



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique
Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued



Faculté de Technologie
Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande en vitesse par mode glissant d'un
Moteur à CC à base d'Atmega**

Réalisé par :

- Benamara Said
- Gaboussa Nacereddine

Encadré par :

- Dr. TIR Zoheir

Soutenu en Mai 2018

Labortoire d'Exploitation de Valorisation des Ressources Energétiques Sahariennes

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
بَدَأَ خَلْقَ الْإِنسَانِ مِنْ طِينٍ
ثُمَّ عَلَّمَهُ الْقُرْآنَ وَالْحِكْمَ

DEDICACE

A ma très chère Mère et à mon cher Père, en témoignage et en gratitude de leurs dévouement, de leurs soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leurs réconfort moral, eux qui ont consenti tant d'effort pour mon éducation, mon instruction et pour me voir atteindre ce but, pour tout cela et pour ce qui ne peut être dit, mes affectations sans limite. A ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer notre gratitude et remerciements, tout d'abord, au Dieu le Tout Puissant qui nous a donné la force, le courage et la patience pour effectuer ce travail.

Nous remercions chaleureusement notre promoteur le Mr. TIR zohier , pour avoir accepté de diriger notre travail, pour son aide précieuse, ses conseils et ses remarques qui Enfin nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail par leur apport en information ou par leurs aimerions également remercier les superviseurs et l'honorable comité de surveillance. O Allah, envoie des bénédictions sur ton noble messenger et sa famille et ses compagnons. Et bénis-nous dans notre travail.

✓ symboles

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_{JS}	:Pertes par effet joule dans l'inducteur
P_{JR}	:Pertes par effet joule dans l'induit
P_c	:Pertes fer + pertes mécaniques : dites pertes constantes
η	:Rendement
Ω	:Vitesse de rotation mécanique du rotor
C_{em}	:Couple électromagnétique
\underline{U}	:Représente à la fois la discontinuité et le contrôle.
Λ	:Constante positive.

C_r	:Couple résistant (N.m)
C_f	:Couple de frottement (N.m)
J	:Moment d'inertie du moteur Kg.m ²
f	:Coefficient de frottement visqueux N.m.s/rad
\underline{X}	:Vecteur d'état ;
t	:Temps ;
λ	:Constante positive.
\underline{S}	:Surface de glissement

✓ Sigles :

MCC	:Moteurs à courant continu
PFD	:Principe fondamental de la dynamique
IDE	: Integrated Development Environment
GND	:Grand “la masse”
CSV	:Commande à structure variable
VSS	:Système à structure variable
C.M.G	:Commande par mode glissant
max, min	:Valeur maximale (minimale)
eq	:Equivalent
PI	:Action proportionnelle et intégrale
PID	:Action proportionnelle et intégrale direction
f.é.m.	:Force électromotrice
MC	: Mode de convergence
MRP	: Mode de régime permanent

Table des matières

Remerciement.....	i
Dédicace.....	ii
Notations et symboles.....	iii
Tables De Matières.....	vi
Liste des figures.....	v
Introduction général.....	1

Chapitre I

L'etat d'art de la machine à courant continu

I.1. Introduction.....	04
I.2. Définition.....	04
I.3. Constitution.....	04
I.3.1. Inducteur.....	05
I.3.2. Rotor (l'induit).....	05
I.3.3. Collecteur et les balais.....	05
I.4. Principe de fonctionnement.....	06
I.5. Force contre électromotrice.....	07
I.6. Différents types de moteurs.....	07
I.6.1 Moteurs à inducteur à aimant permanent.....	07
I.6.2. Moteurs à inducteur bobiné.....	08
I.7. Variation de vitesse.....	11
I.8. Avantages et les inconvénients.....	11
I.9. Bilan de la puissance.....	12
I.10. Rendement.....	12
I.11. Utilisation de la machine à courant continu.....	12
I.12. Conclusion.....	13

Chapitre II

Modélisation et identification de la machine à courant continu

II.1. Introduction.....	15
II.2. Equations Electromécanique du moteur à courant continu en régime dynamique.....	15
II.2.1 Equations électriques.....	16
II.2.2 Equation mécaniques.....	16
II.3 Equations électromécaniques dans le domaine de Laplace.....	16

II.4 Identification de moteur à courant continu.....	17
II.4.1 Représentation d'états.....	20
II.5 Simulation de modèle de moteur à courant continu.....	21
II.5.1 Simulation à vide.....	21
II.5.2 Simulation en charge.....	21
II.. Conclusion.....	22

Chapitre III

Commande à régime glissant appliquée à la machine à courant continu

III.1. Introduction.....	24
III.2. Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement.....	24
III.2.1. Présentation de la Structure par commutation au niveau de l'organe commande, avec ajout de la commande équivalente.....	25
III.3. Principe de la commande à régime glissant.....	26
III.3.1. Définition des systèmes à structure variable.....	26
III.3.2. Formulation expressions générales de la commande par mode de glissement.....	27
III.3.3. Conception de la commande par mode glissant.....	31
III.3.3.1. Choix de la surface de glissement.....	31
III.3.3.2. Conditions de convergence et d'existence.....	32
III.3.3.3. Synthèse des lois de commande du mode glissant.....	33
III.4 Partie expérimentale.....	34
III.4.1 Matérielles utilisées	34
III.5. Commande classique (PID).....	36
III.5.1 Commande PI (Proportionnelle-Intégral) ($K_d = 0$).....	36
III.5.2 Simulation de système avec le régulateur PI sous Matlab.....	36
III.6 Commande par mode glissant.....	38
III.6.1 Calcul de commande.....	38
III.6.2 Simulation de système mode glissant sous Matlab.....	39
III.7 Commande du moteur à courant continu avec la carte Arduino.....	40
III.7.1 Commande avec le correcteur PI.....	40
III.7.2 Commande par mode glissant.....	41
III.8 Conclusion.....	42
Conclusion Générale.....	43

Références bibliographies.....44
Annexes.....47

Liste des figures

Figure I.01 : Fonctionnement de machine à courant continu	04
Figure I.02 : Description de la machine à courant continu	05
Figure I.03 : Inducteur de la machine à courant continu	05
Figure I.04 : Rotor de la machine à courant continu	05
Figure I.05 : Dispositif collecteur / balais	06
Figure I.06 : Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu	06
Figure I.07 : Moteur à aimant permanent	07
Figure I.08 : Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée	09
Figure I.09 : Couple en fonction de courant d'alimentation	09
Figure I.10 : Caractéristique de vitesse d'un moteur série	10
Figure I.11 : Caractéristique de couple d'un moteur série	10
Figure I.12 : Bilan de la puissance	12
Figure II.01 : Modèle dynamique d'une machine à courant continu	15
Figure II.02 : Montage réalisé pour l'identification	18
Figure II.03 : Schéma block de l'identification sous Matlab	18
Figure II.04 : Fenêtre ' system identification '	19
Figure II.05 : Simulation de moteur à courant continu	21
Figure II.06 : Réponse du système à vide .	21
Figure II.07 : Réponse du système en charge .	22
Figure III.01 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	25
Figure III.02 : Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande	27 29
Figure III.03 : Différents modes de trajectoire dans le plan de phase.	30
Figure III.04 : Commande équivalente U_{eq} .	30
Figure III.05 : Définition de la fonction SIGN.	34
Figure III.06 : Constitution de la carte Arduino UNO	35
Figure III.07 : Circuit L298N	36
Figure III.08 : Schéma bloc d'un système avec régulateur PID (Boucle fermée)	36
Figure III.09 : Schéma de simulation avec commande PI	37
Figure III.10 : Réponse de système avec La commande PI	37
Figure III.11 : Schéma de simulation par mode glissant	39

Figure III.12: Courbe de vitesse	40
Figure III.13: Schémas de simulation en temps reel avec le correcteur PI	40
Figure III.14: Réponse du système avec correcteur PI	41
Figure III.15: Schémas de simulation en temps reel par mode glissant	41
Figure III.16: Réponse du système par mode glissant	42

Introduction Générale

De nos jours, du fait de l'utilisation croissante des variateurs de vitesse dans les applications industrielles. Un variateur de vitesse est un équipement permettant de faire varier la vitesse d'un moteur, une nécessité pour de nombreuses applications industrielles[01].

En effet, la plupart des moteurs tournent à vitesse constante. Pour moduler la vitesse des équipements de procédé, on a longtemps eu recours à divers dispositifs mécaniques. Aujourd'hui, on fait surtout appel à des variateurs de vitesse électroniques[01].

Pour les applications industrielles exigeant une régulation précise de la vitesse, on a d'abord utilisé des moteurs à courant continu (CC) commandés par des variateurs électroniques à semi-conducteurs. Cette technique consistait à faire varier la vitesse proportionnellement à la tension[01].

La liaison d'un moteur à courant continu à une source du même type se fait à l'intermédiaire d'un convertisseur statique « Hacheur » qui permet la variation de la tension moyenne aux bornes de l'induit, jusqu'à ces dernières années ; la commande des convertisseurs statiques industriels était réalisée à l'aide des circuits électroniques à faible ou moyenne puissance[01].

La tension moyenne d'entrée de la machine à courant continu varie et par conséquent la vitesse de cette dernière varie proportionnellement à cette tension. Diverses procédures de régulation de la vitesse existent dans l'industrie. Dans les premiers variateurs de vitesse électroniques à courant continu, le dispositif de commande utilisé était le thyristor. Le recours aux variateurs de vitesse offre plusieurs avantages[01] :

- ❖ démarrage progressif des moteurs réduisant les chutes de tension dans le réseau et limitant les courants de démarrage.
- ❖ précision accrue de la régulation de vitesse.
- ❖ prolongement de la durée de service du matériel entraîné.

Dans notre mémoire, on présente plusieurs cas que ce soit l'étude du moteur à courant continu, puis la technique de la variation de vitesse, et enfin la simulation de notre model sur logiciel de simulation MATLAB et réalisation par une carte arduino.

L'objectif de ce travail est une étude et simulation d'un variateur de vitesse commande un moteur à courant continue. Ce mémoire comportera par la suite : une introduction, trois chapitres, une conclusion générale, et on terminera par une bibliographie. Le premier chapitre est consacré à l'étude des composants et du fonctionnement de la machine à courant continu. Après une brève introduction des constitutions de la machine et leurs principes de fonctionnement. Nous présentons les différents types du moteur à courant continu, nous terminons ce chapitre par l'utilisation de cette machine.

Le deuxième chapitre est consacré l'identification et la modélisation et après cette étape le modèle de la machine est simulé sous Matlab.

Le troisième chapitre est consacré à une partie de simulation et réalisation d'un circuit de commande par une carte Arduino du moteur à courant continu.

Chapitre I

L'état d'art de la machine à courant continu

I.1 Introduction :

Les moteurs à courant continu sont très utilisés dans les systèmes automatiques qui nécessitent une variation précise de la vitesse de rotation.

Dans ce chapitre, on présente la constitution de la machine à courant continu et leur principe de fonctionnement. Il s'agit d'établir les différents types des moteurs à courant continu. Ensuite nous donnerons les avantages et les inconvénients et enfin le domaine d'utilisation.

I.2 Définition :

Les machines à courant continu sont des convertisseurs électromécaniques d'énergie : Soit ils convertissent l'énergie électrique absorbée en énergie mécanique lorsqu'ils sont capables de fournir une puissance mécanique suffisante pour démarrer puis entraîner une charge en mouvement. On dit alors qu'ils ont un fonctionnement en moteur. Soit ils convertissent l'énergie mécanique reçue en énergie électrique lorsqu'ils subissent l'action d'une charge entraînée. On dit alors qu'ils ont un fonctionnement en générateur [01].

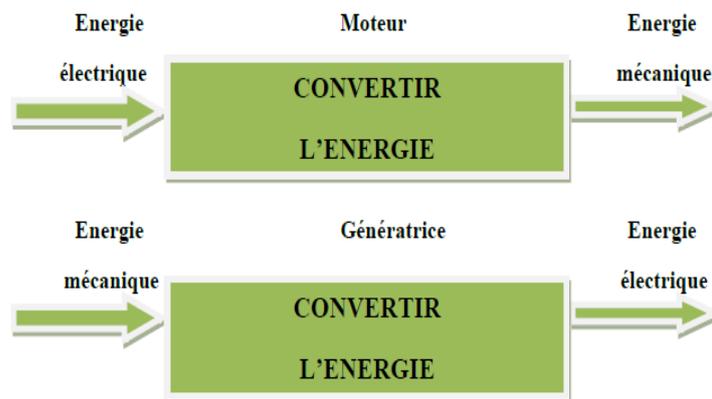


Figure (I .1) : Fonctionnement de machine à courant continu [2].

