



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 Placement de Pôles
d'un Moteur à CC (base d'Atmega)**

Réalisé par :

- Boughazala Hamad Haitham
- Bali Ali

Encadré par :

- Dr. TIR Zoheir

Soutenu en Mai 2018

Dédicaces

Je suis dédié ce modeste travail à:

Ma très chère mère.

Mon très cher père.

Mes sœurs et mes frères

Mes fils Abdenour et Abdelbassir

Toutes mes familles: BOUGHAZALA HAMAD

Mon binôme

Tous mes amis.

Toute la promotion 2017/2018

BOUGHAZALA HAMAD HAITHAM

Dédicaces

Je suis dédié ce modeste travail à :

Ma très chère mère.

Mon très cher père.

Mes sœurs et mes frères

Toutes mes familles BALLI

Mon binôme

Tous mes amis.

Toute la promotion 2017/2018

BALI ALI

Remerciement

En préambule à ce mémoire

Nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire

Nous tenant à remercier sincèrement Dr Messaoud hittiri, et Mr. Guerfi Khayreddine

En tant que Encadreur, qui a toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, Enfin, Nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I:Etat de l'Art sur la Machine à Courant Continu

I.1-Introduction:	1
I.2-Description de la MCC	1
I.3-Constitution de la MCC	1
I.3.1-Stator.....	1
I.3.2-Rotor	2
I.3.3- Collecteur- Balais	2
I.4- Principe de fonctionnement de MCC	2
I.5- Schémas électrique idéal d'un moteur CC	4
I.6-Types de machines à courant continu	5
I.6.1- Les moteurs à inducteur à aimant permanent.....	5
I.6.2- Les moteurs à inducteur bobiné	5
I.6.2.1- Le moteur à excitation séparé.....	6
I.6.2.2- Le moteur à excitation série	7
I.6.2.3-Le moteur à excitation shunt	8
I.6.2.4-Le moteur à excitation composée	8
I.7 -Bilan de la puissance	8
I.8- Le rendement	8
I.9-Variateur de vitesse du moteur à courant continu	9
I.9-a)-hacheur:	9
I.9-b)-- Redresseur commandé:	9
I.10- Les avantages et les inconvénients de la MCC	10
I.10-a-Les avantages:	10
I.10-b Les inconvénients:	10
I.11- Utilisation de la machine à courant continu	10
I.12. Conclusion:	11

Chapitre II:Identification et Modélisation de la MCC

II.1- Introduction:.....	12
II.2- Modélisation de machine à courant continu	12

II.2-1-Circuits équivalents:	12
II.2-1-b-Comportement en régime dynamique (ou transitoire):.....	12
II.2.2- Equations électriques et mécaniques :.....	12
II.2-3-Comportement global.....	13
II.3 - Les matériels utilisés:	14
II.3.1- carte Arduino UNO:	14
II.3.2- Interface Arduino-Matlab/Simulink.....	15
II.3.3--le contrôleur L298N	16
II.3 .4- les capteurs.....	17
II.3 .5-DC Moteur.....	17
II.4-Détermination la fonction de transfert	17
II.5-conclusion:.....	20

Chapitre III: Commande par retour d'états de la MCC

III.1-Introduction	22
III.2-Représentation du système dynamique	22
III.3- Commandabilité de système.....	22
III.4-Critère de commandabilité	22
III.5- Principe de la commande par retour d'états	23
III.6- Calcule le vecteur de retour k	23
III.7- Résolution du problème par placement pôles	24
III.7.1Commande par retour d'état	25
III.7.2 Commande par retour d'état avec un pré- compensateur (préfiltre)	26
III.7.3 Commande par retour d'état avec action intégrale :	27
III.8 Partie Pratique	28
III.8 1-le montage :	28
III.8 2-les résultats :	29
a) la commande par retour d'état.....	29
b) commande par retour d'état avec préfiltre N:	30
c) commande par retour d'état avec intégrateur:.....	32
III.9 –Comparaison entre la commandede placement des poles et la commande optimale LQR	33
III.9.1 Choix des matrices de pondération	36
III.9.2 Résultats de simulation:	37
III.9.3 Résultat expérimental	37
III.10 Conclusion:	37

Conclusion générale

Bibliographie

Annexes

Résumé

Listes de figures

Fig.1.1: principe de fonctionnement de machine a courant continu	01
Fig.1.2: Constitution de la MCC	01
Fig.:1.3:Stator (inducteur) de machine à courant continu	02
Fig.:1.4:Rotor (induit) de machine à courant continu	02
Fig.1.5: Collecteur-balais de machine à courant continu	02
Fig.1.6:Principe De Fonctionnement De machine à courant continu	03
Fig.1.7: Schéma idéalisé d'un moteur à courant continu.	04
Fig.1.8: Symbole de MCC a aiment permanent.	05
Fig.1.9: Différentes types de MCC à rotor Bobinée.	06
Fig.1.10: Caractéristique d'un moteur exaction séparée.	06
Fig.1.11: Le couple en fonction de courant d'alimentation	07
Fig.1.12: Caractéristique de vitesse d'un moteur série	07
Fig.1.13: caractéristique de couple d'un moteur DC série	08
Fig.1.14: Bilan de puissance de moteur à courant continu	08
fig.1.15:principe de fonctionnement d'un hacheur	09
Fig.1.16:principe de variateur de vitesse de MCC type redresseur commandée	09
Fig.2.1:Modèle de MCC en régime établi	12
Fig. 2.2: modèle de MCC en régime dynamique	12
Fig.2.3: schémas de blocks de MCC	14
Fig.2.4:montage utilisé pour capter la vitesse et le courant de système	14
Fig.2-5: Description de la Carte Arduino Uno	15
Fig. 2-6: Le contrôleur L298N	17
Fig.2.7:schémas de calcul la fonction de Transfer	17
Fig.2.8 : la courbe de vitesse et de tension.	18
Fig.2.9:identification de système au Matlab.	18
Fig. 2.10: importe data input et output de workspace de Matlab	18

Fig. 2.11:estimateur la fonction de transfert de MCC	19
Fig. 2.12: extraction la fonction de transfert	19
Fig. 2.13- les variables d'état de MCC calcule au Matlab	20
Fig. 3.1:représentation d'état de système en boucle ouvert	22
Fig. 3.2: représentation d'état de système en boucle fermée	22
Fig. 3.3:Schéma block de système en boucle ouvert	23
Fig.3.4:la réponse en boucle ouvert	23
Fig.3.5:montage Simulink de système en boucle fermée	24
Fig.3.6:la réponse avec K(gain de retour) en Simulink en boucle fermée	25
Fig.3.7: montage Commande par retour d'état avec action préfiltre.	26
Fig.3.8:la réponse au Simulink pour la commande avec préfiltre .	26
Fig.3.9:Commande par retour d'état avec action intégrale	27
Fig3.10:la réponse au Simulink avec action intégral	28
Fig.3.11:Banc d'essai	29
Fig.3.12:Schéma block de la commande par retour d'état	29
Fig. 3.13 : Réponse indicielle de système à base de la commande par retour d'état	30
Fig.3.14 :Réponse par retour d'état avec préfiltre N	30
Fig.3.15 Schémas block da la commande par retour d'état avec intégrateur	31
Fig.3.16: Réponse indicielle d'un système par retour d'état avec intégrateur	31
Fig.3.17: système de contrôle en terme x et u	32
Fig. 3.18 Principe d'une commande par retour d'état.	34
Fig. 3.19: Réponse indicielle de système basée d'une commande LQR	36
Fig. 3.20 Commande LQR pour R=1	36
Fig. 3.21: Commande LQR pour R=10	37

Liste des symboles

- DC : direct courant (courant continu).
- MCC: machine à courant continu.
- F: force électromagnétique perpendiculaire au conducteur.
- B: champ magnétique.
- I.: courant électrique.
- L: longueur de conducteur
- $\sin(\alpha)$: l'angle entre l et B.
- FCEM : force contre électromotrice
- E: La force électromotrice:
- P : nombre de paires de pôles de la machine.
- N : nombre de conducteurs actifs de la périphérie de l'induit.
- f : 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
- RI: résistance du rotor.
- Re: résistance de stator.
- Ue : tension aux bornes de stator.
- Ui : tension aux bornes de rotor.
- Ie: courant de stator.
- Ii: courant de rotor.
- K': constante mécanique du moteur
- K :constant électrique de temps.
- N: la vitesse de rotation.
- Pa: puissance absorbée.
- V: la tension simple de moteur
- I: le courant du moteur.

- Ω : la vitesse angulaire de moteur
- T_u : le couple utile.
- n : la fréquence de la rotation.
- T : couple moteur.
- η : le rendement du moteur.
- P_u : puissance utile.
- MLI: Modulation par Largeur d'Impulsions
- U_{moy} : la tension moyenne.
- V_{cc} : la tension de source.
- T_{off} : période de la fermeture.
- T_{on} : période de l'ouverture.
- α : rapport cyclique.
- V_m : tension d'entrée.
- θ : l'angle d'amorçage des thyristors.
- R : Résistance de moteur.
- L : L'inductance de moteur.
- a : nombre de paires de voies d'enroulements.
- P_{em} : puissance électromagnétique.
- $C(t)$: couple moteur.
- f : frottement.
- $C_r(t)$: couple résistant.
- J : l'inertie de moteur.
- K : Gain de retour d'état.
- τ : constante de temps mécanique de fonction de transfert-
- τ_e : constant de temps électrique de fonction de transfert-
- IO: input output.
- X : Vecteur d'état de système
- A : matrice d'état du système.

Introduction Générale

L'apparition du moteur à courant continu crée un grand développement dans notre vie quotidienne, il est plus utilisé dans les instruments domestiques et l'application industrielle.

L'utilisation de la commande et de la régulation des systèmes est aujourd'hui très répandue. Cependant, depuis la première utilisation jusqu'à nos jours.

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe de retour d'état:(commande optimale, placement de pôles,...), dans la plupart de ce cas, les seules grandeurs accessibles des systèmes sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande.

L'objectif principal est la détermination de la loi de commande qui stabilise le système par retour d'état en utilisant les deux types de commande:

- le premier type de commande est appelée la commande par placement des pôles, et elle est basée sur l'utilisation des polynômes caractéristiques d'une matrice et la théorie de placement des pôles.
- le deuxième type de commande est appelée « la commande linéaire quadratique LQR » qui est basée sur l'utilisation de la minimisation de la fonction de coût à l'aide de l'équation de Riccati.

Dans notre mémoire, on présente plusieurs types de la commande par retour d'état d'un moteur à courant continu, sert à choisir de performance de système (rapidité, stabilité, fonction de coût) en variation de vitesse, et enfin la simulation de notre modèle sur logiciel de MATLAB et réalisation pratique à l'aide d'une carte Arduino.

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'état de l'art sur 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 une conclusion.

Le deuxième chapitre est consacré à l'identification et la modélisation du moteur à courant continu. Nous présentons les techniques d'identification en utilisant le logiciel de Matlab, nous terminons ce chapitre par les paramètres d'états du système.

