered Active Disturbance Rejection Control. Hong Kong, China: Science Press. 2021
- [11] Line Stream,,"TI expands Line Stream-enabled portfolio of advanced motion control solutions": C2000TM PiccoloTM F2805x MCUs with InstaSPIN-MOTIONTM," <http://linestream.com/news-131122/>,2014, [Online; accessed 1-Aug.-2014].
- [12], J. Han "Linearity and nonlinearity in feedback systems, Control and Decision", vol. 3, no. 2, pp. 27–32, 1988.
- [13], J. Han "The discrete form of the tracking differentiator, Systems Science and Mathematical Sciences", vol. 19, pp. 268–273, 1999.
- [14],J. Han et W. Wang, "Nonlinear tracking-differentiator", Syst. Sci. Math, vol. Vol. 14, no. 2, pp. 177–183, 1994.
- [15] W. X. Y. Huang et C. Zhao,"Active Disturbance Rejection Control Methodology And Theoretical Analysis", Journal of System Science and Mathematical Science, vol. Vol. 31, no. 9, pp. 111–1129, 2011.
- [16] C. Edwards et S." Spurgeon, Sliding mode control: theory and applications". Crc Press, 1998.

- [17] Y. Huang et J. Han, "Analysis and design for the second order nonlinear continuous extended states observe", Chinese science bulletin, vol. 45, no. 21, pp. 1938–1944, 2000.
- [18] Y. Xia, P. Shi, D. Rees, J. Han et al., "Active disturbance rejection control for uncertain multivariable systems with time-delay", IET Control Theory & Applications", vol. 1, no. 1, pp. 75–81, 2007.
- [19] I. Minka, A. Essadki, and T. Nasser, "The ADRC linear power control applied to the wind turbine system based on DFIG" ARPN J. Eng. Appl. Sci., vol. 13, no. 14, pp. 4378–4386, 2018.
- [20] Nikol'ski 34 G.N. "On automatic stability of a ship on a given course". Proc.of Central communications Lab., No 1, p.34-75, 1934.
- [21] Emelyanov 67, " Sliding mode control systems", Nauka, Moscou, 1967.
- [22] Itkis 76, "Control systems of variable structure systems", New York, Wiley, 1976.
- [23] Utkin 77 V, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE.T AC, Vol.AC-22, N°2, p.212-222, 1977.
- [24] Utkin 92, Sliding modes in control optimization, Springer-Verlag, 1992.
- [25] Sira-Ramirez 88, "Differentiate geometrie methods in variable-structure control", Int.J.Control, Vol.48, N°4, p.1359-1390, 1988.
- [26] Slotine 84 J, "Sliding controller design for non-linear systems", Int.J.Control, Vol.40, N°2, p.421-434, 1984.
- [27] S Mebarek, H.Benderradji, "commandes non linéaires de la machine asynchrone", mémoire de master, université de m'sila 2013.
- [28] A Fenni, " Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)". Université Mohamed Khider Biskra, 2013.
- [29] Ardjoun, S. A. E. M., ABID, M., AISSAOUI, A., & NACERI, A. "Commande par Mode Glissant d'un Système Eolien à Base d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation". In ICRE 2012, Vol. 15, p. 16..
- [30] R Titraoui, S Zeghlache "commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage vertical", mémoire de master, université Mohammed Boudiaf m'sila faculté de technologie 2016.
- [31] T Amieur, "Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou", mémoire de master, Université Mohamed Khi der - Biskra 2009.
- [32] I Deghboudj, "commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur", mémoire de magister, université Constantine 2013.
- [33] S. Ma; M. Sun; Z. Chen, "Interactive ADRC design for flight attitude control", Data Driven Control and Learning Systems (DDCLS), 2017.

- [34] Zhou, X, Liu, M., Ma, Y., & Wen, S. ‘Improved linear active disturbance rejection controller control considering bus voltage filtering in permanent magnet synchronous generator’. IEEE Access, 8, 2020.

ملخص

في هذه لأطروحة تم اقتراح استراتيجية تحكم هجينة تعتمد على التحكم النشط في رفض الاضطراب (ADRC) والتحكم في الوضع المنزلق (SMC) بهدف تحسين أداء النظام. تجمع وحدة التحكم المقترحة بين التحكم النشط في رفض الاضطراب (ADRC) والتحكم في الوضع المنزلق ((SMC لتحقيق قدرتها القوية على رفض الاضطراب وخصائصه المتينة. للتحقق من فعالية وحدة التحكم المقترحة يتم تنفيذ تطبيق على نموذج محرك التيار المباشر (DCMOTOR) ويتم إجراء عمليات المحاكاة العددية. تم إجراء دراسة مقارنة لأداء بين المتحكم المقترح والمتحكمين التقليديين SMC وADRC

الكلمات المفتاحية: محرك التيار المباشر التحكم في الوضع المنزلق التحكم النشط في رفض بالاضطراب

RESUME

Dans ce mémoire de fin d'étude, une stratégie de commande hybride basée sur la commande active par rejet de perturbation (ADRC) et la commande par mode glissant (SMC) est proposée en vue d'améliorer les performances des systèmes. Le contrôleur proposé combinait à la fois le contrôle actif par rejet des perturbations (ADRC) et le contrôle par mode glissant (SMC) pour obtenir leurs puissantes caractéristiques en termes de capacité de rejet de perturbations et leurs caractéristiques de robustesse. Pour valider l'efficacité du contrôleur proposé ; une application sur le modèle d'un moteur à courant continu (DCMOTOR) est effectuée ; et des simulations numériques sont réalisées. Une étude comparative des performances a été réalisée entre le contrôleur proposé et les deux contrôleur traditionnel ADRC et SMC.

Mots clés : Commande active par rejet de perturbation, commande par mode glissant, moteur à courant continu.

Summary

In this dissertation, a hybrid control strategy based on active disturbance rejection control (ADRC) and sliding mode control (SMC) is proposed with a view to improving system performance. The proposed controller combined both active disturbance rejection control (ADRC) and sliding mode control (SMC) to achieve their powerful disturbance rejection capability and robustness characteristics. To validate the effectiveness of the proposed controller; an application on the model of a direct current motor (DCMOTOR) is carried out; and numerical simulations are implemented. A comparative study of performances was achieving between the proposed controller and the two traditional controllers ADRC and SMC.

Keywords: Active disturbance rejection control, sliding mode control, a direct current motor.