I.3 Constitution :

La machine à courant continu est constituée de trois parties principales [2].:

- ❖ l'inducteur.
- ❖ l'induit.
- ❖ le dispositif collecteur / balais.

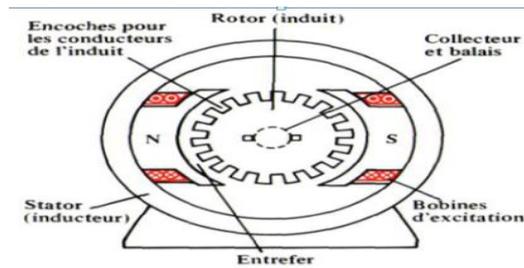


Figure (I.2) : Description de la machine à courant continu [2].

I.3.1 Inducteur

L'inducteur est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'un aimant permanent ou d'un électroaimant alimenté par le courant continu d'excitation (I_e) [2].

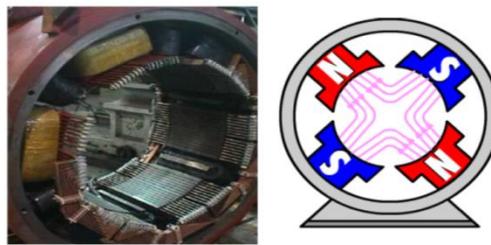


Figure (I.3) : Inducteur de la machine à courant continu [2].

I.3.2 Rotor (l'induit)

Le rotor est constitué d'encoches dans lesquelles est enroulé un bobinage de (N) conducteurs alimentés en courant continu (I) via le collecteur [2].

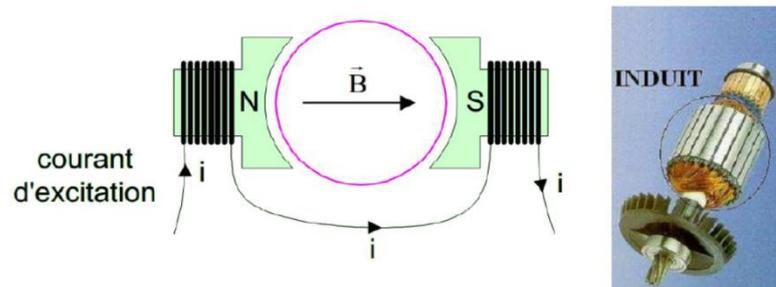


Figure (I.4) : Rotor de la machine à courant continu [2].

I.3.3 Collecteur et les balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit [02].

Les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation.



Figure (I.5) : Dispositif collecteur / balais [2].

I.4 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement du moteur à courant continu est basé sur le principe des forces de Laplace :

Un conducteur de longueur (L), placé dans un champ magnétique et parcouru par un courant, est soumis à une force électromagnétique [1].

Le champ créé par l'inducteur agit sur les conducteurs de l'induit : Chacun des (N) conducteurs de longueurs (L) placé dans le champ (B) et parcouru par un courant (I) est le siège d'une force électromagnétique perpendiculaire au conducteur [1]. :

$$F = B \cdot I \cdot L \cdot \sin\alpha \quad (I.1)$$

Ces forces de Laplace exercent un couple proportionnel à l'intensité (I) et au flux (Φ) sur le rotor. Le moteur se met à tourner à une vitesse proportionnelle à la tension d'alimentation (V) et, inversement proportionnelle au flux (Φ) [1].

Au passage de tout conducteur de l'induit sur la ligne neutre, le courant qui le traverse change de sens grâce au collecteur. Le moteur conserve le même sens de rotation [1].

Pour inverser le sens de rotation du moteur, il convient d'inverser le sens du champ produit par l'inducteur par rapport au sens du courant circulant dans l'induit [1]. :

- ❖ Soit on inverse la polarité de la tension d'alimentation de l'induit.
- ❖ Soit on inverse la polarité d'alimentation du circuit d'excitation [01].

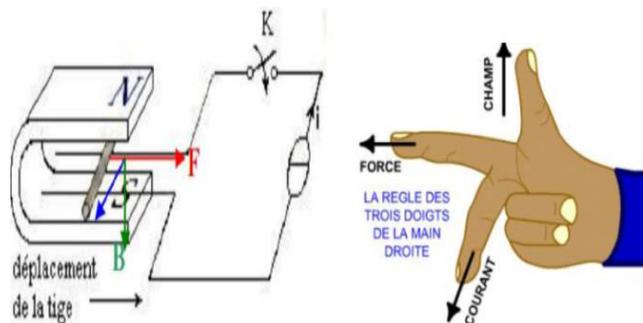


Figure (I.6) : Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu [1].

I.5 Force contre électromotrice :

Elle est donnée par la relation d'électrotechnique [2]. :

La force électromotrice (E) est la tension produite par le rotor (l'induit) lors de sa rotation dans le flux magnétique produit par la partie fixe (l'inducteur). Elle dépend des éléments de construction de la machine.

$$E = \frac{P}{a} N \cdot n \cdot \Phi \quad (\text{I.2})$$

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).

Φ : flux sous un pôle de la machine en Webers.

Finalement :

$$E = K \cdot \Omega \cdot \Phi \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$K = \frac{P}{2\pi a} N \quad (\text{I.4})$$

I.6 Différents types de moteurs :

On distingue deux types de moteurs à courant continu [3].:

I.6.1 Moteurs à inducteur à aimant permanent :

Il n'y a pas de circuit inducteur, le flux inducteur est produit par un aimant permanent. Tous les moteurs à courant continu de faible puissance et les micromoteurs sont des moteurs à aimant permanent. Ils représentent maintenant la majorité des moteurs à courant continu. Ils sont très simples d'utilisation [03].

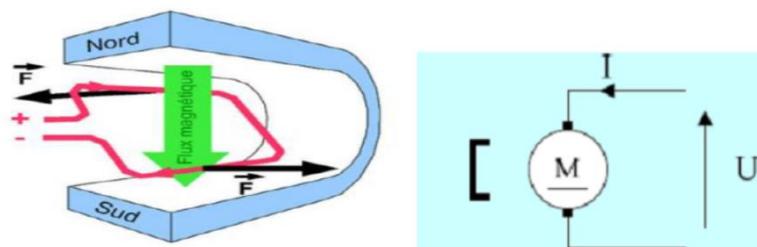


Figure (I.7) : Moteur à aimant permanent [3].

I.6.2 Moteurs à inducteur bobiné :

Il existe 4 types différents de moteurs électriques qui sont classés en fonction du type d'excitation qui est employé, qui sont [3]. :

- ✚ le moteur à excitation séparée.
- ✚ le moteur à excitation shunt.
- ✚ le moteur à excitation série.
- ✚ le moteur à excitation composée.

a. Moteur à excitation séparée :

Dans un moteur à excitation séparée ou indépendante, le circuit d'excitation est séparé du circuit d'induit. Si l'inducteur est un aimant permanent, le flux (Φ) est constant. Si l'inducteur est un électroaimant alimenté par une source de tension continue réglable, le flux (Φ) ne dépend que du courant dans l'inducteur appelé courant d'excitation (I_e). Le courant crée un champ et une quantité de champ à travers une spire donne un flux. Si la tension (V_e) est constante, le courant d'excitation (I_e) est constant et le flux (Φ) est constant [3].

Dans ces conditions, la force contre électromotrice (E) ne dépend que de la fréquence (n) de rotation.

Donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension (V) d'alimentation du moteur.

Compte tenu de la conservation de la puissance d'une machine (en négligeant les pertes), la puissance électrique absorbée est [3]:

$$P_a = V \cdot I \quad (I.5)$$

et la puissance mécanique fournie est :

$$P_u = C_u \cdot \Omega = C_u \cdot 2\pi \cdot n \quad (I.6)$$

Si (V) est proportionnelle à (n) cela signifie que (C_u) est proportionnel à (I). Donc le couple utile (C_u) est proportionnel à l'intensité du courant d'alimentation du moteur.

Pour un moteur à excitation séparée, le flux (Φ) est constant donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension d'alimentation (V) :

$$n = \frac{E}{K\Phi} = \frac{V - RI}{K\Phi} = K \cdot V \quad (I.7)$$

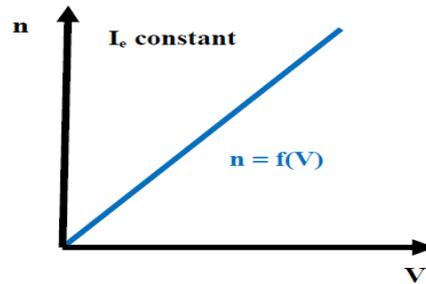


Figure (I.8) : Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée [3].

Et le couple (C_u) est proportionnel à l'intensité du courant d'alimentation (I) :

$$C = \frac{EI}{\Omega} = K\Phi \cdot I = K' \cdot I \quad (\text{I.8})$$

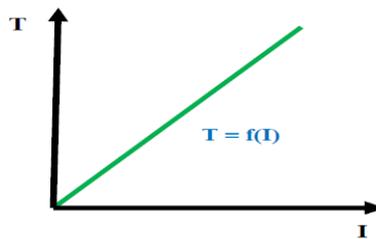


Figure (I.9) : Le couple en fonction de courant d'alimentation [3].

b. Moteur à excitation série [3]:

Dans un moteur à excitation série ou moteur série, le circuit d'excitation est en série avec le circuit d'induit. Le flux n'est plus constant mais proportionnelle à (I).

Dans ces conditions, la force contre électromotrice (E) dépend de la fréquence (n) de rotation et de l'intensité du courant (I).

Donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension (V) et au courant (I) d'alimentation du moteur.

Compte tenu de la conservation de la puissance d'une machine (en négligeant les pertes), la puissance électrique absorbée est :

$$P_a = V \cdot I \quad (\text{I.9})$$

et la puissance mécanique fournie est :

$$P_u = C_u \cdot \Omega = C_u \cdot 2\pi \cdot n \quad (\text{I.10})$$

Si (n) est proportionnelle à (V) et à (I) cela signifie que (C_u) est proportionnel au carré de l'intensité (I^2).

Donc le couple (C_u) est proportionnel au carré de l'intensité du courant d'alimentation du moteur.

Pour un moteur à excitation série, le flux (Φ) n'est pas constant mais proportionnel à (I) donc la tension d'alimentation (V) est proportionnelle à la fréquence de rotation n et à l'intensité (I) [01] :

$$E = k. n. N. \Phi = K. \Omega. I \quad (\text{I.11})$$

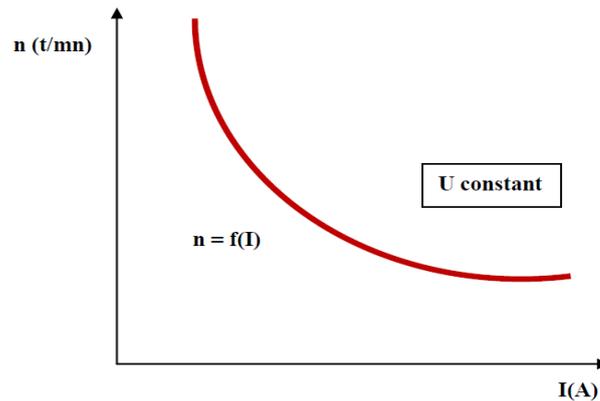


Figure (I.10) : Caractéristique de vitesse d'un moteur série [3].