Le troisième chapitre est consacré à validation pratique en vérifiant la commande par placement de pôles, et la commande optimale de type LQR à base d'une carte Arduino afin de varier la vitesse du moteur à courant continu.

Chapitre I

Etat de l'Art sur la Machine à Courant Continu

I.1-Introduction:

La machine à courant continu est considérée comme un équipement plus important dans tous les domaines quotidiennes surtout l'automatique et l'électronique, surtout le moteur DC avec l'utilisation de variateur de la vitesse de rotation et robotique. Ce premier chapitre présente la constitution et le principe de fonctionnement de machine à courant continu (MCC) surtout le moteur, avec leurs différentes types, et les avantages et les inconvénients et les domaines d'utilisation et on terminera ce chapitre par une conclusion.

I.2-Description de la MCC

La machine à courant continu est équipement d'un convertisseur d'énergie électromécanique réversible. Elle est capable de transformer l'énergie électrique à énergie mécanique (fonctionnement en moteur), ou l'inverse ; transformer l'énergie mécanique à énergie électrique (fonctionnement en génératrice) [1].

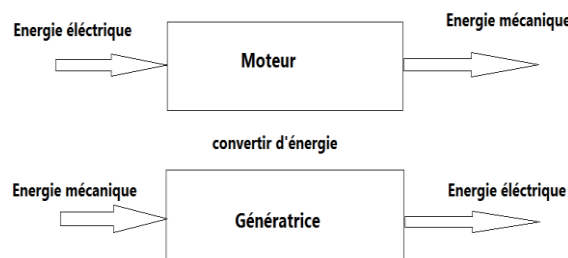


Fig.1.1: Principe du fonctionnement de machine a courant continu [10]

I.3-Constitution de la MCC :

Généralement la MCC est constitué de trois parties principales: le stator (mise en la culasse) et le rotor entre eux un entrefer, et le dispositif collecteur-balais. Avec des enroulent inducteur auxiliaire pour améliorer la commutation en quelque type de machine a puissance important [1].

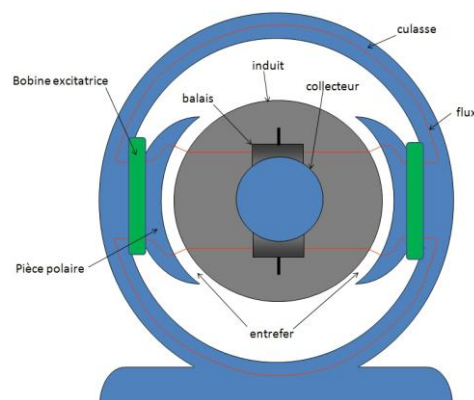


Fig.1.2: Constitution de machine a courant continu [10]

I.3.1-Stator

Qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par d'enroulements statoriques (bobinage)soit par des aimants permanents. Il est aussi appelé « inducteur » en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine [4].

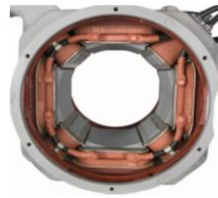


Fig.1.3: Stator (inducteur) de MCC[1]

I.3.2-Rotor

Le rotor bobiné relié à un collecteur rotatif inversant la polarité dans chaque enroulement rotorique au moins une fois par tour de façon à faire circuler un flux magnétique transversal en quadrature avec le flux statorique. Les enroulements rotoriques sont aussi appelés enroulements d'induits, ou communément « induit en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine [10].



Fig.1.4: Rotor (induit) de MCC[1]

I.3.3-Collecteur-Balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit. Et, les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation. Qui sert la transition de courant à partie tournant de la machine à courant continu surtout des grandes puissances. De fois ne trouve pas ce dispositif surtout en machine à courant continu faible puissance de rotor à aimant permanent (systèmes robotiques) [10].



Fig.1.5: Collecteur-balais de MCC [1]

I.4-Principe de fonctionnement de MCC

Le principe de fonctionnement de la machine à courant continu est basé sur la loi de Laplace, qui consiste à le passage de courant dans un conducteur électrique génère un champ magnétique, et aussi si un conducteur de longueur (L) placée dans un champ magnétique (B) et parcouru par un courant (I) est le siège de force électromagnétique perpendiculaire au conducteur [2]

$$\mathbf{F} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{I} \cdot L \sin(\alpha) \quad (\text{I.1})$$

Le courant (I) injecté via les balais au collecteur, traverse un conducteur rotorique (une spire rotorique) et change de sens (commutation) au droit des balais. Ceci permet de maintenir la magnétisation du rotor perpendiculaire à celle du stator.

La disposition des balais sur la ligne neutre (c'est-à-dire la zone où la densité de flux est nulle), permet d'obtenir la force contre-électromotrice (FCEM) maximum. Cette ligne peut néanmoins se déplacer par la réaction magnétique d'induit (influence du flux rotorique sur le champ inducteur) selon que la machine travaille à forte ou à faible charge. Une surtension, due en partie à la mauvaise répartition de la tension entre lames du collecteur et en partie à l'inversion rapide du courant dans les sections de conducteur lors du passage de ces lames sous les balais, risque alors d'apparaître aux bornes de la spire qui commute et de provoquer la destruction progressive du collecteur. Pour pallier cela, c'est-à-dire compenser la réaction d'induit, et aussi améliorer la commutation, on utilise des pôles auxiliaires de compensation/commutation.

-L'existence du couple s'explique par l'interaction magnétique entre stator et rotor. Champ statorique (B_S sur le schéma) est pratiquement nul sur les conducteurs logés dans des encoches et n'agit donc pas sur eux. L'origine du couple reste la magnétisation transversale du rotor, inchangée au cours de sa rotation (rôle du collecteur). Un pôle statorique agit sur un pôle rotorique et le moteur tourne[4].

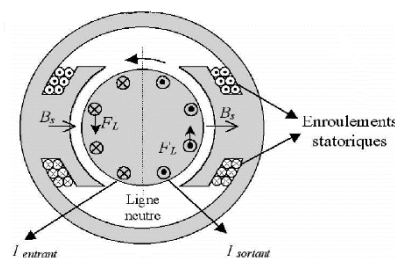


Fig.1.6: principe du fonctionnement de MCC[1]

-Une manière classique mais simpliste de calculer le couple est de s'appuyer sur l'existence d'une force de Laplace (fictive) créée par le champ statorique (B_S sur le schéma) et agissant sur les conducteurs rotoriques traversés par le courant d'intensité I . Cette force (F_L sur le schéma) qui résulte de cette interaction est identique en module pour deux conducteurs rotoriques diamétralement opposés, mais comme ces courants sont en sens inverse grâce au système balais-collecteur, les forces sont aussi de sens opposés [2].

La force ainsi créée est proportionnelle à I et à B_S . Le couple moteur T est donc lui aussi proportionnel à ces deux grandeurs.

La tige conductrice traversée au rotor par le courant I se déplace soumise au champ statorique B_S . Elle est donc le siège d'une FCEM induite (loi de Lenz) proportionnelle à B_S et à sa vitesse de déplacement, donc à la fréquence de rotation. L'ensemble de ces forces contre-électromotrices a pour conséquence l'apparition d'une FCEM globale E aux bornes de l'enroulement rotorique qui est proportionnelle à B_S et à la vitesse de rotation du moteur.

Pour permettre au courant I de continuer à circuler, il faudra que l'alimentation électrique du moteur délivre une tension supérieure à la force contre-électromotrice E induite au rotor.

Ces forces de Laplace exercent un couple proportionnel à l'intensité 'I' et au flux magnétique ' 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 magnétique ' Φ '.

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.

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:

Soit on inverse la polarité de la tension d'alimentation de l'induit

Soit on inverse la polarité d'alimentation du circuit d'excitation.

La Force contre électromotrice est donnée par la relation d'électrotechnique.

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.

$$E = P.f.N.n.\Phi \quad (I.2)$$

Avec:

P : nombre de pair de pôles de la machine.

N : nombre de conducteurs actifs de la périphérie de l'induit.

f : 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 :

$$E = K.\Omega.\Phi \quad (I.3)$$

Avec :

$$K = P.2\pi.n.N \quad (1.4)$$

I.5- Schémas électrique idéal d'un moteur MCC

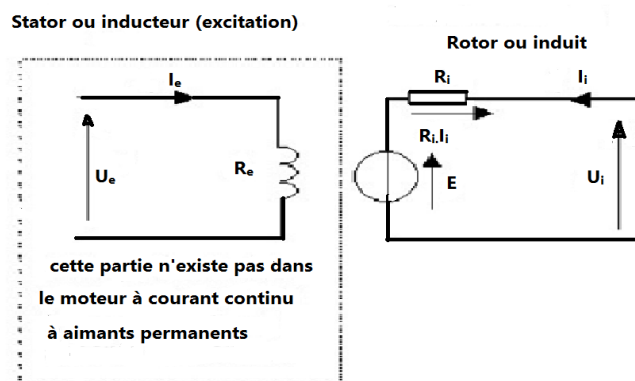


Fig.1.7:Schémas idéalisé d'un moteur a courant continu[5]

Ce schéma rudimentaire n'est pas valable en régime transitoire. R_i et R_e sont respectivement les résistances du rotor et du stator.

Ce schéma correspond aux équations électriques suivantes:

•au stator : $U_e = R_e \cdot I_e$ (loi d'ohm) et le champ statorique vaut $B_e = K \cdot I_e$ (la moins exacte des formules de ce paragraphe car on ne tient pas compte des non-linéarités qui sont importantes et, de plus, on suppose que la machine comporte des enroulements de compensation/commutation qui rendent ce champ indépendant des courants rotoriques. En fait, on fait passer dans ces enroulements de compensation/commutation un courant tel qu'il crée un champ annulant le champ induit au niveau des balais. Ce courant est le courant passant dans l'enroulement d'armature car le champ de commutation doit varier de la même manière que le champ induit).

•au rotor: $U_i = E + R_i \cdot I_i$

I.6-Types de machines à courant continu

On distingue deux types de moteurs à courant continu :

I.6.1- Les 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.

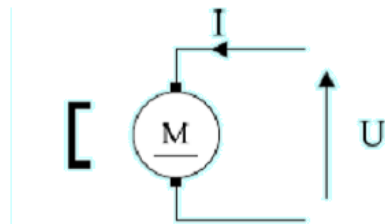


Fig.1.8 :Symbole de moteur CC a aimant permanent [5]

I.6.2- Les moteurs à inducteur bobiné [1]

Il existe quatre types différents de moteurs électriques qui sont classés en fonction du type d'excitation qui est employé, qui sont :

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

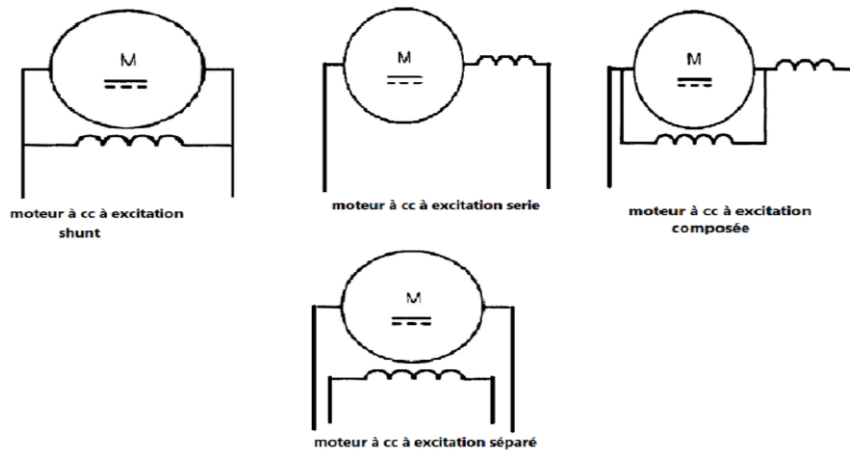


Fig.1.9: Différents types de MCC à inducteur bobiné[5]

I.6.2.1- Le moteur à excitation séparé[10]

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. 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 :

$$P_a = V \cdot I \quad (1.5)$$

Et la puissance mécanique fournie est :

$$P_u = T_u \cdot \Omega = T_u \cdot 2\pi \cdot n \quad (1.6)$$

Si (V) est proportionnelle à (n) cela signifie que (T_u) est proportionnel à (I). Donc le couple utile (T_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) :

$$n = EK\Phi = V - R \cdot IK\Phi = K \cdot V \quad (1.7)$$

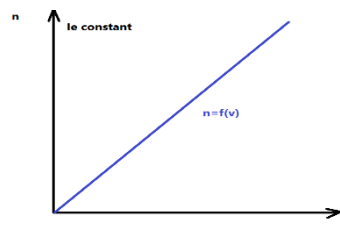


Fig.1.10: Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée[10]

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

$$T = E \cdot I \cdot \Omega = K \Phi \cdot I = K' \cdot I \quad (\text{I.8})$$

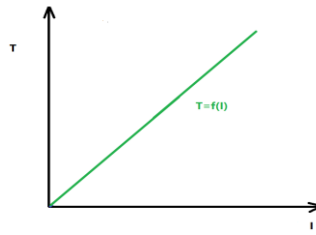


Fig.1.11: Le couple en fonction de courant d'alimentation

I.6.2.2- Le moteur à excitation série [2]

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 :

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

Si (n) est proportionnelle à (V) et à (I) cela signifie que (T_u) est proportionnel au carré de l'intensité (I^2). Donc le couple (T_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) :

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

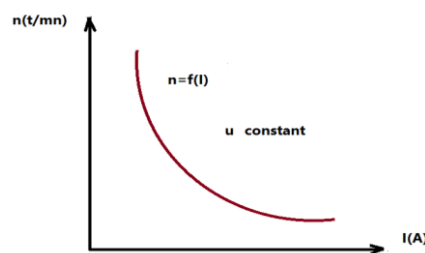


Fig.1.12:Caractéristique de vitesse d'un moteur série [10]

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

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

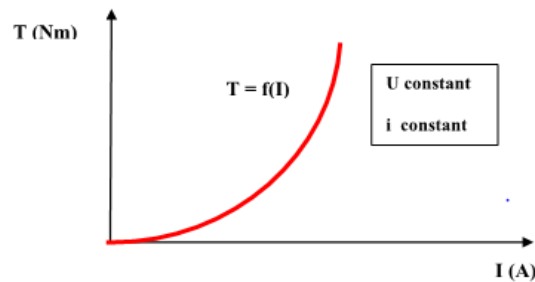


Fig.1.13: caractéristique de couple d'un moteur MCC série

I.6.2.3-Le moteur à excitation shunt[2]

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 .

I.6.2.4-Le moteur à excitation composée

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 -Bilan de la puissance

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.

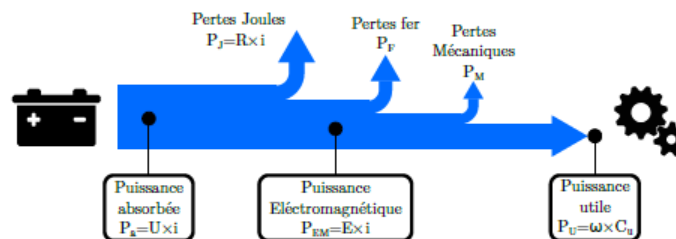


Fig. 1.14: bilan de puissance de moteur à courant continu

P_a : Puissance absorbée

P_u : Puissance utile

$P_{ém}$: Puissance électromagnétique

P_J : Pertes par effet joule dans l'inducteur et l'induit.

I.8- Le rendement[2]

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.

$$\eta = P_u / P_a \quad (I.13)$$

P_u : Puissance utile. P_a : Puissance absorbée

I.9-Variateur de vitesse du moteur à courant continu

Pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu on peut faire varier la tension d'alimentation à ses bornes mais dans ce cas une partie importante de l'énergie est consommée par le dispositif d'alimentation, on préfère l'alimenter de façon discontinue avec un hacheur et faire ainsi varier la tension moyenne à ses bornes. On parle alors de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI).

On distingue deux types de variateurs de vitesses pour moteur cc:

I.9-a)-hacheur:

Un hacheur est un système électronique permettant de faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu en faisant varier la tension moyenne d'alimentation du moteur.

-Valeur moyenne du signal:

$$U_{moy} = \alpha V_{cc} \quad \text{avec}$$

α : rapport cyclique $\alpha = T_{on}/T_{off}$

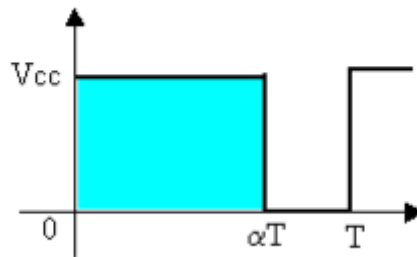


Fig.1.15:principe de fonctionnement d'un hacheur[10]

I.9-b)-- Redresseur commandé:

Comme pour le hacheur, le redresseur permet de faire varier la tension moyenne du moteur. On fait varier la tension motrice en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors.

L'avantage du redresseur est qu'il transforme directement la tension alternative en tension continue variable ce qui représente un cout moins important par rapport au Valeur moyenne:

Redressement mono commandé: $U_{moy} = V_m (1 + \cos\theta)/\pi$ hacheur.

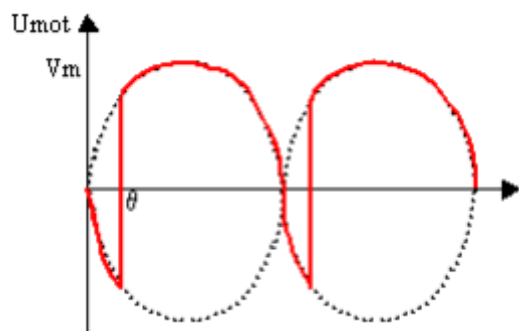


Fig.1.16:principe de variateur de vitesse de MCC type redresseur commandée[10]

Remarque: Pour $\theta = \pi/2$ $U_{moy} = 0$

-si $\theta > \pi/2$ $U_{moy} < 0$

-si $\theta > \pi/2$ $U_{moy} < 0$

I.10- Les avantages et les inconvénients de la MCC [4]

I.10-a- Les avantages:

L'avantage principale des moteurs à courant continu réside dans leur adaptation simple aux moyens permettant de régler ou de faire varier leur vitesse, leur couple et leur sens de rotation: les variateurs de vitesses, voire leur raccordement direct à la source d'énergie: batteries d'accumulateur, piles, etc. il ne nécessitent pas d'électronique pour piloter, et peuvent être branchés directement associés à un signal de copie.

-possibilité d'entraîner de très fortes inerties.

-forte constante de temps mécanique.

-forte capacité à entraîner des surcharges élevées imprévisibles ralentissant le moteur:

Puisque son courant est proportionnel au couple, le moteur à courant continu peut franchir des pointes de couple, et ainsi éviter les phénomènes de décrochage.

-le rendement de moteur à courant continu sans fer atteint 90%.

- La variation de fréquence de rotation est simple à réaliser.

- Le stress mécanique du système est minimum, les accélérations et les décélérations sont très douces et progressives, ce que serait très difficile à atteindre à une certaine puissance par l'emploi de l'invertir et du moteur en courant continu.

-L'encombrement réduit permet de gagner de l'espace notablement, en permettant ainsi au constructeur des machines ou des installations productives de ne se faire empêcher par l'encombrement d'un moteur circulaire.

I.10-b Les 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.

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).

- Démarrreur (automobile ...).
- Moteur de traction (locomotive, métro ...).
- Appareils de levage.
- Ventilateurs,
- Pompes centrifuges,
- Compresseurs,
- Pompes à piston.
- Machines-outils à couple variable ou à mouvement alternatif (étaux limeurs, raboteuses).
- Le dynamo.

I.12.Conclusion:

Ce chapitre présente la constitution de machine à courant continu et le principe de fonctionnement, et les différents types de cette machine. On a constaté que les moteurs à excitation séparée et à aimant permanent sont les plus utilisées, et ils sont plus adaptés pour la variation de vitesse. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier l'identification et la modélisation de machine à courant continu à l'aide de la logiciel Matlab.

Chapitre II

Identification et Modélisation de la MCC

II.1-INTRODUCTION:

La modélisation est un premier pas de l'étude du comportement de chaque système. Dans ce chapitre, la machine à courant continu sera identifiée para métriquement. En commençant par détermination les équations électriques qui traduisent le phénomène physique de la MCC et leur fonctionnement. Et puis on obtient la fonction de transfert en utilisant le logiciel de Matlab. Le chapitre sera clôturé par une conclusion.

II.2- Modélisation de machine à courant continu

II.2-1Circuits équivalents:

II.2-1-a Comportement en régime établi

On considère le régime comme établi s'il n'y a pas de variation de vitesse ou de tension. Le modèle électrique qui représente le régime établi est donné par la figure II.1[.]

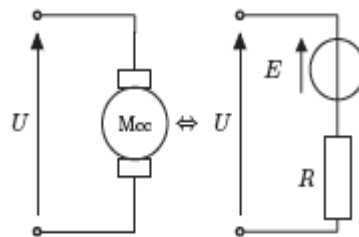


Fig. 2-1:Modèle de MCC en régime établi[5]

II.2-1-b-Comportement en régime dynamique (ou transitoire):

On considère le régime comme dynamique s'il n'est pas établi. Le modèle électrique qui représente le régime établi est donné par la figure II.2

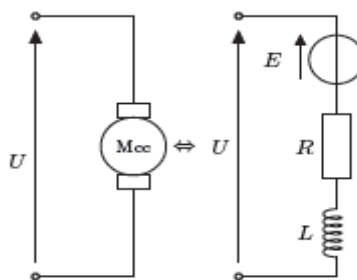


Fig. 2-2: Modèle de MCC en régime dynamique[5]

II.2.2- Equations électriques et mécaniques :

Après application la loi de maille, il vient :

Comportement en régime établi:

$$U(t) = E(t) + RI(t) \quad (2.2)$$

Comportement en régime dynamique (ou transitoire):

$$U(t) = E(t) + RI(t) \frac{dI(t)}{dt} \quad (2.3)$$

La force électromotrice $E(t)$ est une tension induite par la variation de champ magnétique reçu par les bobinages. On retiendra que cette variation est proportionnelle à la vitesse de rotation $\Omega(t)$ et:

$$E(t) = K\Omega(t) \quad (2.4)$$

Où K est la constante électromagnétique (en V s/rad) caractéristique du moteur, donnée par le constructeur.