Et le couple (T) est proportionnel au carré de l'intensité du courant d'alimentation (I).

$$T = \frac{E.I}{\Omega} = K. I^2 \quad (\text{I.12})$$

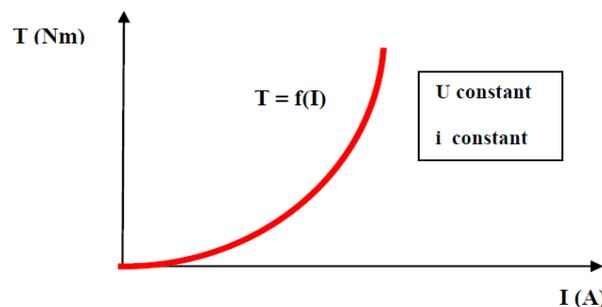


Figure (I.11) : Caractéristique de couple d'un moteur série [3].

c. Moteur à excitation shunt [3].:

La même source d'alimentation alimente l'induit et l'inducteur. L'inducteur est mis en parallèle avec l'induit.

Les propriétés du moteur à excitation dérivation sont les mêmes que celle du moteur à excitation indépendante.

d. Moteur à excitation composée [3]. :

Modes de branchement :

Courte dérivation : L'enroulement est shunté directement avec l'induit.

Long dérivation : L'enroulement est shunté en parallèle avec l'induit.

I.7 Variation de vitesse [4]. :

Pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu, on peut agir sur la tension aux bornes de l'induit. La tension d'induit est directement proportionnelle à la vitesse de rotation. La puissance varie mais le couple reste constant. On dit alors que l'on fait de la variation de vitesse à couple constant.

I.8 Avantages et les inconvénients [4] :**e. Avantages :**

Alimentation aisée dans les systèmes transportant leur réserve d'énergie (autonome) : pile ou batterie.



La variation de fréquence de rotation est simple à réaliser.

❖ Inconvénients :

Le principal problème de ces machines vient de la liaison entre les balais, ou charbons et le collecteur rotatif.



Plus la vitesse de rotation est élevée, plus les balais doivent appuyer fort pour rester en contact et plus le frottement est important.



Aux vitesses élevées les charbons doivent être remplacés très régulièrement.



Le contact électrique imparfait cause des arcs électriques, usant rapidement le commutateur et générant des parasites dans le circuit d'alimentation.

Pour des fonctionnements en moteur de petite puissance, ce problème peut être résolu grâce à la technologie du moteur à courant continu sans balai communément appelé moteur brushless. Un dispositif d'électronique de puissance remplace l'ensemble balai collecteur. La position du rotor est détectée par des capteurs à effet Hall et le courant est commuté par des transistors à effet de champ [04].

I.9 Bilan de la puissance [4].:

On peut représenter le bilan des puissances mises en jeu dans un moteur à courant continu en fonctionnement nominal par une flèche qui rétrécit au fur et à mesure que la puissance diminue.

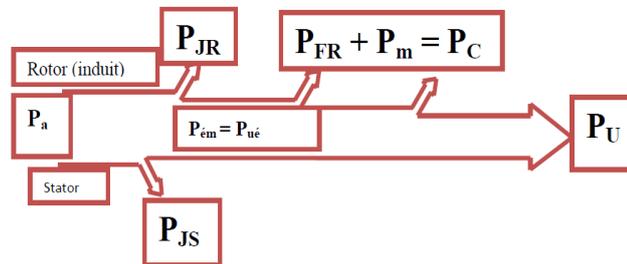


Figure (I.12) : Bilan de la puissance [4].

P_a : Puissance absorbée

P_u : Puissance utile

$P_{ém}$: Puissance électromagnétique

P_{JS} : Pertes par effet joule dans l'inducteur

P_{JR} : Pertes par effet joule dans l'induit

P_c : Pertes fer + pertes mécaniques : dites pertes constantes

I.10 Rendement :

Les moteurs à courant continu consomment une partie de l'énergie absorbée pour leur fonctionnement. L'énergie mécanique fournie sera toujours plus petite que l'énergie électrique absorbée. Le rapport entre l'énergie fournie et l'énergie absorbée est le rendement.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I.13})$$

P_u : Puissance utile.

P_a : Puissance absorbée.

I.11 Utilisation de la machine à courant continu [1].:

Le moteur série est intéressant quand la charge impose d'avoir un gros couple, au démarrage et à faible vitesse de rotation.

Le moteur sépare est particulièrement adapté aux entraînements de machines nécessitant des vitesses réglables (action sur la tension) et présentant un couple important en basse vitesse (machines outils).

- ❖ démarreur (automobile ...).
- ❖ moteur de traction (locomotive, métro ...).
- ❖ appareils de levage.
- ❖ Ventilateurs, pompes centrifuges, compresseurs, pompes à piston.
- ❖ Machines-outils à couple variable ou a mouvement alternatif (étaux-limeurs, raboteuses).

I.12 Conclusion:

Ce chapitre a permis de rappeler les différents éléments qui constituent une machine à courant continu et le principe de fonctionnement. Après notre étude nous avons constaté que les moteurs à excitation séparée et a aimant périnant sont les plus adaptée pour la variation de vitesse.

Chapitre II

**Modélisation et identification
de la machine à courant
continu**

II.1. introduction

La modélisation est une phase importante pour ne pas dire primordiale sur le chemin de la simulation. Le modèle adopté devrait faciliter la tâche du programmeur et représenter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence [5].

Dans cette approche, on s'intéressera à un système global et on cherchera à modéliser et simuler tous les phénomènes dont il pourrait être le siège. Pour atteindre cet objectif le modèle utilisé devrait être le plus général possible et représente de manière homogène des systèmes hétérogènes (pouvant contenir des composantes électriques, mécaniques, thermiques, magnétiques, . . .). Le moteur à courant continu constitue un exemple de système hybride présentant un couplage fort entre les domaines électrique et mécanique [5].

Dans bien des cas, les automaticiens utilisent des modèles mathématiques, qui malgré leur flexibilité perdent rapidement la signification physique du système et ne permettent pas généralement de faire un retour sur le modèle pour affiner la modélisation ou améliorer la conception du système pour simplifier sa commande [5].

On cherche à établir un modèle dynamique (fonction de transfert) de la machine à courant continu à excitation indépendante

II.2. Equations Electromécanique du moteur à courant continu en régime dynamique [6]:

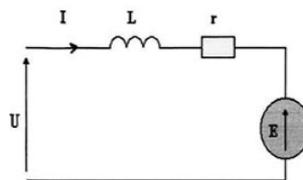


Figure II.1 : Modèle dynamique d'une machine à courant continu[6]

On a donc deux relations de proportionnalité entre la f.é.m (E) et la vitesse du rotor

$$E = K \times \Omega \quad (\text{II.1})$$

Et un moment du couple électromagnétique directement proportionnel au courant d'induit

$$C_{em} = K \times I \quad (\text{II.2})$$

II.2.1 Equations électriques :

La tension d'induit (en convention récepteur)

$$U(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + e(t) \quad (\text{II.3})$$

II.2.2 Equation mécaniques :

Le principe fondamental de la dynamique (PFD) nous permet d'écrire

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_u - C_r \quad \text{avec } C_u = C_{em} - C_p \quad (\text{II.4})$$

On suppose que le moment du couple de perte est de la forme :

$$C_p = f \cdot \Omega \quad (\text{II.5})$$

f: Coefficient de frottement visqueux

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f \Omega - C_r \quad (\text{II.6})$$

II.3. Equations électromécaniques dans le domaine de Laplace [6]:

- La transformée de Laplace de l'équation :

$$U(p) = R I(p) + L p I(p) + e(p) \quad (\text{II.7})$$

et

$$U(p) = R I(p) + L p I(p) + K \Omega \quad (\text{II.8})$$

- La transformée de Laplace de l'équation :

$$E = K \Omega \quad (\text{II.9})$$

et :

$$E = K \times \Omega(p) \quad (\text{II.10})$$

- La transformée de Laplace de l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f \Omega - C_r \quad (\text{II.11})$$

est :

$$J p \Omega(p) = K I - f \Omega(p) - C_r \quad \text{Soit : } \Omega(p) = \frac{KI - C_r}{Jp + f} \quad (\text{II.12})$$

II.4 Identification de moteur à courant continu : [7]

L'identification de système ou identification paramétrique est une technique de l'automatique consistant à obtenir un modèle mathématique d'un système à partir de mesures.

L'identification consiste à appliquer ou observer des signaux de perturbation à l'entrée d'un système (par exemple pour un système électronique, ceux-ci peuvent être de type binaire aléatoire ou pseudo-aléatoire, galois, sinus à fréquences multiples...) et en analyser la sortie dans le but d'obtenir un modèle purement mathématique. Les différents paramètres du modèle ne correspondent à aucune réalité physique dans ce cas. L'identification peut se faire soit dans le temps (espace temporel), soit en fréquence (espace de Laplace). Éviter les modèles purement théoriques à partir des équations physiques (en général des équations différentielles), qui sont longs à obtenir et souvent trop complexes pour le temps de développement donné, est donc possible avec cette technique.

Le moteur est alimenté par une source 9V à travers de driver L298N et le petit moteur est utilisé comme un capteur de vitesse (flux constant donc la vitesse est proportionnelle avec la tension à l'état lineaire) qui est connecté au port Analog in de l'arduino. Pour acquérir les données on branche l'arduino au PC, on a ajouter le condensateur pour filtrer la tension généré par le capteur de vitesse .

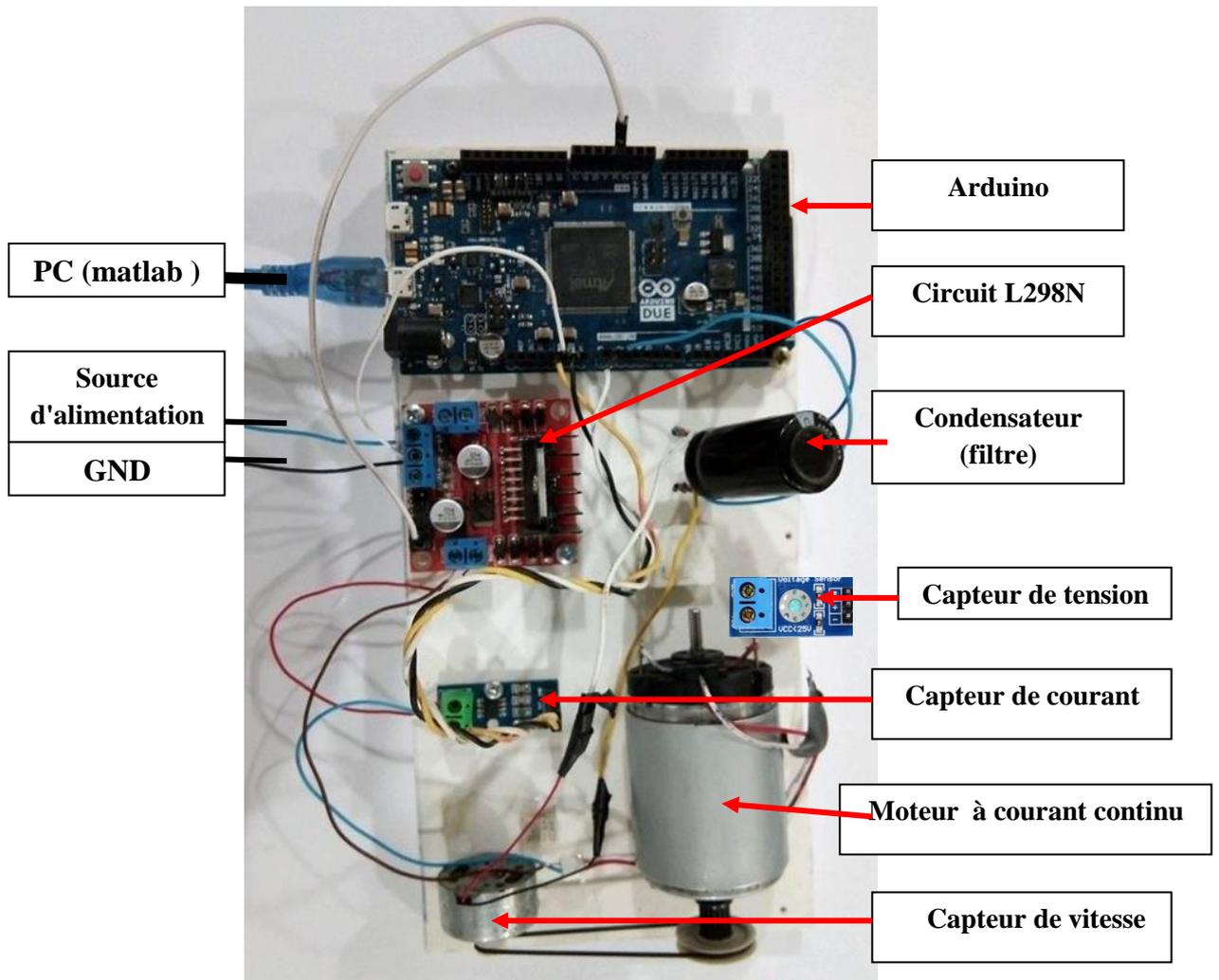


Figure II.2 : Montage réalisé pour l'identification

Le schéma block ci-dessous represent le coté soft de notre travail.