Avec:

p = nombre de paires de pôles,

a = nombre de paires de voies d'enroulements,

N = nombre de conducteurs actifs (2/spires).

Φ = flux par pôles (Wb)

Le couple $C(t)$ exercé par le stator sur le rotor est proportionnel au courant $I(t)$ qui alimente le moteur:

$$C(t) = KI(t) \quad (2.5)$$

En l'absence de perte, le K présenté ci-dessus est le même que pour la force électromotrice.

En l'absence de perte, il vient:

$$P_{em}(t) = C(t)\Omega(t) \quad \text{Puissance mécanique} \quad (2.6)$$

$$P_{em}(t) = E(t) I(t) = U(t) I(t) - RI(t)^2 \quad \text{Puissance électrique} \quad (2.7)$$

Si on isole le rotor, le principe fondamental de la dynamique en rotation autour de l'arbre du moteur donne En l'absence de frottement.

$$C(t) = J \frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (2.8)$$

$$C(t) - f \Omega(t) = J (d \Omega(t)/dt) \quad (2.9)$$

Avec le couple résistant.

$$C(t) - C_r(t) - f \Omega(t) = J (d \Omega(t)/dt) \quad (2.10)$$

Où J est le moment d'inertie du rotor.

II.2-3-Comportement global

Le comportement global d'un moteur à courant continu peut s'exprimer sous la forme d'un schéma bloc via les transformées de Laplace :

$$\begin{aligned} U(t) &= E(t) + RI(t) + L \frac{dI(t)}{dt} & U(p) &= E(p) + (R + p L) I(p) \\ E(t) &= K \Omega(t) & \Leftrightarrow & E(p) = KI(p) & (2.11) \\ C(t) &= KI(t) & C(p) &= KI(p) \\ C(t) - C_r(t) - f \Omega(t) &= J \frac{d \Omega(t)}{dt} & C(p) - C_r(p) - f \Omega(p) &= J p \Omega(p) \end{aligned}$$

Ces équations nous amènent au schéma bloc suivant:

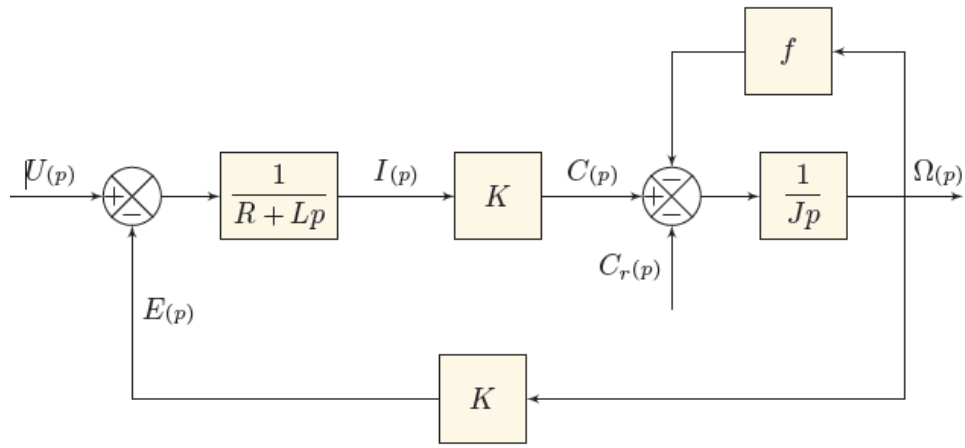


Fig 2-3:schemas de blocks de MCC[5]

$$H(p) = \frac{K}{(Jp+f)(R+Lp)+K^2} = x = \frac{\frac{K}{fR+K^2}}{\frac{JL}{fR+k^2}p^2 + \frac{fL+JR}{fR+K^2}p + 1} \quad (2.12)$$

La forme canonique peut être exprimée comme produit de 2 premiers ordres:

$$H(p) = \frac{K_0}{\tau_e p^2 + (\tau + \alpha \tau_e) p + 1} \quad (2.13)$$

Avec,

$$K_0 = \frac{K_0}{K^2 + fR} ; \text{ et } \tau = \frac{RJ}{K^2 + fR} ; \text{ et } \tau_e = \frac{L}{R} ; \text{ et } \alpha = \frac{Rf}{K^2 + fR} .$$

Après quelques simplifications sur les ordres de grandeurs (non présentées), le moteur peut être considéré comme produit de deux fonctions du premier ordre:

Une fonction liée à la mécanique (de constante de temps τ).

Une fonction liée à l'électronique (de constante de temps τ_e).

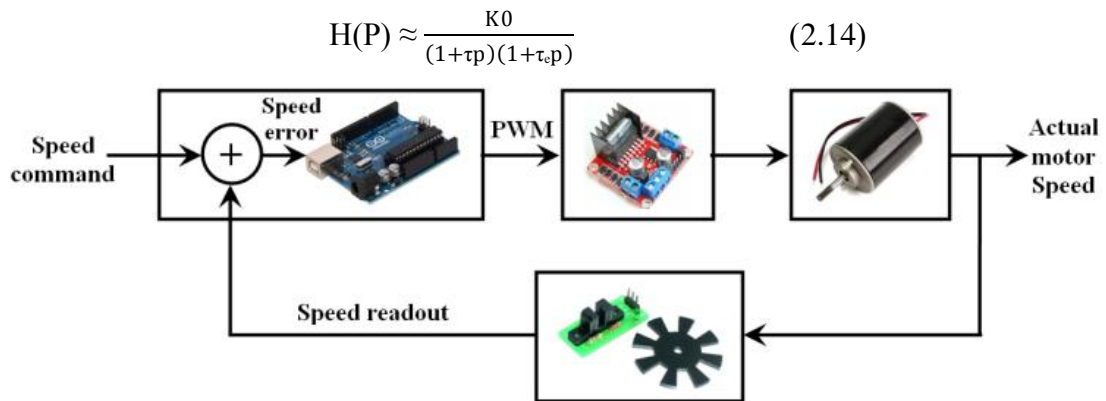


Fig2.4:montage utilisé pour capter la vitesse et le courant de système[7]

II.3-Les matériels utilisés:

II.3.1- carte Arduino UNO:

C'est un circuit imprimé comportant tous les composants électroniques nécessaires pour faire fonctionner un microcontrôleur (Atmega 328) associé à une interface USB lui permettant de

communiquer avec un ordinateur. peut utiliser avec pc par Matlab software , ou par un logiciel de programmation propre de lui .

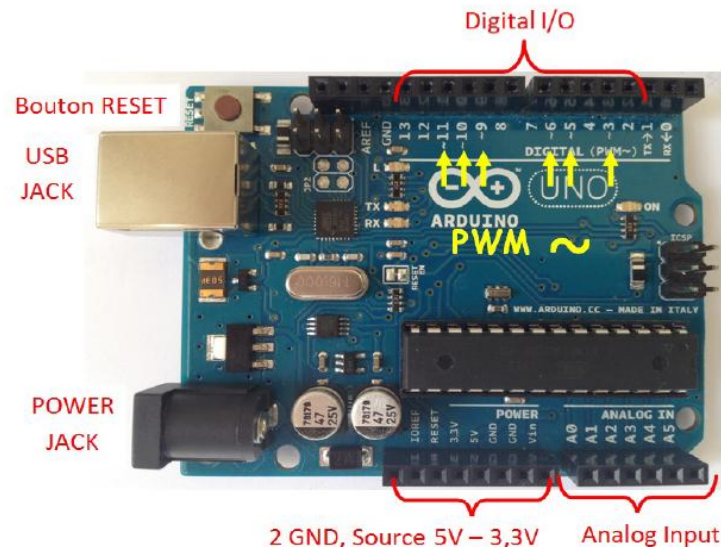


Fig. 2-5: Description de la Carte Arduino "Uno"[13]

Les composants de la carte Arduino UNO sont:

- Microcontroller : ATmega328
- Operating Voltage : 5v
- Input Voltage (recommended) : 7-12 v
- Input Voltage (limits) : 6-20 v
- DC Current per I/O Pin : 40mA
- DC Current for 3.3V Pin : 50mA
- Flash Memory :32 KB
- Clock Speed : 16MHz
- Pins assignments:
- Analog reads(A0-A5)
- Analog writes[PWM] (3,5,6,9,10,11)
- Digitals reads (2-19)
- Digitals writes (2-19)

II.3.2- Interface Arduino-Matlab/Simulink

*Le Matlab[13]

C'est un logiciel de calcul mathématique pour les ingénieurs et les scientifiques créé par Mathworks.

- MATLAB est un environnement de programmation pour le développement d'algorithme, d'analyse de données, de visualisation, et de calcul numérique.

- SIMULINK est un environnement pour la simulation, il fournit un environnement graphique interactif et un ensemble de bibliothèques de bloc qui permettent de concevoir, simuler, mettre en application, et examiner une variété de systèmes, tel que les systèmes de communications, de commandes, de traitement des signaux, de traitement visuel, et de traitement d'image. Il existe trois possibilités d'interfacer la carte Arduino avec Matlab/Simulink, à savoir :

1. Programmation de la carte Arduino UNO comme une carte d'interface.
2. Utilisation du package Arduino IO.
3. Utilisation du package Arduino Target.

*** Arduino IO[13]**

Cette solution consiste à utiliser la carte Arduino comme une interface d'entrées (Analog Input) et des sorties (Analog/Digital Output). Ce package permet de communiquer Matlab ou Simulink avec la carte Arduino via un câble USB.

Elle consiste à pré-charger un programme dans la carte Arduino afin que celle-ci fonctionne en serveur.

Ce programme consiste à "écouter" les requêtes envoyées via la liaison série (USB) et de répondre à ces requêtes en renvoyant l'état d'une entrée ou en modifiant l'état d'une sortie. Ces mêmes entrées/sortie sont vues dans Matlab comme des entrées logiques ou analogiques (utilisation du CAN) ou des sorties analogiques (mode PWM).

II.3.3--le contrôleur L298N [13]

Il est basé sur le composant L298N qui est un double pont-H conçu spécifiquement pour ce cas d'utilisation. C'est un module extrêmement utile pour le contrôle de robots et ensembles mécanismes. Il peut contrôler deux moteurs courant continu ou un moteur pas-à-pas 4 fils 2 phases. Il est conçu pour supporter les tensions plus élevées, des courants importants tout en proposant une commande logique (basse tension, courant faibles, idéal donc un microcontrôleur).

Il peut piloter des charges inductives comme des relais, solénoïdes, moteurs continus et moteurs pas-à-pas. Les deux types de moteurs peuvent être contrôlés aussi bien en vitesse (PWM) qu'en direction. Toutes les sorties en puissance sont déjà protégées par des diodes anti-retour.