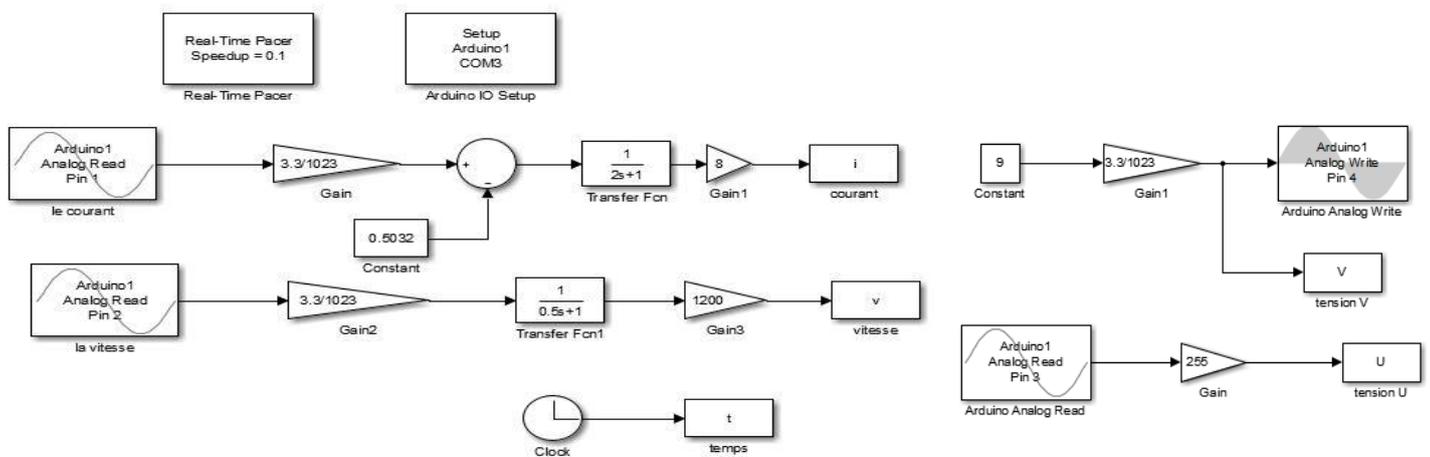


Figure II.3 : Schéma block de l'identification sous Matlab

Le système est identifié à l'aide de la fenêtre ' system identification '

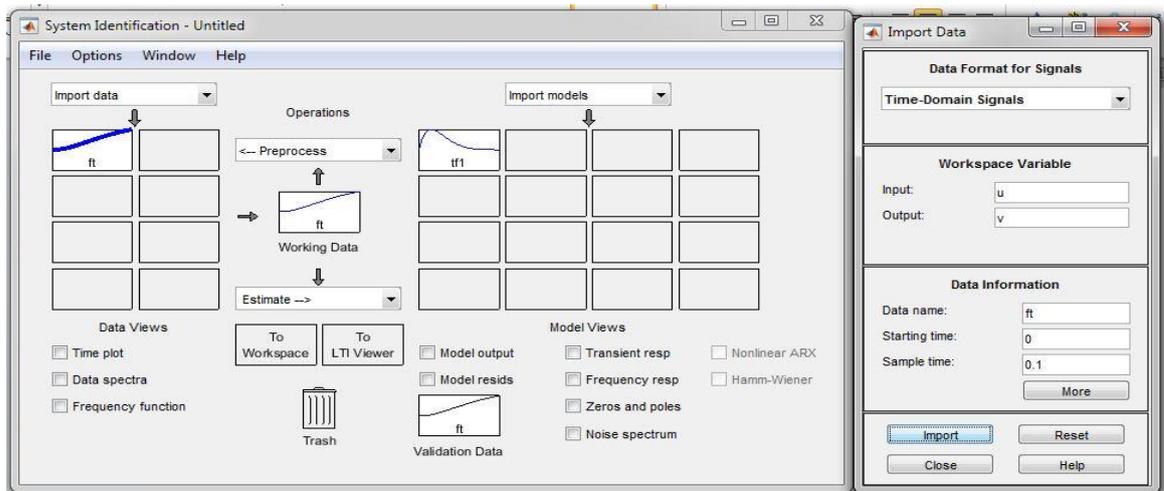


Figure II.4 : Fenêtre de « system identification »

La fonction de transfert de système est :

$$G(P) = \frac{V(P)}{U(P)} = \frac{771.5}{p^2 + 5.629p + 4.782} \quad (II.13)$$

Le modèle d'état est trouvé à l'aide de l'instruction `ss` ' state-space '

```
>> ss(tf1)

ans =

a =

    x1    x2
x1 -5.629 -2.391
x2  2      0

b =

    u1
x1 16
x2 0

c =

    x1    x2
y1  0 24.11

d =

    u1
y1  0
```

Name: tf1

Continuous-time state-space model.

Les matrices de système sont :

$$A = \begin{bmatrix} -5.629 & -2.391 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \end{bmatrix} ; C = [0 \quad 24.11] \text{ et } D = [0]$$

II.4.1 Représentation d'états

La représentation d'état permet de modéliser un système dynamique en utilisant des variables d'état. Cette représentation, qui peut être linéaire ou non, continue ou discrète, permet de déterminer l'état du système à n'importe quel instant futur si l'on connaît l'état à l'instant initial et le comportement des variables exogènes qui influent sur le système. La représentation d'état du système permet de connaître son comportement "interne" et pas seulement son comportement "externe" comme c'est le cas avec sa fonction de transfert .

Tout système dynamique linéaire continu régi par un ensemble d'équations différentielles à coefficients constants peut être représenté aussi bien par une fonction de transfert $H(p)$ reliant la sortie à l'entrée, que par les équations matricielles suivantes :

$$\text{Equation d'état} \quad \dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Equation de sortie} \quad Y = CX + DU \quad (\text{II.15})$$

Où U est le vecteur d'entrée (n,1) , X le vecteur d'état (n,1), \dot{X} la dérivée du vecteur d'état ; et Y est le vecteur de sortie (m,1).

A est la matrice d'état (n,n) ; B la matrice de commande (n,r) ; C la matrice d'observation (m,n) ; et D la matrice de liaison directe (m,r).

Dans notre étude, les variables d'état sont la vitesse et le courant .

Mathématiquement les variables d'état sont \dot{x}_1 et \dot{x}_2

Les dimensions des matrices : $A(2,2)$, $B(2,1)$, $C(1,2)$ et $D(1,1)$

$$A = \begin{bmatrix} -5.629 & -2.391 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \end{bmatrix} ; C = [0 \quad 24.11] \text{ et } D = [0]$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -5.629 & -2.391 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$[y] = [0 \quad 24.11] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

II.5 Simulation du moteur à courant continu :

Le montage suivant est la représentation de moteur à courant continu réalisé sous Matlab .

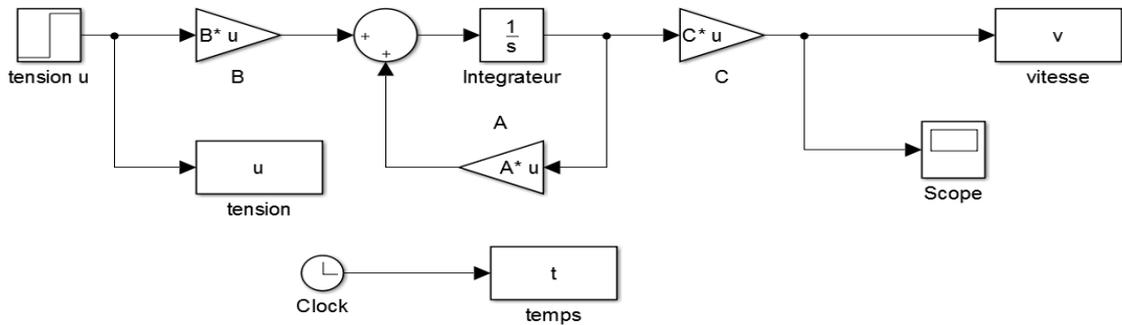


Figure II.5 : Simulation de moteur à courant continu

Avec

$$A = \begin{bmatrix} -5.629 & -2.391 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \end{bmatrix} ; C = [0 \quad 24.11] \text{ et } D = [0]$$

II.5.1 Simulation à vide

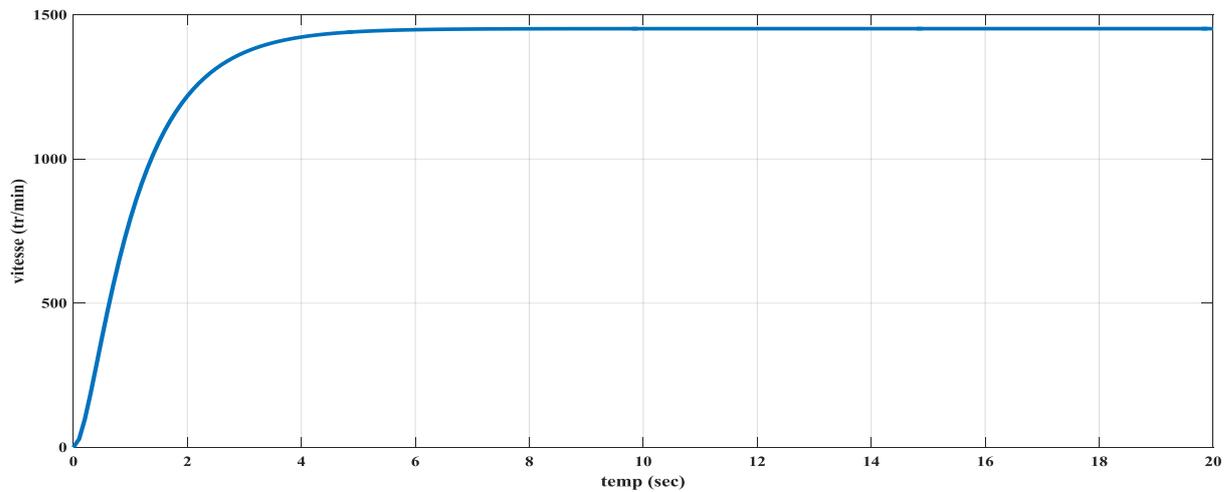


Figure II.6 Réponse du système à vide .

II.5.2 Simulation en charge

Une charge est appliquée au système à $T=10$ s

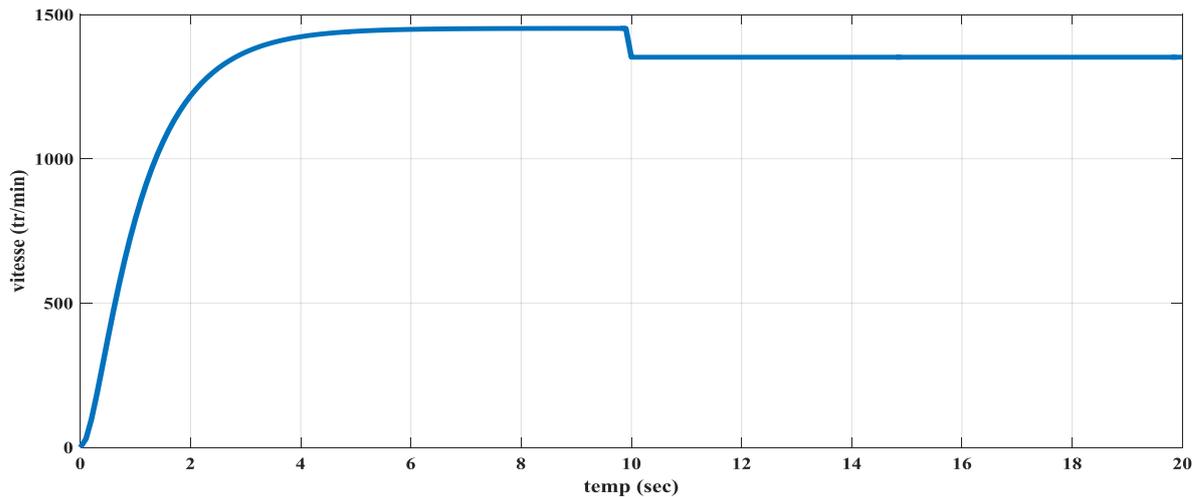


Figure II.7 Réponse du système en charge .

La vitesse de moteur est réduite lors qu'une charge appliqué sur le moteur, car le système en boucle ouvert (sans correction)

II.5. Conclusion

Pour un moteur électrique à courant continu, on a constaté que la réponse en vitesse est instable, hors que la réponse en vitesse converge vers la stabilité, d'où, on voit bien la nécessité d'une commande pour stabiliser un système qui ne l'est pas, et améliorer les performances.

Concernant le choix du moteur, on a choisi un moteur à courant continu à excitation indépendante, car est le plus utilisé dans l'automatique et la robotique, pour ces dimensions et sa non-influence de la charge sur la vitesse (vitesse est relativement constante quelque soit la charge), ainsi la simplicité de polarisation.

Chapitre III

Commande à régime glissant

appliquée à la machine

à courant continu

III.1 Introduction

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques Présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple : frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [9].

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [9].

L'utilisation des algorithmes robustes (vis-à-vis de ces non linéarités et de ces perturbations) est donc souhaitable aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant. Dans notre travail, nous fixons le même cahier des charges que celui utilisé lors d'un régulateur classique [14].

L'étude présentée dans ce chapitre concerne les algorithmes de commande à régime glissant appliqués à la MCC pour le contrôle en vitesse. Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle à structure variable utilisant le mode de glissement, puis les étapes à suivre pour concevoir cette commande [14].

III.2. Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant

La théorie du mode glissant est le prolongement de l'étude des systèmes à structure variable. Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov, puis par d'autres chercheurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov [14].

Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications. Aux Etats-Unis, cette théorie est introduite par Slotine et au Japon par Young, Harasma et Hashimoto. Il a fallu attendre les années 80, pour que le concept de cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et serait parmi les techniques de contrôle non linéaire les plus efficaces et les plus robustes [10].

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes [11]:

- Structure par commutation au niveau de l'organe de commande : Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.
- Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état : c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.
- Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite dans notre étude.

III.2.1. Présentation de la structure par commutation [14].

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure III.1 présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente [11].

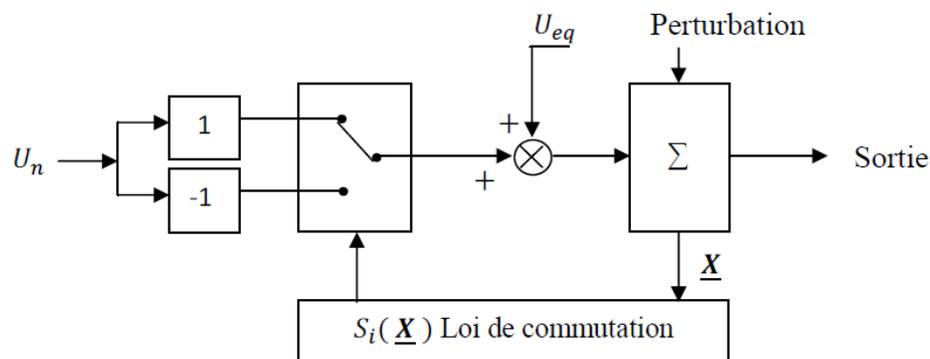


Figure. III.1: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente[15].

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons [11] :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et nous permet de ne pas trop solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer

ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite.

- cette méthode de commande a déjà été abordée dans des travaux de recherches. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques.
- nous avons voulu placer notre étude dans un cas original en utilisant une structure peu connue et peu usitée.

IV.3. Principe de la commande à régime glissant

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région [12]. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en trois parties [14]:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

IV.3.1. Définition des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Ce terme apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous systèmes pris seuls [10].

Le comportement des systèmes possédant des discontinuités peut être décrit Formellement par l'équation :

$$\dot{\underline{X}} = f(\underline{X}, t, \underline{U}) \quad (\text{III.1})$$

Où,

\underline{X} : est le vecteur d'état ;

t : le temps ;

f : est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

\underline{U} : représente à la fois la discontinuité et le contrôle.

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simples relais, faciles à mettre en œuvre. Ils ont représenté les prémices du contrôle par structure variable. Ils ont ainsi

amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée hyper surface de commutation [14].

où

$$\underline{S}(\underline{X}, t) = (S_1 \underline{X} \dots S_m \underline{X}) \quad (\text{III.2})$$

On a alors :

$$\begin{cases} \underline{U}^+(\underline{X}) & \text{si } \underline{S}(\underline{X}) > 0 \\ \underline{U}^-(\underline{X}) & \text{si } \underline{S}(\underline{X}) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de discontinuité de la commande (Eq. III.3) peuvent être illustrés par la figure III.2.

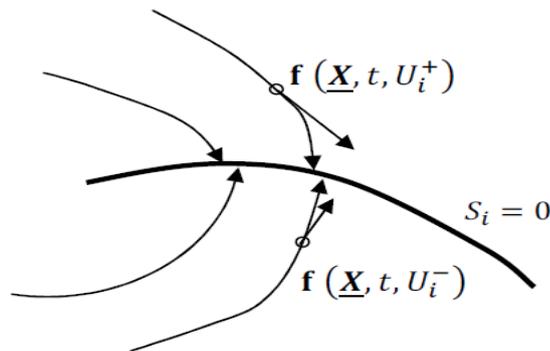


Figure III.2: Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande [14].

III.3.2. Formulation des expressions générales de la commande par mode de glissement

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Il est considéré comme un des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. La caractéristique principale de la commande par mode glissant est que la loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une hyper-surface dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système pour correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper-surface. Quand l'état du système est maintenu sur cette hyper-surface, le système est dit en régime glissant [13].

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de l'hyper-surface \underline{S} . Nous cherchons à vérifier que la

distance et la dérivée de la distance, entre la trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe [11], cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{a \rightarrow 0^-} \underline{\dot{S}} > 0 \text{ et } \lim_{a \rightarrow 0^+} \underline{\dot{S}} < 0 \quad (\text{III.4})$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant des systèmes non linéaires. Considérons maintenant une classe particulière de système, i.e. les systèmes linéaires vis à vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante [14] :

$$\dot{\underline{X}} = f(\underline{X}, t) + B(\underline{X}, t)\underline{U} \quad (\text{III.5})$$

Où :

$f \in R^n$: est un champ de vecteur ou fonction vectorielle ;

$\underline{X} \in R^n$: est le vecteur dont les composantes sont les variables d'état ;

$B(\underline{X}, t)$: est la matrice de commande de dimension $n * m$, car $\underline{U}(U_1, U_2, \dots, U_m)^T \in R^m$

\underline{U} est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes U_i , subit une discontinuité sur une hyper-surface (variété) de dimension $(n-1)$. Cela peut-être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hyper-surface $S_i(\underline{X}) = 0$. Dans ce cas nous obtenons [14]:

$$U_i(\underline{X}) = \begin{cases} \underline{U}_i^+(\underline{X}) & \text{si } \underline{S}_i(\underline{X}) > 0 \\ \underline{U}_i^-(\underline{X}) & \text{si } \underline{S}_i(\underline{X}) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété $\underline{S}(\underline{X}) = 0$ de dimension $(n-m)$ qui résulte de l'intersection de toutes les m "hyper-surfaces" $S_i = 0$. On peut écrire cette variété sous la forme : $\underline{S}(\underline{X}, t) = (S_1, S_2, \dots, S_m)^T = 0$ avec $i = 1, 2, 3, \dots, m$. Si S_i, U_i^+, U_i^- sont des fonctions continues. Dans ce cas là et si $\underline{S}_i(\underline{X}) \neq 0$ les fonctions $f(\underline{X}, t)$, et $B(\underline{X}, t)$, sont telles qu'il existe une unique solution au problème formulé par l'équation (III.5), alors nous sommes en présence d'un système à structure variable.

La fonction de commutation \underline{S} sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elle est définie par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées [14].

Lorsque nous sommes dans le "mode" de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par [14]:

$$\underline{S}(\underline{X}, t) = 0 \text{ et } \dot{\underline{S}}(\underline{X}, t) = 0 \quad (\text{III.7})$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de \underline{S} , qui est un vecteur pointant de la région où $\underline{S} < 0$ vers la région où $\underline{S} > 0$. Dans le cas du régime de glissement (Eq. III.7), nous obtenons :

$$\dot{\underline{S}}(\underline{X}, t) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} * \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} * \dot{\underline{X}} = \text{grad}(\underline{S})\dot{\underline{X}} = G * (f(\underline{X}, t), B(\underline{X}, t)\underline{U}) = 0 \quad (\text{III.8})$$

Cela traduit le fait qu'en régime de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dit, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle [11]. Dans le plan de phase cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes

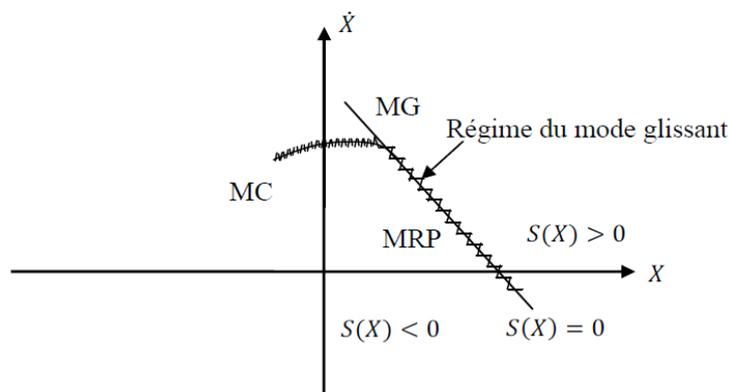


Figure III.3: Les différents modes de trajectoire dans le plan de phase [14].

❖ **Mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(X) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [9].

❖ **Mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement ($S(X) = 0$) [9].

❖ **Mode de régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires [9].

Lorsque la surface de commutation est atteinte (Eq.III.8) nous pouvons écrire $\underline{U} = \underline{U}_{eq}$.

L'équation (III.8) permet d'introduire un terme appelé Commande équivalente qui peut-être exprimée comme suit [11]:

$$\underline{U}_{eq} = -(GB)^{-1}Gf(\underline{X}, t) \quad (\text{III.9})$$

Où la matrice G peut-être présentée comme une matrice à m lignes et n colonnes :

$$G = \frac{\partial G}{\partial \underline{X}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial S_1}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_1}{\partial X_n} \\ \frac{\partial S_m}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_m}{\partial X_n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Les composantes du vecteur commande U équivalente sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande J qui maintiennent l'état du système sur la surface de commutation S . Ce sont des termes continus de commande [11].

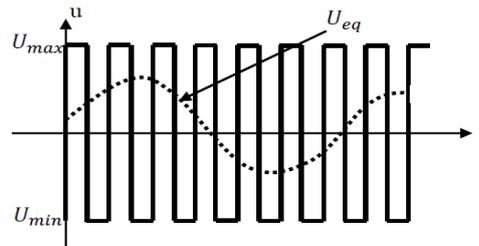


Figure III.4: Commande équivalente U_{eq} . [14].

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissant" sont données par deux hypothèses :

- ❖ le produit de matrice GB doit être inversible, c'est à dire que son déterminant doit être non nul.
- ❖ les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent :

$$\underline{U}_{min} < \underline{U} < \underline{U}_{max} \quad (\text{III.11})$$

$$\underline{S} \dot{\underline{S}} < 0$$

Nous verrons que la deuxième condition servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation [11].

Si maintenant, nous introduisons le terme de commande équivalente dans l'équation générale (III.5), l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit:

$$\dot{\underline{X}} = [I - B(GB)^{-1}G]f(\underline{X}, t) \quad (\text{III.12})$$

I : est la matrice identité.