- Spécification de L298N

- composant de contrôle en puissance, de puissance Max: 25 W (température 75°).
- Alimentation de la charge: de +6v à +35v
- Courant max(en pointe):est 2A.
- Tension de commande logique vss: de +5v à 7v (alimentation interne de +5v)
- Courant de commande logique: de 0v à 36 mA.
- Tension pour contrôle `Enable` et de sens: Low -0.3v à 1.5v, High : 2.3v à Vss

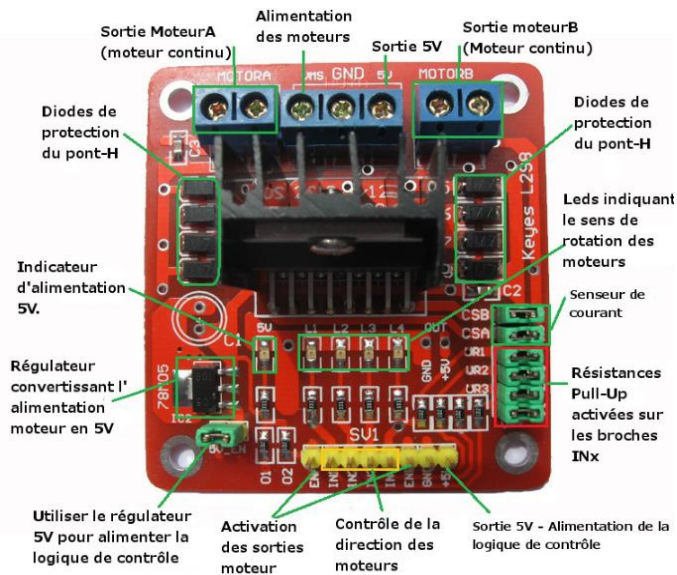


Fig. 2-6: Le contrôleur L298N[13]

II.3 .4- les capteurs

1-Capteur de courant (ACS712);qui supporte jusqu`à 25.

2-Capteur de vitesse :en utilise petite DC moteur.(Mitsumi M25E-4L de voltage 3v).

II.3 .5-DC Moteur

Le Mitsumi M36N-4E de 24 v en nominale et de vitesse 8500tr/min et supporter un charge de 33,3 n.m et couple de démarrage 230mNm, et la tension supportable plus de 30 volt.

II.4-Détermination la fonction de transfert

La méthode de calcul la fonction de transfert par l'utilisation de Matlab consiste à l'application de tension fixe (step) et on obtient la réponse « la vitesse », comme suite:

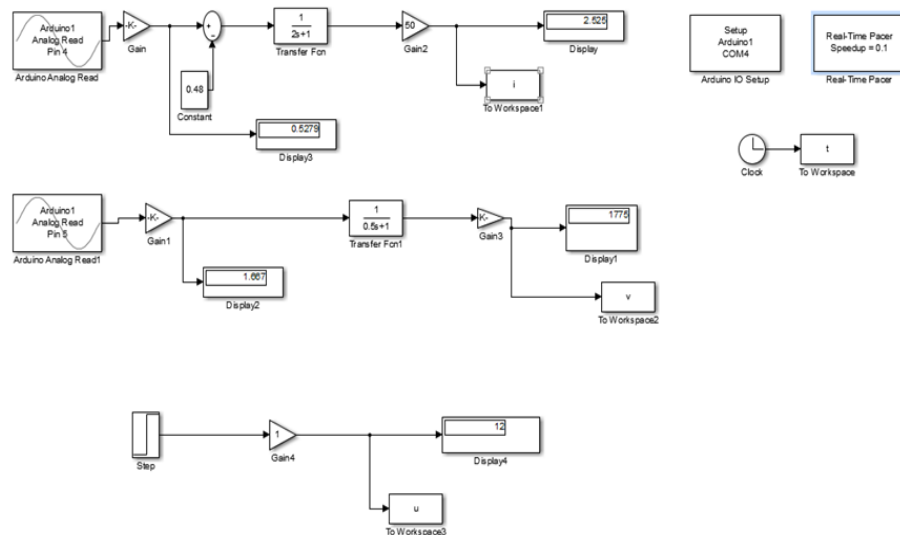


Fig. 2-7:schémas de calcul de la fonction de transfert

Les courbes obtenues :

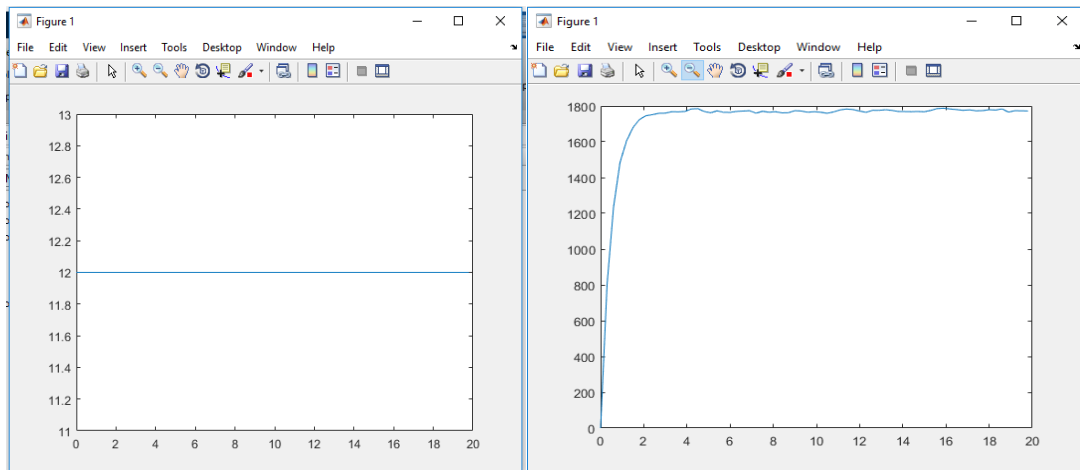


Fig2.8: les courbe de vitesse et de tension

Après d’obtenir la réponse de système expérimentalement on passe vers l’application « APPS » et puis on l’icône « SYS identification »

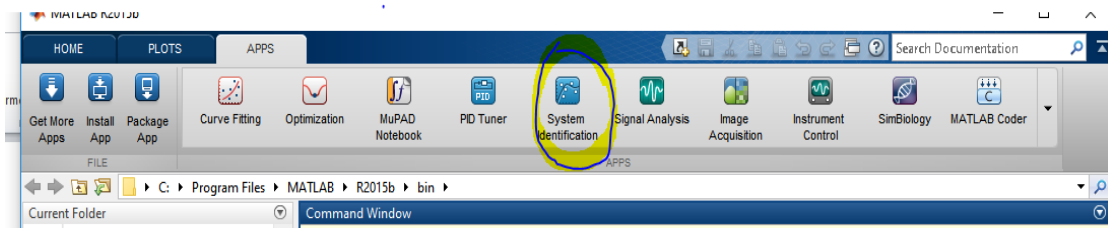


Fig. 2.9: identification de système au Matlab.

4-cliquer sur le choix 'time domaine signal' de 'importe data' pour importer input et output.et appuyer sur 'importe'.

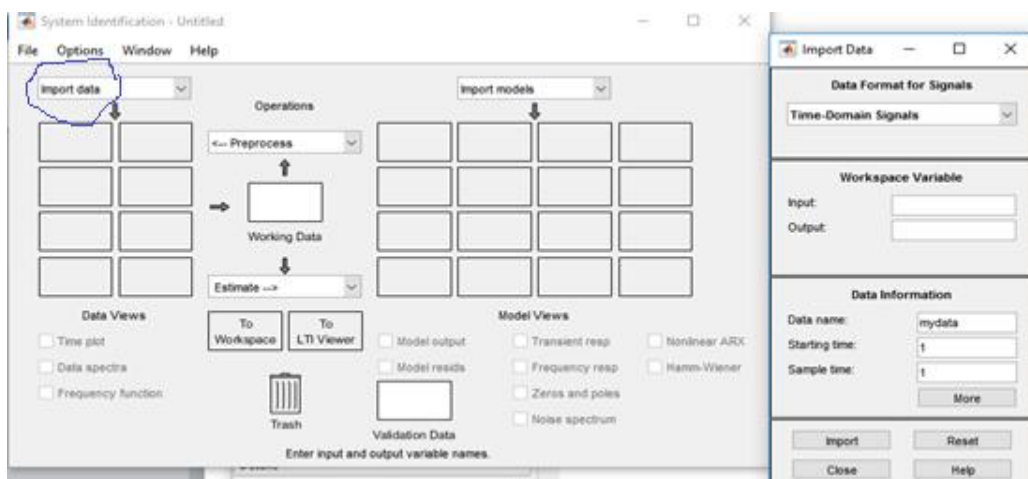


Fig. 2.10: importe data input et output de workspace de Matlab

Après d’introduire les données d’entrée et de sortie on importera les data en cliquant sur 'estimât' et on choisit la forme de la fonction de transfert. Le système à étudier est de deuxième ordre donc on pose valeur 0 sur « le zéro pole » et valeur 2 sur« les pôles » et puis on clique sur « estimât ».

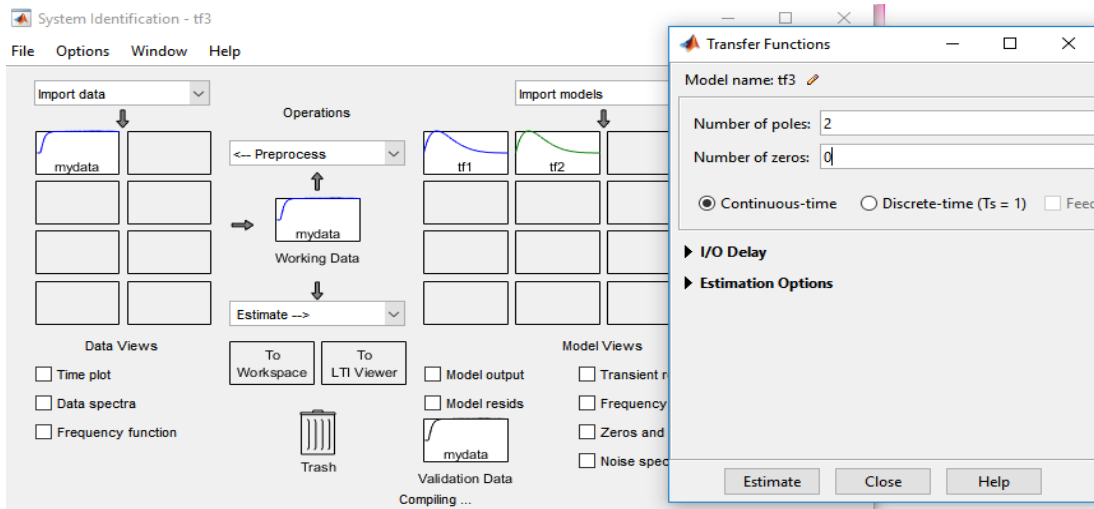


Fig. 2.11:Estimateur la fonction de transfert de MCC

La figure ci-dessous montre comment exporter l'expression de la fonction de transfert en cliquant sur export pour sauvegardera la FT.