Remarquons que dans l'équation (III.12), le terme de commande \underline{U} n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et le gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système [11].

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en "mode d'approche", nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables de notre système. Dans ce mode particulier, où $\underline{U} = \underline{U}_{eq} + \underline{U}_n$ l'équation d'état conduit au résultat suivant [11]:

$$\dot{\underline{X}} = [I - B(GB)^{-1}G]f(\underline{X}, t) + B\underline{U}_n(\underline{X}, t) \quad (\text{III.13})$$

Ce qui peut-être réduit à

$$\dot{\underline{X}} = B\underline{U}_n(\underline{X}, t) \quad (\text{III.14})$$

Le vecteur de commande \underline{U} permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement [11] :

\underline{U} permet d'influer sur le mode d'approche.

\underline{U}_{eq} sur le mode de glissement.

III.3.3. Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche [10]. En général, pour réaliser ce type de commande trois étapes doivent être effectuées [14]:

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès ;
- Synthèse des lois de commande du mode glissant.

III.3.3.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Généralement, le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande [10]. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur d'erreur [11], du vecteur d'état :

$$\underline{S} = \underline{\Delta X} = \underline{X}_{ref} - \underline{X} \quad (\text{III.15})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée [10].

La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence (donné par SOLTINE) [13], est définie par:

$$S(X) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} (\underline{X}_{ref} - \underline{X}) \quad (\text{III.16})$$

Où :

n : est le degré relatif au nombre qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande;

λ : est une constante positive.

L'objectif de cette commande est de garder la surface qui tend à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $S(X) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [13].

III.3.3.2. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [13]. Pour cela nous retenons deux conditions :

- Fonction directe de commutation

C'est l'approche la plus ancienne et directe, a été proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est globale mais ne garantit pas, en revanche un temps d'accès fini [10]. Elle est exprimée par :

$$S(X) S(\dot{X}) < 0$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(X)$ et sa dérivée, les valeurs justes à gauche et à droite de commutation [16].

- Fonction de LYAPUNOV

L'approche de Lyapunov est une condition globale d'accès au mode glissant [10]. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [16]

$$\text{En définissant la fonction de LYAPUNOV par } V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{III.17})$$

L'idée est de choisir cette fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande U telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [10].

La dérivée de la fonction $V(X)$ donne :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (\text{III.18})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant) [17], il suffit d'assurer que:

$$S(X) \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III.19})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesurée par $S^2(X)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés [16].

IV.3.3.3. Synthèse des lois de commande du mode glissant

Nous avons détaillé comment obtenir les composantes du terme de commande "continue", du vecteur de commande. Cela découle en partie de la modélisation choisie pour le système, (Eq. III.9). Nous avons par contre le choix du terme "discontinu" du vecteur de commande \underline{U} .

Le vecteur commande à appliquer est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

$$\underline{U} = \underline{U}_{eq} + \underline{U}_n \quad (\text{III.20})$$

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que \underline{U}_{eq} représente un terme "Basse Fréquence" alors que \underline{U}_n représente un terme de "Haute Fréquence". Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent, (de type continu), à un terme commutant, permettant d'atteindre ce régime final, (de type discontinu) [11].

\underline{U}_n peut être choisi de manière tout à fait différente selon les utilisateurs :

- La commande SIGN

La plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_n]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$

$$\text{Sign}(S(X)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S(X) > 0 \\ -1 & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

$$U_n \text{ s'exprime donc comme : } U_n = K \text{ sign}(S(X)) \quad (\text{III.22})$$

Où K est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III.6) :

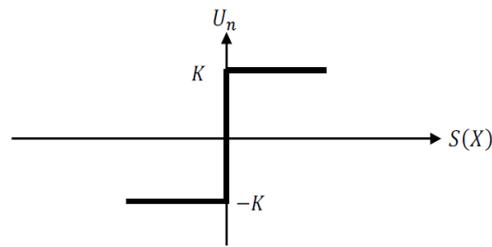


Figure III.5: Définition de la fonction SIGN [14].

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.21). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l'organe de commande [16].

III.4 Partie expérimentale

Pour valider notre résultat obtenu par simulation nous allons aussi réaliser un circuit de commande expérimentale.

III.4.1 Matérielles utilisées

A. Arduino [18].

Le module Arduino est un circuit imprimé en matériel libre (plateforme de contrôle) dont les plans de la carte elle-même sont publiés en licence libre dont certains composants de la carte : comme le microcontrôleur et les composants complémentaires qui ne sont pas en licence libre. Un microcontrôleur programmé peut analyser et produire des signaux électriques de manière à effectuer des tâches très diverses. Arduino est utilisé dans beaucoup d'applications comme l'électrotechnique industrielle et embarquée ; le modélisme, la domotique mais aussi dans des domaines différents comme l'art contemporain et le pilotage d'un robot, commande des moteurs et faire des jeux de lumières, communiquer avec l'ordinateur, commander des appareils mobiles (modélisme). Chaque module d'Arduino possède un régulateur de tension +5 V et un oscillateur à quartz 16 MHz (ou un résonateur céramique dans certains modèles). Pour programmer cette carte, on utilise logiciel IDE Arduino.

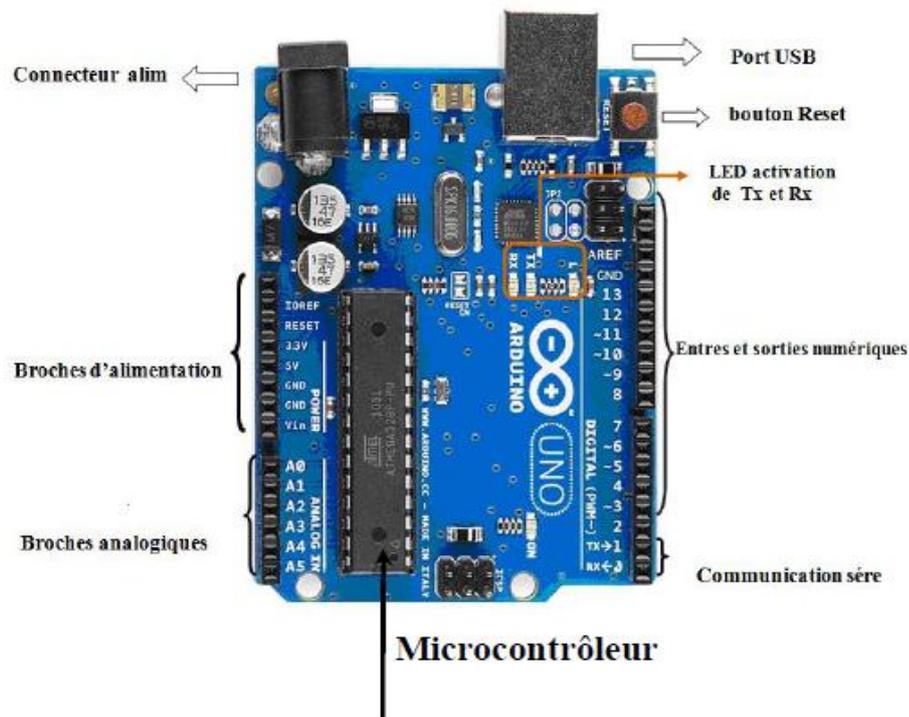


Figure III.6 Constitution de la carte Arduino UNO [18].

B. Driver « L298N »

Le L298N est un double pilote de moteur H-Bridge qui permet le contrôle de la vitesse et de la direction de deux moteurs CC en même temps. Le module peut piloter des moteurs à courant continu ayant des tensions comprises entre 5 et 35V, avec un courant de crête jusqu'à 2A.

Regardons de plus près le brochage du module L298N et expliquons comment cela fonctionne. Le module possède deux borniers à vis pour les moteurs A et B, et un autre bornier à vis pour la broche de terre, le VCC pour le moteur et une broche de 5V qui peut être une entrée ou une sortie.

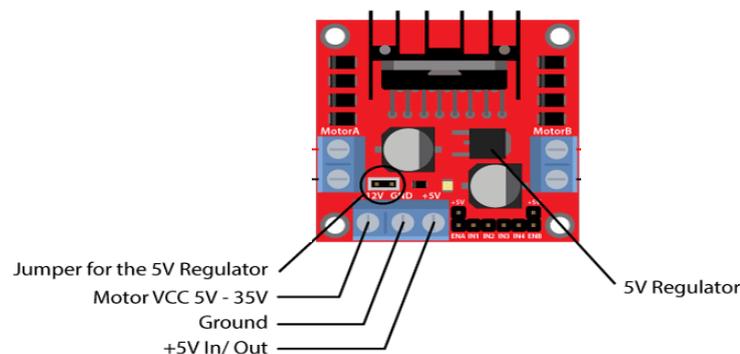


Figure III.7 : le circuit L298N [21]

III.5. Commande classique (PID)

Le régulateur PID est un système de contrôle permettant d'améliorer les performances d'un asservissement, c'est-à-dire un système où procédé en boucle fermée. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques. [19].

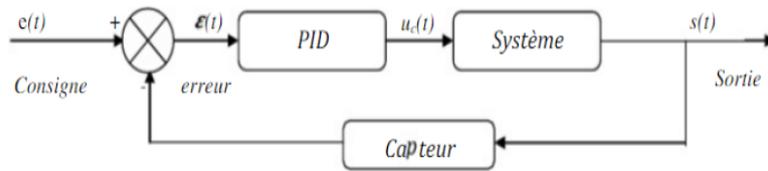


Figure III.8: Schéma bloc d'un système avec régulateur PID[19].

III 5.1 commande PI (Proportionnelle-Intégral) ($K_d = 0$)

Le correcteur de type PI est une régulation de type P auquel on a ajouté un terme intégral, En régime permanent, le terme intégral et prortionnelle permettent de compenser l'erreur statique et d'augmentée la précision. On veut intégrer l'erreur et l'ajouter à la consigne, lorsque on se rapproche cette erreur de la valeur demandée, elle devient plus faible. Le terme proportionnelle n'agit plus et le terme intégral reste stable ce qui maintient le moteur a sa valeur demander. L'intégral permet de diminuée l'impact des perturbations (bruit, parasite), il agit comme un filtre, on obtient alors un système plus stable. [19].

III.5.2 Simulation de système avec le régulateur PI

Une commande PI est utilisée dans cette partie.

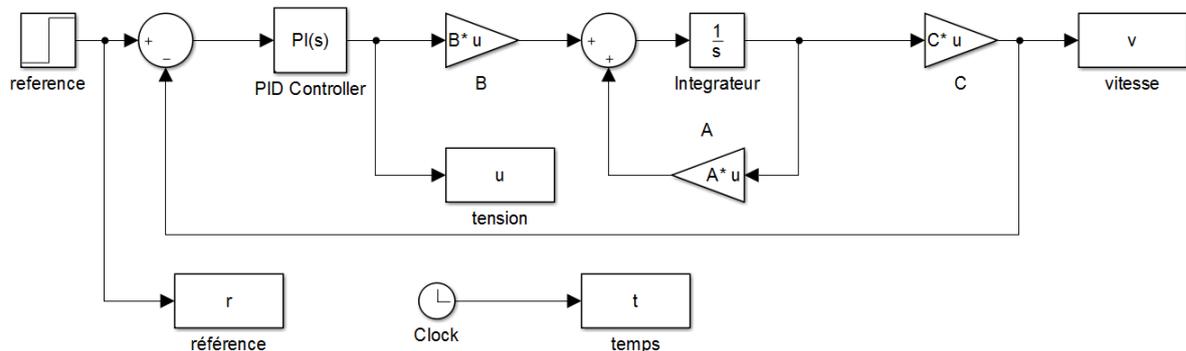


Figure III.9: Schéma de simulation avec commande PI

Avec : $K_p = 0.1$ et $K_i = 0.05$

La référence de la vitesse est variée :

- $t \in [0 ; 25[$; $V=1200\text{tr/min}$
- $t \in [25 ; 50[$; $V=1100\text{tr/min}$

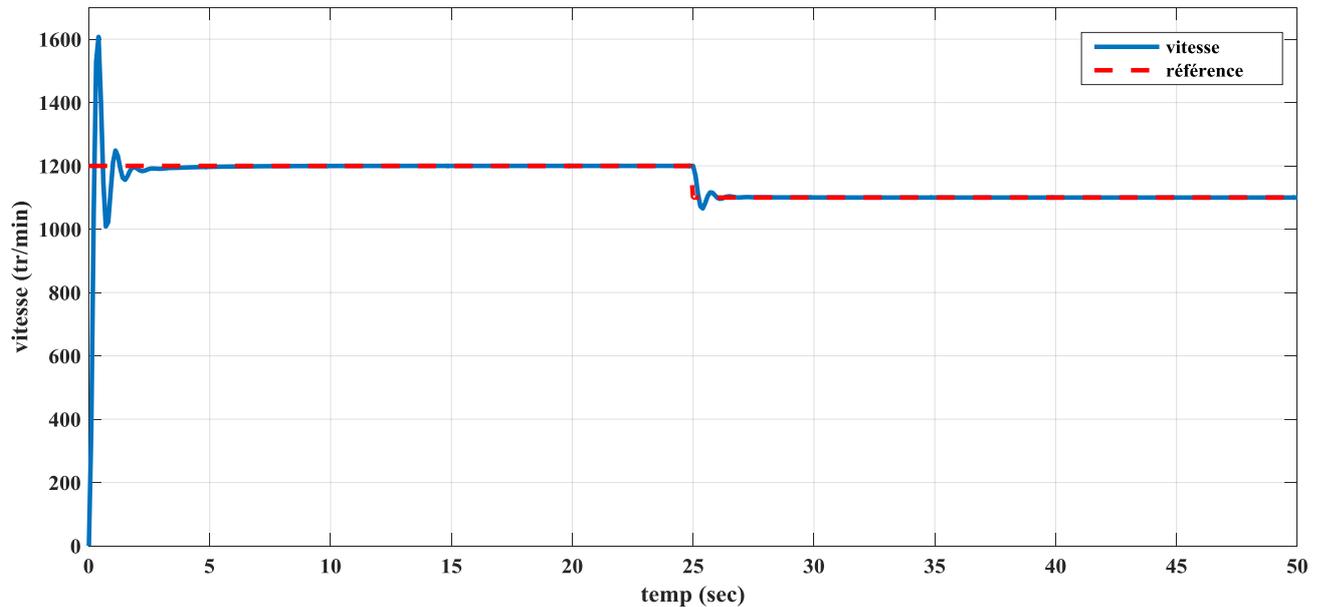


Figure III.10: réponse de système avec la commande PI

La vitesse du moteur est suivi le référence donné, le terme intégral a bien fonctionné et que l'erreur statique est nulle .les effets du correcteur PI sont :

- Diminution du temps de montée.
- Elimination de l'erreur statique.
- Augmentation du temps de stabilisation.
- Augmentation du dépassement.

III.6 La commande par mode glissant

III.6.1 Calcul de commande.

Le problème de poursuite de trajectoire consiste à déterminer une loi de commande $u(x)$ qui permet d'assurer la convergence de l'état x du système vers l'état désiré x_d

Le variable de glissement est : $S = \dot{e} + \lambda e$ (III.23)

avec $\lambda > 0$

\dot{e} : La dérivée d'erreur.

$$e = x_d - y \quad (III.24)$$

La représentation d'états

$$\dot{x}_1 = -5.629x_1 - 2.391x_2 + 16u$$

$$\dot{x}_2 = 2x_1$$

$$y = 24.11x_2$$

$$y = \frac{24.11}{2.391} \left(-\frac{1}{2} \ddot{x}_2 - \frac{5.629}{2} \dot{x}_2 + 16u \right) \quad (\text{III.25})$$

x_1 : le courant i

x_2 : la vitesse v multiplier par un gain

Donc la relation de l'erreur est :

$$e = x_d - 24.11x_2 \quad (\text{III.26})$$

$$\dot{e} = \frac{de}{dt} = \frac{de}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \dot{x}_d - 24.11\dot{x}_2 = \dot{x}_d - 48.22x_1 \quad (\text{III.27})$$

$$\text{Alors } S = \dot{x}_d - 48.22x_1 + \lambda(x_d - 24.11x_2) \quad (\text{III.28})$$

La commande par modes glissants d'ordre 1 qui assure la convergence asymptotique de l'erreur vers zéro en un temps fini est donnée par la relation suivante :

$$u = u_{eq} + u_d \quad (\text{III.29})$$

La commande discontinue est donnée par :

$$u_d = -\alpha \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{III.30})$$

u_{eq} est déterminée à partir de la relation : $\dot{S} = 0$

$$\dot{S} = \ddot{x}_d - 48.22\dot{x}_1 + \lambda(\dot{x}_d - 24.11\dot{x}_2)$$

$$= \ddot{x}_d + \lambda\dot{x}_d - 48.22(-5.629x_1 - 2.391x_2 + 16u_{eq}) - 48.22\lambda x_1$$

$$= \ddot{x}_d + \lambda\dot{x}_d + (271.43038 - 48.22\lambda)x_1 + 115.29402x_2 - 771.52u_{eq}$$

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow \ddot{x}_d + \lambda\dot{x}_d + (271.43038 - 48.22\lambda)x_1 + 115.29402x_2 - 771.52u_{eq} = 0$$

$$u_{eq} = \frac{\ddot{x}_d + \lambda\dot{x}_d + (271.43038 - 48.22\lambda)x_1 + 115.29402x_2}{771.52} \quad (\text{III.31})$$

Les constantes α et λ sont choisies par le concepteur de manière à garantir la convergence de la trajectoire vers la surface de glissement.

La commande est donnée par :

III.7 Commande du moteur à courant continu avec la carte Arduino .

III.7.1 Commande avec le correcteur PI

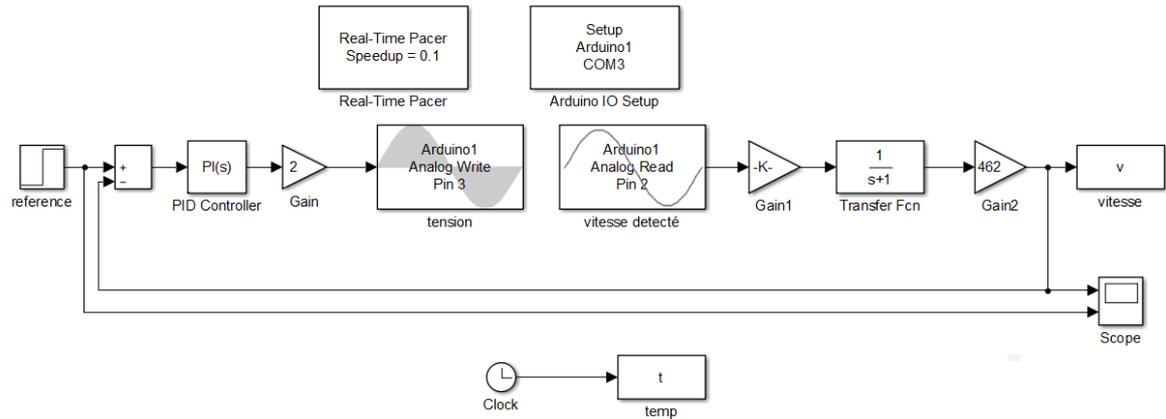


Figure III.13: schéma de simulation en temps réel avec le correcteur PI

La référence de la vitesse est variée :

- $t \in [0 ; 25[$; $V=1200\text{tr/min}$
- $t \in [25 ; 50[$; $V=1100\text{tr/min}$

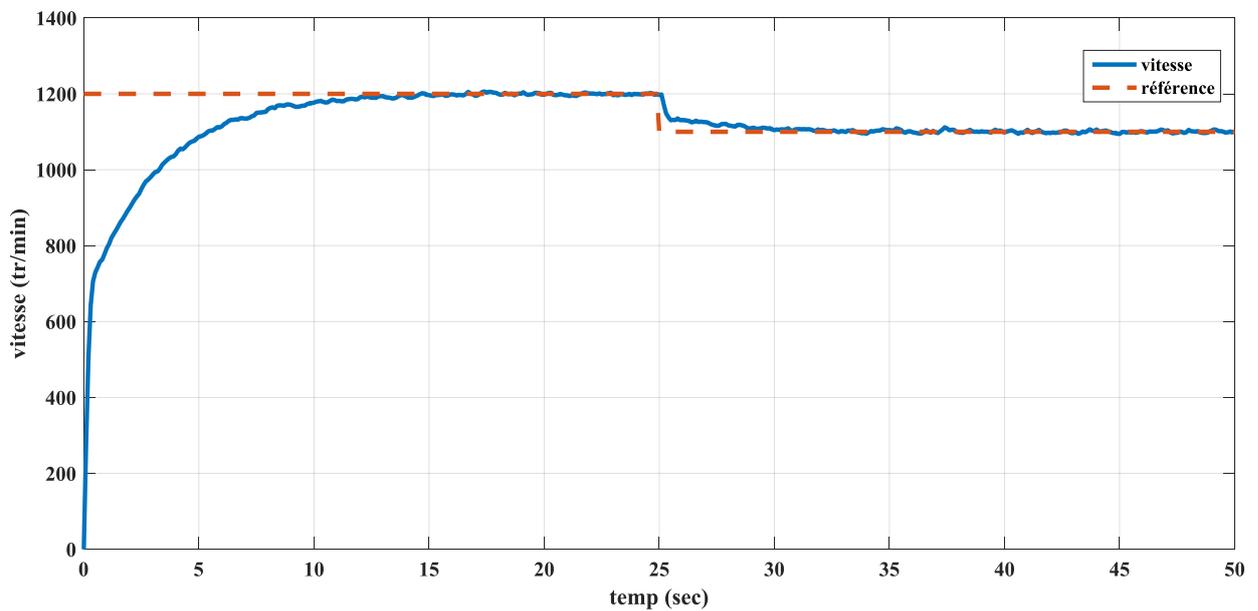


Figure III.14: réponse du système avec correcteur PI

III.7.2 Commande par mode glissant

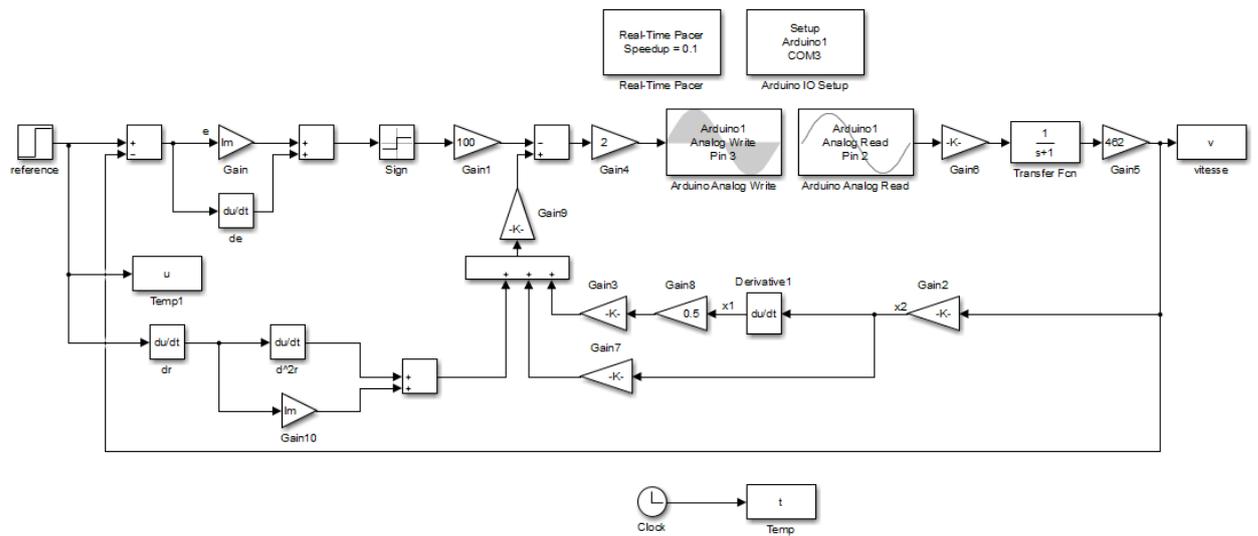


Figure III.15: schémas de simulation en temps réel par mode glissant

Avec : $\lambda = 5$ et $\alpha = 100$

Le reference de la vitesse est varié :