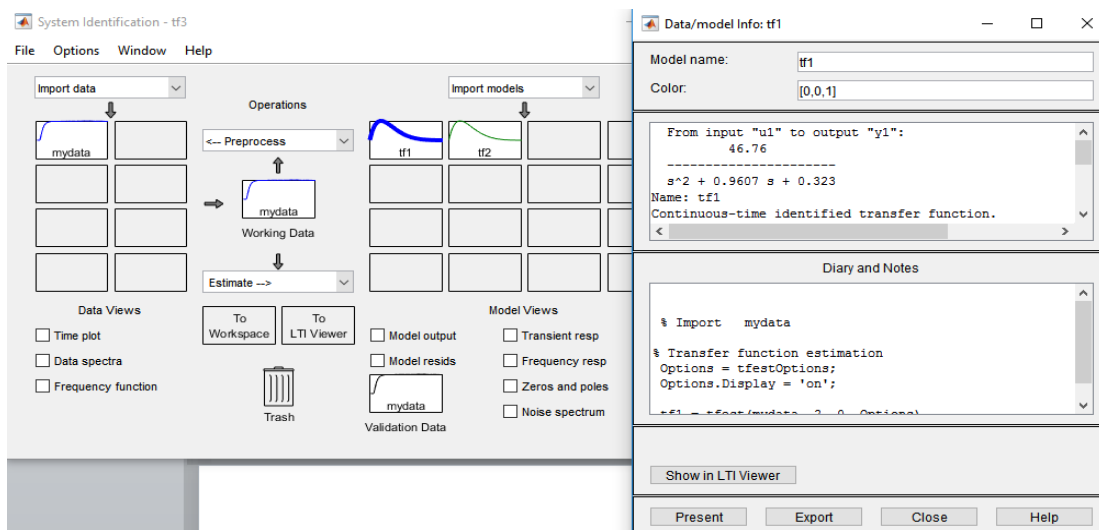


Fig. 2.12: Extraction de la fonction de transfert

On peut aussi déterminer les paramètres d'état de système par l'utilisation de l'instruction ss(tf1):
Donc notre système devient :

$$\dot{X} = A x + B u$$

$$Y = C x + D u$$

Avec:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -0.9607 & -0.6461 \\ 0.5 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 8 \\ 0 \end{bmatrix} u(t)$$

$$Y = [0 \ 11.69] x(t)$$

Voilà, la fenêtre suivante montre les résultats obtenus par le logiciel Matlab.

```
Command Window
New to MATLAB? See resources for Getting Started.

Did you mean:
>> ss(tf1)

ans =

a =
      x1      x2
x1 -0.9607 -0.6461
x2  0.5      0

b =
      u1
x1  8
x2  0

c =
      x1      x2
y1  0  11.69

d =
      u1
y1  0
```

Fig. 2-13: les variables d'état de MCC calculé par Matlab

II.5-conclusion:

Ce chapitre consiste à l'identification et la modélisation de la machine à courant continu (aiment permanent), en utilisant le logiciel de Matlab qu'il peut calculer la fonction de transfert à partir de l'entrée et la sortie du système.

Cette étude est conduire à déterminer les paramètres du moteur, donc le comportement du système pour implanter la commande ce le but de chapitre suivante.

Chapitre III

Commande par retour d'états de la MCC

III.1-Introduction

La commande par placement de pôles est basée sur la commande par retour d'état. La conception des contrôleurs utilisant les retours de l'état fait l'objet dans ce chapitre. En utilisant la notion de retours de variable d'état, nous présentons la technique de conception de placement de pôles. La formule d'Ackermann est utilisée pour déterminer le gain (Matrice) du retour d'états afin de placer les pôles du système aux lieux souhaités afin d'améliorer la performance du système. Les lieux des pôles du système en boucle fermée peuvent être placés arbitrairement si et seulement si le système est commandable.

III.2-Représentation du système dynamique

Une représentation d'état de système permet de modéliser le système dynamique en utilisant des équations d'état, donc déterminer l'état et le comportement de système à n'importe quel instant. Soit notre système est :

$$\dot{X}(t)=AX(t)+BU(t) \quad (3.1)$$

$$Y(t)=CX(t)+DU(t) \quad (3.2)$$

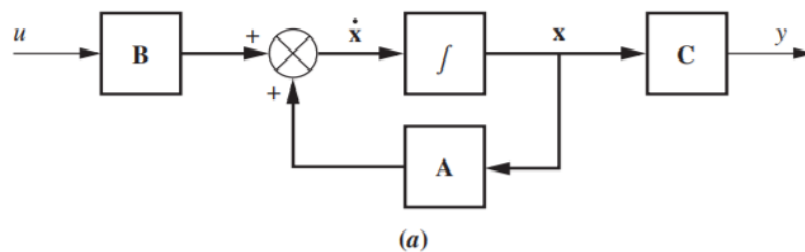


Fig. 3-1: Représentation d'état de système en boucle ouverte [16]

III.3- Commandabilité de système

La commandabilité a pour objet de caractériser la capacité de système à voir ses caractéristiques dynamiques modifiées par les entrées, il est souvent intéressant de s'assurer de la Commandabilité d'un système avant d'implanter la commande. En d'autres termes, on demande de disposer d'une condition nécessaire et suffisante de commandabilité.

III.4-Critère de commandabilité [16]

La commandabilité utilise la matrice de commandabilité M_c est déterminée par :

$$M_c = [B, AB, A^2B \dots A^{n-1}B] \quad (3.3)$$

Avec,

n : nombre des variables de matrice.

Le critère est défini par le calcul du déterminant de la matrice M_c $\det(M_c)$

- Si $\det(M_c) = 0$ indique le système est partiellement commandable.
- Si $\det(M_c) \neq 0$ indique le système est complètement commandable (contrôlable).

III.5-Principe de la commande par retour d'états [15]

Le principe est de déterminer la matrice (ou vecteur) de retour (K) telle que les pôles du système en boucle fermée soient convenablement placés dans le plan complexe et satisfait des performances souhaitées. Les pôles du système étant les valeurs propres de la matrice d'état (A), l'introduction du retour d'état (K) revient à faire un asservissement pour modifier convenablement la matrice d'état du système.

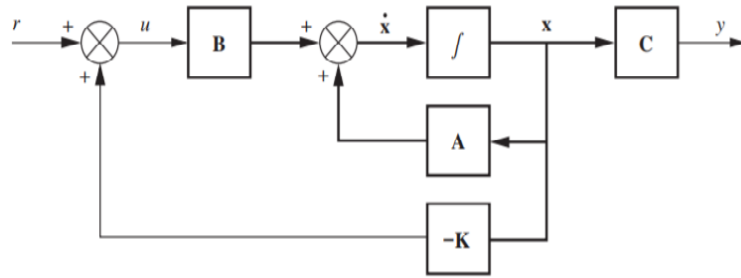


Fig. 3-2 Représentation d'état de système en boucle fermée [16]

Le système décrit par l'équation d'état suivante:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t)$$

Le retour d'état introduit une modification sur l'entrée du système:

$$U(t) = r(t) - KX(t) \quad (3.4)$$

Les équations du système en boucle fermée sont:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + B(r(t) - KX(t)) = (A - BK) X(t) + B r(t) \quad (3.5)$$

Par conséquent, la matrice d'état du système en boucle fermée vaut:

$$A_{BF} = (A - BK) \quad (3.6)$$

La dynamique du système en boucle fermée est donc fixée par les valeurs propres de la nouvelle matrice (A_{BF}), et ses valeurs propres sont obtenues en résolvant l'équation caractéristique suivante:

$$\Delta(\lambda) = \det(\lambda I - A_{BF}) = 0 \quad (3.7)$$

III.6- Calcule le vecteur de retour k [15]

Il y a deux méthodes pour déterminer le gain K :

- 1- par une méthode directe correspondant à la calcul direct de la solution de l'équation caractéristique pour boucle ouverte $\Delta(\lambda) = 0$, et le choix des pôles pour déterminer K à partir de la solution de : $\Delta(\lambda) = \det(\lambda I - A_{BF}) = 0$.
- 2- Méthode de matrice d'Ackermann: Il est possible aussi de déterminer les valeurs de retour d'état avec une équation matricielle d'Ackermann pour une commande :

$$U(t) = r(t) - KX(t).$$

Et une équation caractéristique désirée de la fonction de transfert du système bouclé de la forme :

$$\Delta(\lambda) = \lambda^n + \alpha_{n-1}\lambda^{n-1} + \dots + \alpha_0 \quad (3.8)$$

Selon la fonction de calculabilité d'Ackermann, la matrice des gains de la commande est calculé par

$$K = [0, 0, 0, \dots, 0, 1] M_c^{-1} Q(A) \quad (3.9)$$

D'où, M_c est la matrice de commandabilité du système:

$$Q(A) = A^n + \alpha_{n-1}A^{n-1} + \dots + \alpha_1A + \alpha_0I \quad (3.10)$$

III.7- Résolution du problème par placement pôles [15]

Pour appliquer la méthodologie de placement des pôles aux systèmes (SISO) représentés sous forme de variables d'états, nous prenons les étapes suivantes:

1. Représenter le système sous forme de variable d'état.
2. Calcule la matrice de commandabilité M_c , pour celle il faut que $\det(M_c) \neq 0$ c'est à dire le système est commandable.
3. Chercher un régulateur de la forme, où K le matrice de retour.
4. Trouvez l'équation caractéristique du système en boucle fermée.

Application au notre système

Le système est de fonction de transfert suivante:

$$H(P) = \frac{46.76}{p^2 + 0.9607p + 0.323}$$

Et, la représentation d'état :

$$\begin{cases} dX(t)/dt = \begin{bmatrix} -0.9607 & -0.6461 \\ 0.5 & 0 \end{bmatrix} X(t) + \begin{bmatrix} 8 \\ 0 \end{bmatrix} U(t) \\ Y(t) = [0 \ 11.69]X(t) \end{cases}$$

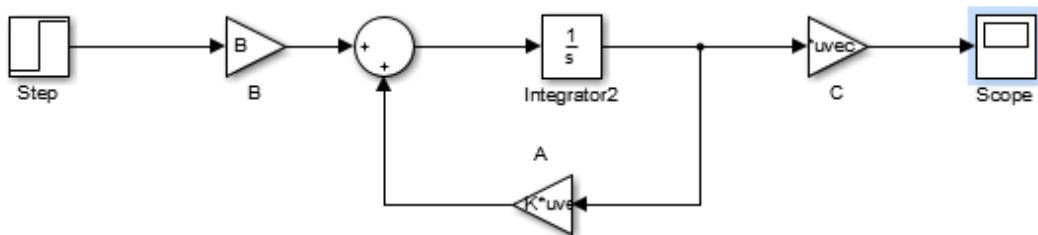


Fig.3.3:Schéma block du système en boucle ouvert

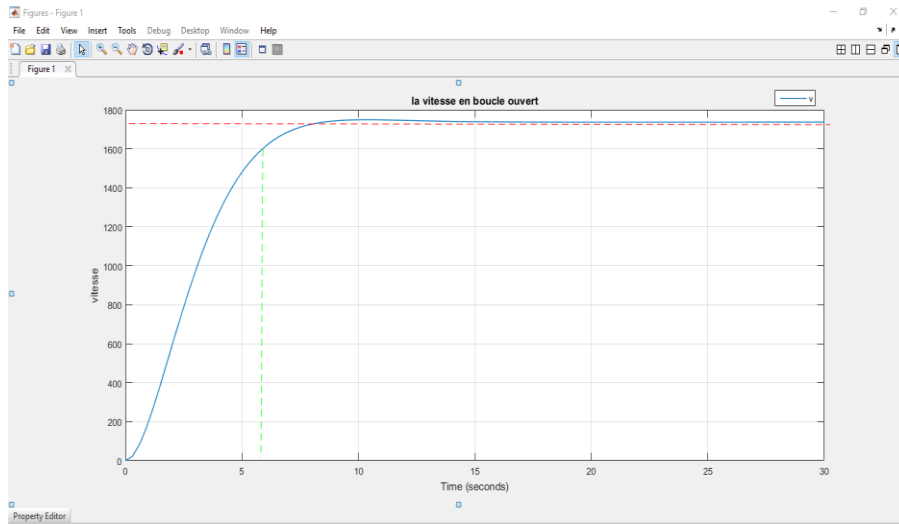


Fig. 3.4:la réponse en boucle ouvert

La réponse dans la figure suivante, nous voyons que le temps de renonce est important presque 6s.

III.7.1 Commande par retour d'état

- Donc la matrice de contrôlabilité est déterminée avant de trouver le vecteur K.

$$M_c = \begin{bmatrix} 8 & -7.6856 \\ 0 & 4 \end{bmatrix}, \text{ alors } \det(M_c) = 32 \neq 0, \text{ donc le système est commandable.}$$

-les pôles de ce système est calculer par l'utilisation de l'instruction `p= pole (tf1)`.

On obtient, $p = [-0.4804 + 0.3038i; -0.4804 - 0.3038i]$.

Les pôles sont imaginaires et des partie réels négatives, qui exprime que les systèmes est stable.

Mais pas de meilleure performance pour un dépassement minimisé et temps de réponse réduit, pour cela on introduit le vecteur K de retour et choisi le placement des pôles pour un Zeta = 0.98 qui donne près de 0% de dépassement et un $\omega_n = 5$ qui fournit un temps de stabilité de 0,8 seconde, tel que : $\Delta(p) = p^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n p + \omega_n^2$ pour un système d'ordre deux. Donc:

$$\Delta(p) = p^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n p + \omega_n^2 = \det(\lambda I - (A - B \cdot K)), \text{ avec } K = [K_1, K_2].$$

On a, $K = [1.105, 6.17]$

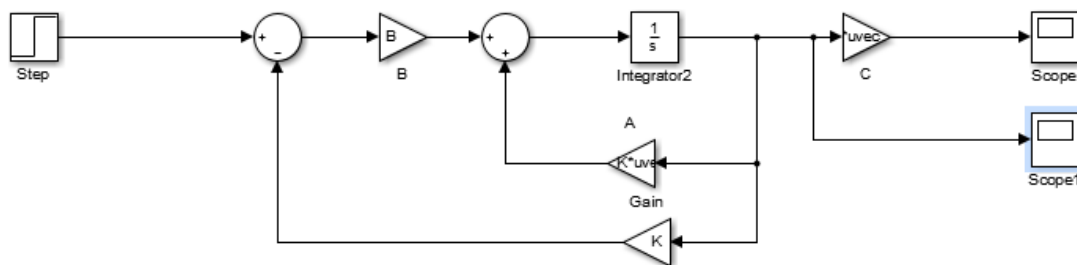


Fig.3.: Simulink de système en boucle fermée

-Le nouveau système avec un gain de retour est défini au Matlab comme suite:

Sys cl= ss (A-B*K, B, C, D) qui détermine le matrice $A' = (A-B*K) = \begin{bmatrix} -9,761 & -50,01 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix}$,

La réponse de système avec K gain de retour est réalisée par step (Sys cl), et le résultat était:

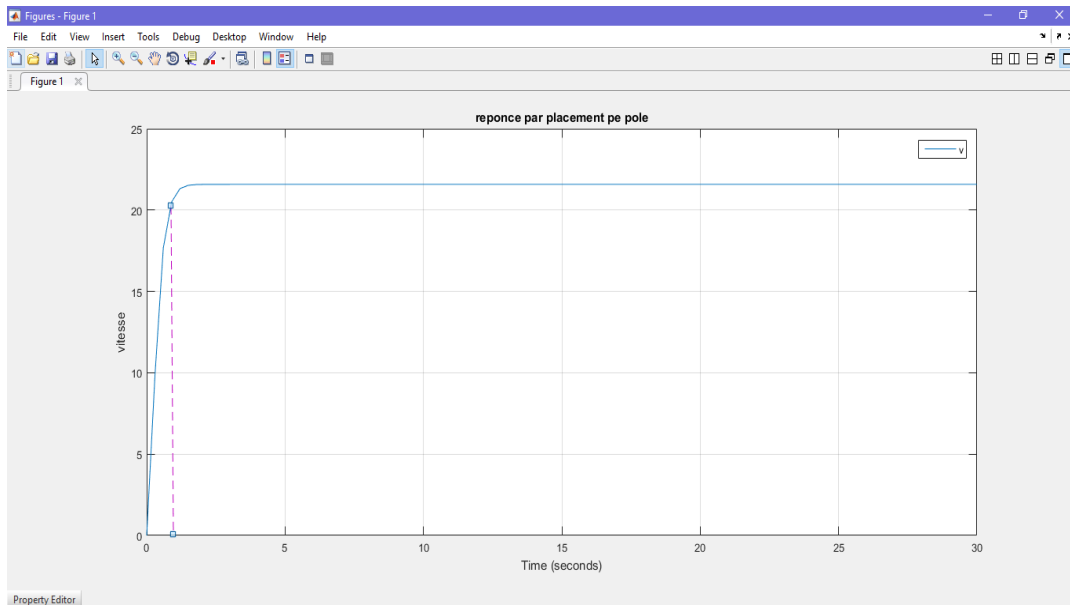


Fig.3.6: la réponse en Simulink en boucle fermée

A partir de résultats obtenus, nous voyons que l'erreur statique est trop grande. Pour éliminer l'erreur en régime permanent, on met à l'entrée du système un pré-compensateur N de sorte que la sortie soit au niveau souhaité (temps de réponse < 1).

III.7.2 Commande par retour d'état avec un pré-compensateur (préfiltre) [15]

Dans le cas étudié précédemment on a s'intéressé à réguler le système dans le régime transitoire et ne subit aucune perturbation extérieure, la commande étudiée ne permet pas de réguler le régime stationnaire c.à.d. il permet simplement d'amener le système à un nouveau point d'équilibre, qui n'est pas forcément le point voulu. On observe donc que le placement de pôles permet de satisfaire simplement les contraintes dynamiques imposées au système.

Si on désire imposer une valeur de sortie, on doit traiter séparément les contraintes statiques. Dans ce cas l'objectif est d'obtenir $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = y_c(t)$ où y_c est la valeur de la consigne sur la sortie (valeur désiré), qui est supposée constante dans notre cas (Echelon).

On va déterminer l'entrée r nécessaire pour obtenir la sortie désiré y_c .

Soit un système en boucle fermé décrit par l'équation d'état :

$$\dot{X}(t) = [A-BK] x(t) + B r(t) \quad (3.11)$$

$$Y(t) = Cx(t)$$

En régime statique, les équations d'état et de sortie s'écrivent :

$$0 = [A-BK] x + B r \quad [a] \quad (3.12)$$

$$Y(t) = y_c = Cx \quad [b]$$

De l'équation précédent. , on peut obtenir une relation suivante :

$$X = -[A-BK]^{-1}Br$$

On substitue l'équation (3.12a) dans l'équation (3.12b) on obtient :

$$yc = C (-[A-BK]^{-1}B) r \quad (3.13)$$

L'entrée à appliquer au système est donc :

$$r = [C (-[A-BK]^{-1}B)]^{-1}yc = N \cdot yc \quad (3.14)$$

La figure (3.7) illustre donc la structure du système avec le pré compensateur (le correcteur statique).

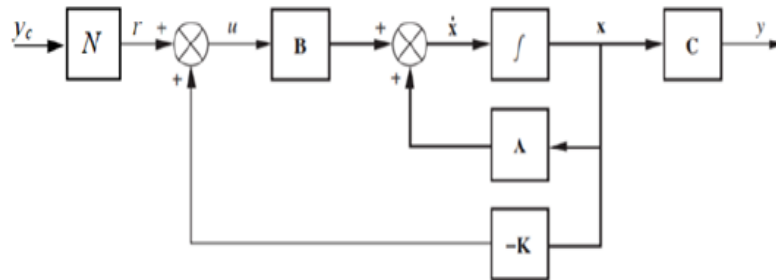


Fig.3.7: montage Commande par retour d'état avec action préfiltre[15]

Pour déterminer la valeur de N au Matlab utilise l'expression :

$$N = \text{inv}(C * \text{inv}(B * K - A) * B) \quad (3.15)$$

Le résultat obtenu est $N=80$. Le choix de N préalable pour donne une bonne réponse.

- pour voir la réponse avec pré-compensateur N utilise step (sys_cl*N,t) après précis l'intervalle de temps par t:00.01:5;le résultat dans la figure suivante:

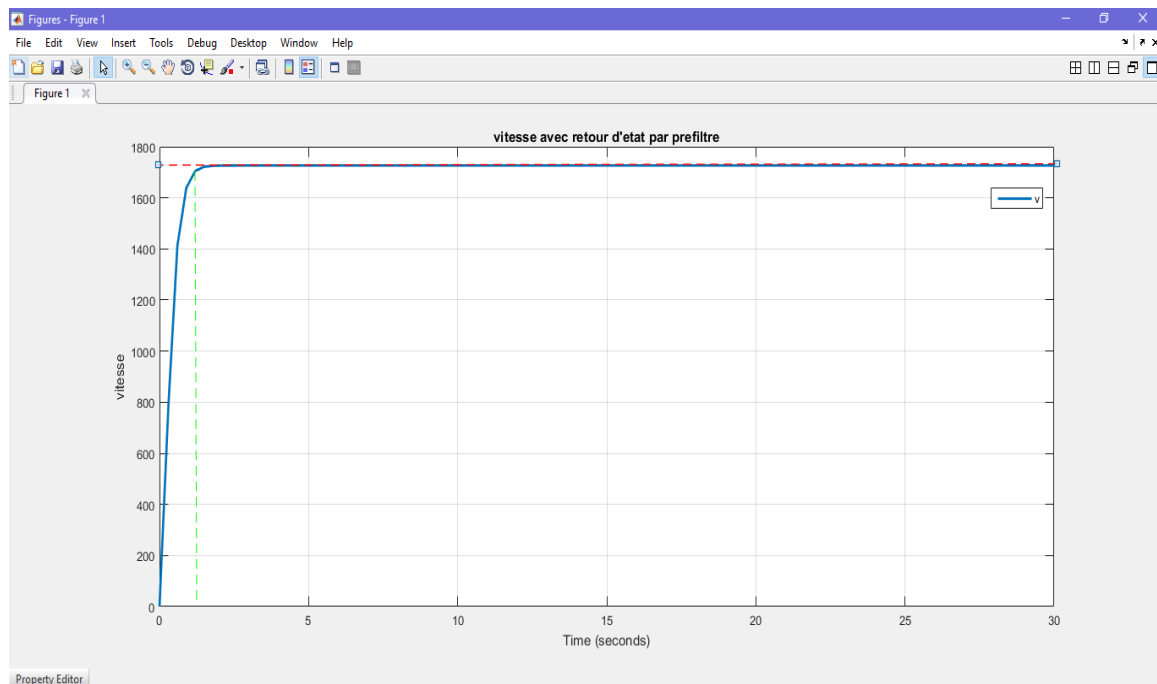


Fig.3.8 Réponse au Simulink pour la commande avec préfiltre

-La réponse avec préfiltre N est satisfaites et acceptable. Bon temps de réponse et il y'a un dépassement minimum (pas d'erreur statique).