- $t \in [0 ; 25[$; $V=1200 \text{ tr/min}$
- $t \in [25 ; 50[$; $V=1100 \text{ tr/min}$

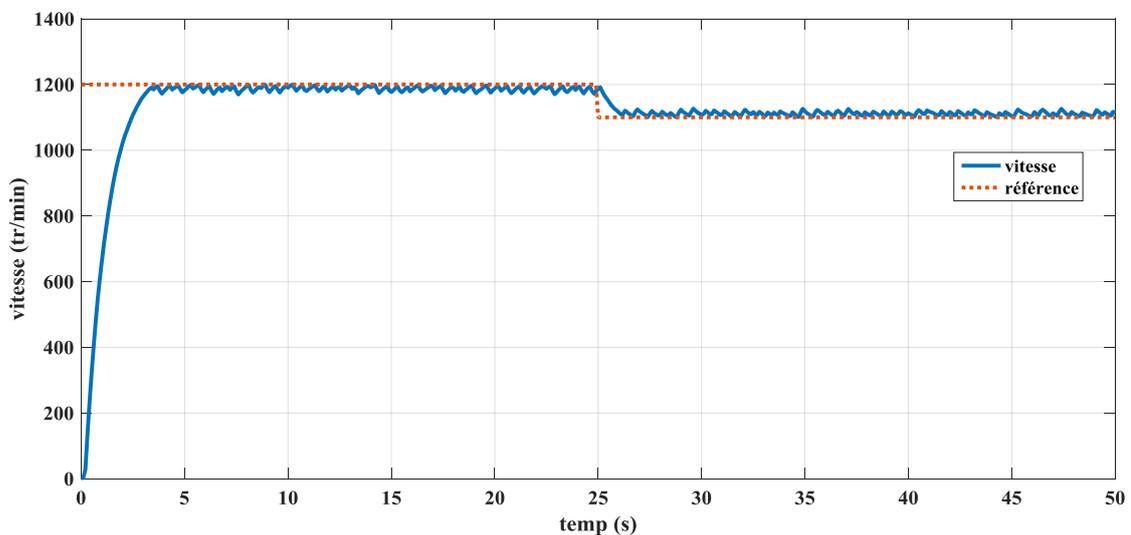


Figure III.16: la réponse du système par mode glissant

L Les résultats obtenus d'après le travail démontre que la vitesse varie en trajectoire converge vers une surface de glissement avec une erreur dynamique varie de 0 à 15 tr/min le temps de réponse est mieux par rapport aux correcteur PI

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée aux moteurs à courant continu à excitation séparé, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire. La commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique). Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible. Finalement, on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont plus performantes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse.

Conclusion générale

Ce mémoire est traité donc la commande en vitesse par mode glissant d'une machine à courant continu à excitation séparée , notre travail est commencé par l'état de l'art de la machine à courant continu qui étudie la constitution et le principe de fonctionnement d'une machine à courant continu avec les équations électriques et mécaniques .

Puis , une l'identification et modélisation de la machine à courant continu à l'aide de Matlab enfin une commande par correcteur PI est mode glissant appliqué à la MCC .

La commande par mode glissant est par sa nature une commande non linéaire, dont la commande varie d'une manière discontinue. Elle est caractérisée par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. Les performances désirées du système sont utilisées pour déterminer la surface de glissement. La loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation ce qui permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement. Son problème majeur qui a causé, au départ, son délaissement par les automaticiens est le phénomène de broutement. Ce dernier, néfaste pour les actionneurs, est dû aux oscillations de la commande.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

- [1] Bekkouche Charaf Eddine , «Étude et simulation d'un variateur de vitesse commande un moteur à courant continu», Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [2] Physique Appliquée, terminale électrotechnique - collection R. Mérat et R. Moreau - édition Nathan technique 1994.
- [3] Electrosystème, première STI - H. Ney - édition Nathan technique 1996.
- [4] Physique appliquée, terminale génie électrotechnique - Delva, Leclercq, Trannoy - édition Hachette éducation 1994.
- [5] P. Borne et al : Modélisation et identification des processus Tome 2. Technip, Paris, 1992.
- [6] M. Rivera : Modélisation des systèmes dynamiques à topologie variable. Thèse de Doctorat. Université de Lyon 1, 2005.
- [7] M. Rivoire et J.L. Ferrier. Cours d'Automatique, Tome 3, Commande par Calculateur Identification. Edition Eyrolles, 1997.
- [8] P. Lopez et A. S. Nouri, « Théorie Élémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants », Springer, 2006.
- [9] F. Benchabane, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé a aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Universite Mohammed Khider De Biskra, Algérie, 2005.
- [10] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [11] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [12] T. S. Jimenez, « Contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille », Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [13] B. Benazza, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2008.
- [15] Abdelmalik Bachtarzi«commande des systemes a structure variable Applications à un générateur de vapeur», Mémoire DOCTORAT, L'UNIVERSITE DE CONSTANTINE, 2011.

- [14] ARDJOUN Sid Ahmed El Mahdi «Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à DoubleAlimentation», magister en Electrotechnique, universite Djillali Liabes de SIDI-BEL-ABBES, 2010.
- [16] M. Abid, « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI », Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [17] H. Amimeur, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [18] www.arduino.cc
- [19] Jean-Marie Flaus, la régulation industrielle, régulateur PID, prédictifs et flous, Octobre 1994.
- [20] H. Bouiche & M.Brahami, commande PID d'un moteur à courant continu, Mini projet, université de Bejaia, 2010.

Annexes

Annexe A

Câblage de la machine à courant continu avec carte Arduino :

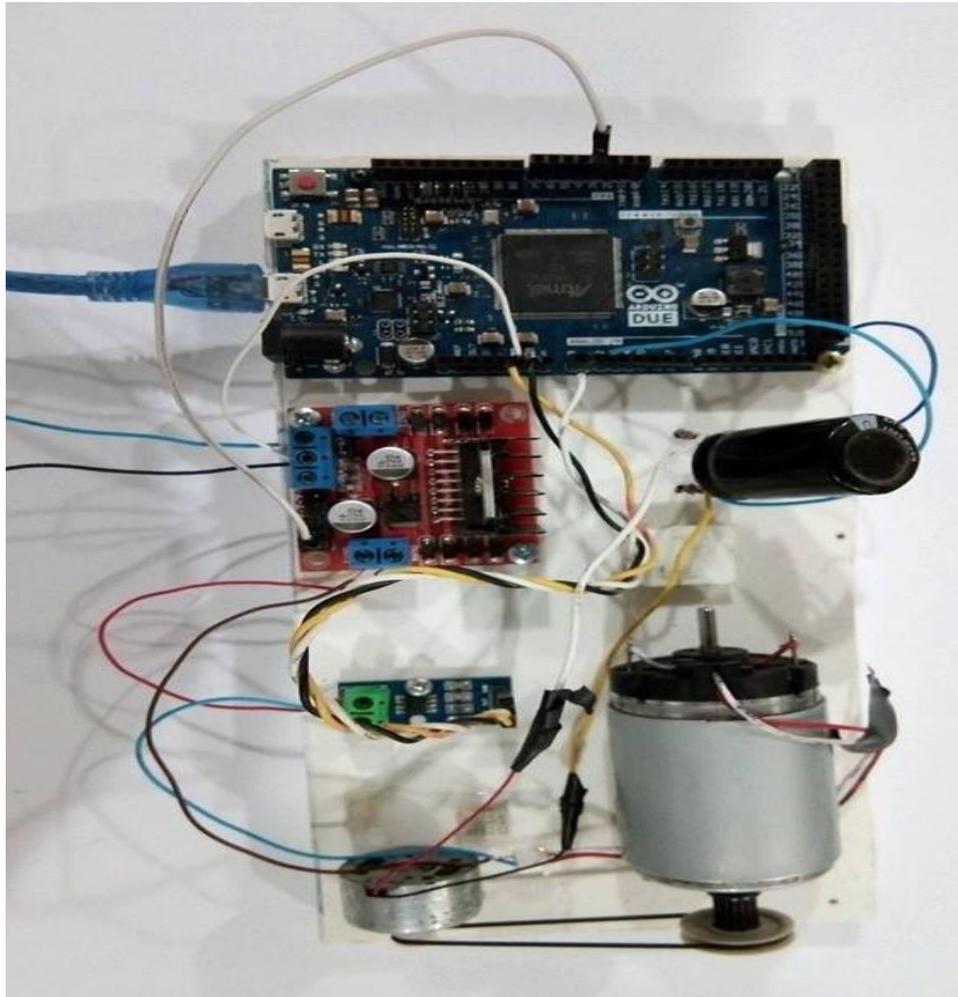


Figure I : Câblage de la machine à courant continu

Annexes B

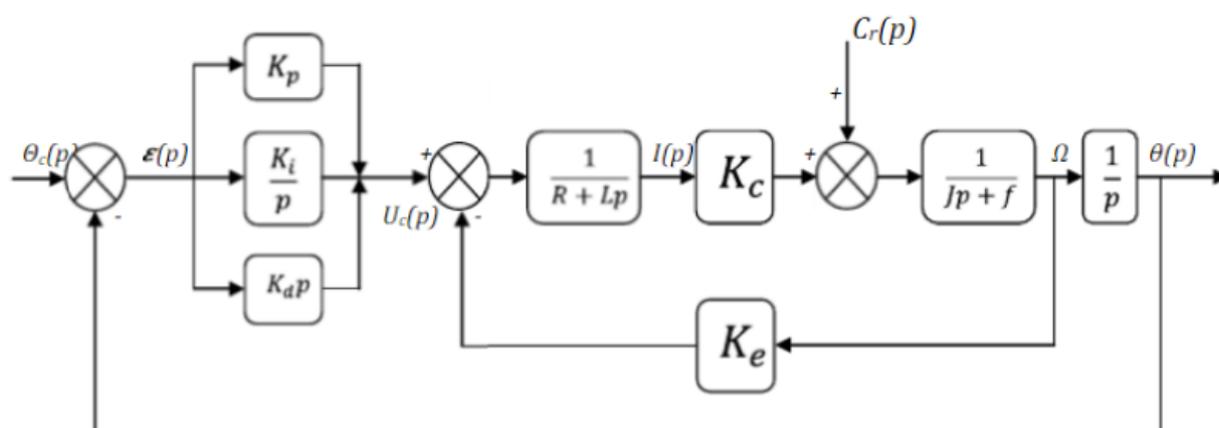


Figure II : Schéma bloc du correcteur PID en régulation de position

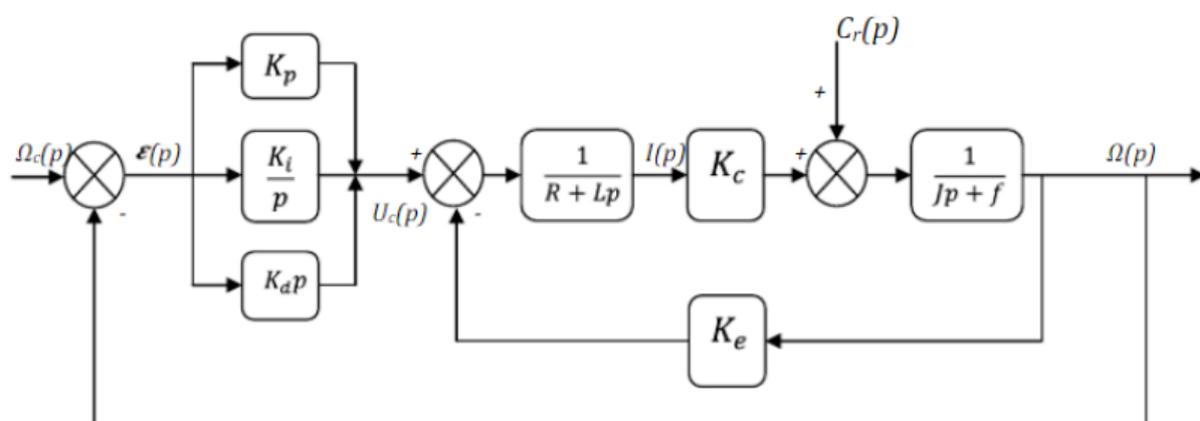


Figure III : Schéma bloc du correcteur PID en régulation de vitesse