-Pour supprimer l'erreur statique en régime permanent pour améliorer la performance en régime permanent en ajoute une intégrale

III.7.3 Commande par retour d'état avec action intégrale :

La commande par retour d'état avec action intégrale est généralement utilisée dans le cas où des perturbations affectent l'évolution du système; elle permet en effet de limiter l'influence de ces perturbations sur la sortie exactement au régime statique. Il est possible de mettre en œuvre une correction via un correcteur intégral pour annuler l'erreur statique en réponse à un échelon, similaire à la commande analogique classique PI. Pour ce faire on modifie le schéma de commande précédente tel qu'il est présenté sur la figure suivante:

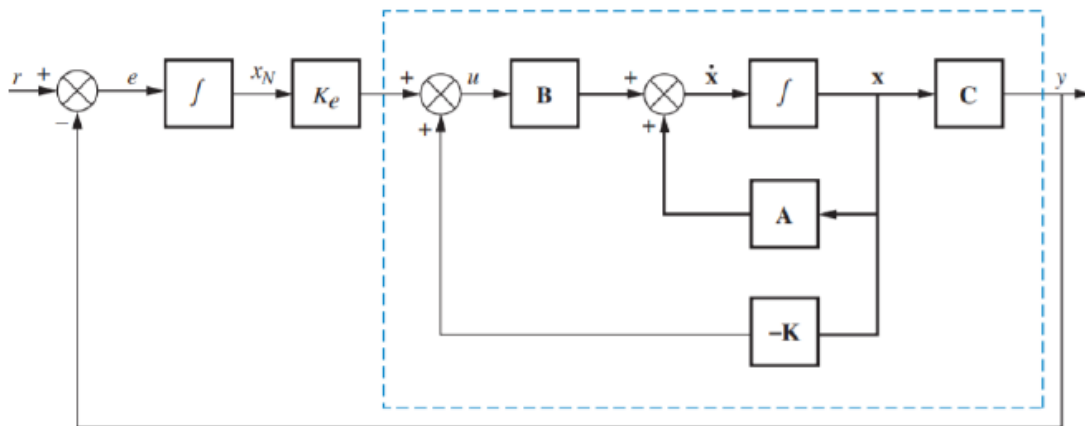


Fig. 3.9:Commande par retour d'état avec action intégrale[12]

L'objectif est d'obtenir $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = y_c(t)$ ou y_c : est la valeur de la consigne sur la sortie (valeur désiré, qui est supposée constante dans notre cas). Une variable d'état supplémentaire, X_N , a été ajoutée à la sortie de l'intégrateur.

On a,

$$\dot{X}_N = r - Cx \quad (3.16)$$

En écrivant les équations d'état comme suite:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A x + Bu \\ \dot{X}_N &= - C x + r \\ Y &= -Cx \end{aligned} \quad (3.17)$$

Les équations précédentes peuvent être écrites en tant que système d'équations d'état augmenté.

Par conséquent:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{X}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ X_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (3.18)$$

$$Y = [C \ 0] \begin{bmatrix} X \\ X_N \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

On a aussi,

$$u = -Kx + K_e X_N = [-K \ -K_e] \begin{bmatrix} X \\ X_N \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Finalement on trouve:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{X}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK_e \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ X_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r$$

$$Y = [C \ 0] \begin{bmatrix} X \\ X_N \end{bmatrix}$$

Ainsi, le type de système a été augmenté, et nous pouvons utiliser l'équation caractéristique associée à dernière équation pour recevoir afin d'obtenir la réponse transitoire souhaitée.

-le résultat qui correspond aux valeurs K et K_e est:

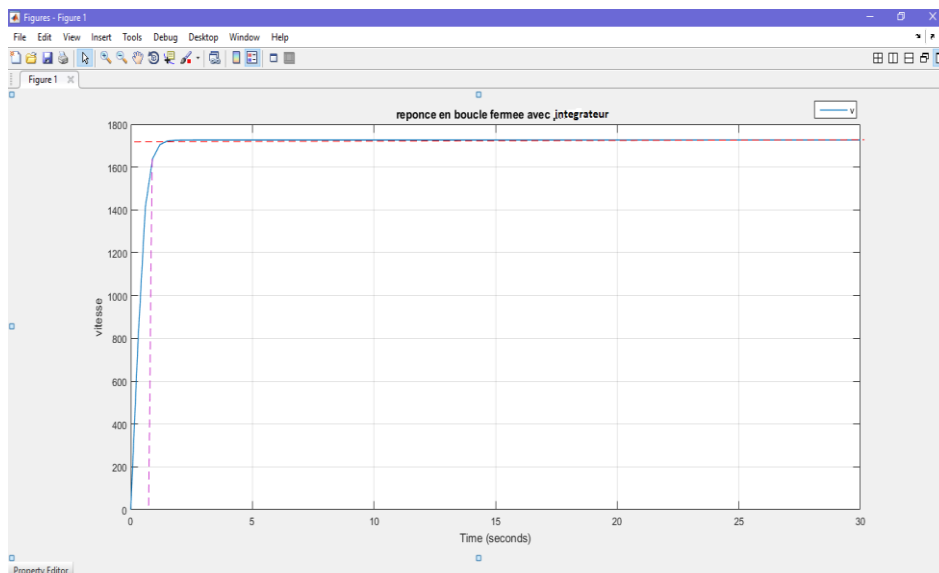


Fig.3.10 la réponse au Simulink avec action intégral

Nous voyons que le système plus performant, comme le cas de préfiltre mais dans ce cas le système Adapter le cas de perturbation au régime statique

III.8 Partie Pratique

III.8 1-le montage :

La figure 3.11 montre le montage de réalisation, il est composé de deux moteurs raccordés en série et l'un de deux est joué le rôle de capteur de vitesse, le moteur est entraîné le circuit L298N « driver ». Et la lecture de la vitesse est faite à travers le pin A4 (analogue output d'Arduino). Le capteur de courant de trois bornes l'un de trois est connectée à vcc (5v) d'Arduino et l'autre borne connectée à A5 d'Arduino et la troisième connectée au GND. et le montage est alimentée par source de 12v.

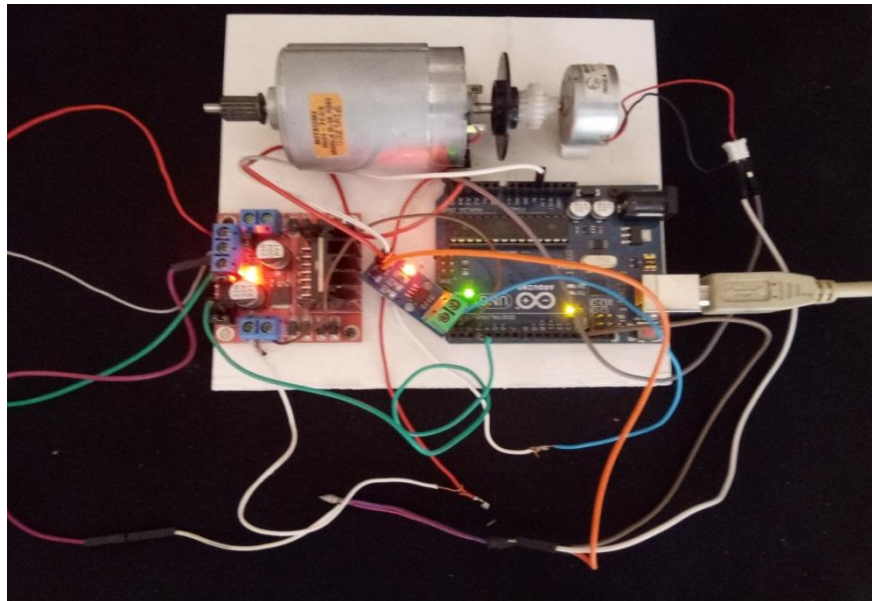


Fig3.11:Banc d'essais

III.8 2-les résultats :

La partie soft de cette montage est donnée ci-dessous sous forme schéma block de

a) la commande par retour d'état

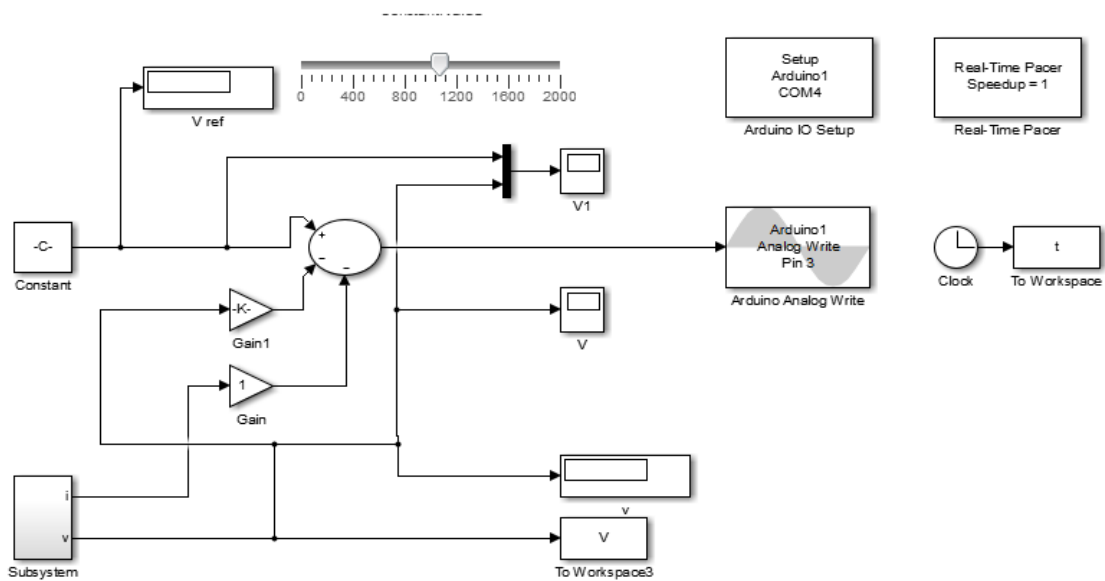


Fig3.12 : Schémas block da la commande par retour d'état

Le résultat expérimental pour $K= [0.9, 6.17]$ est donnée dans la figure suivante

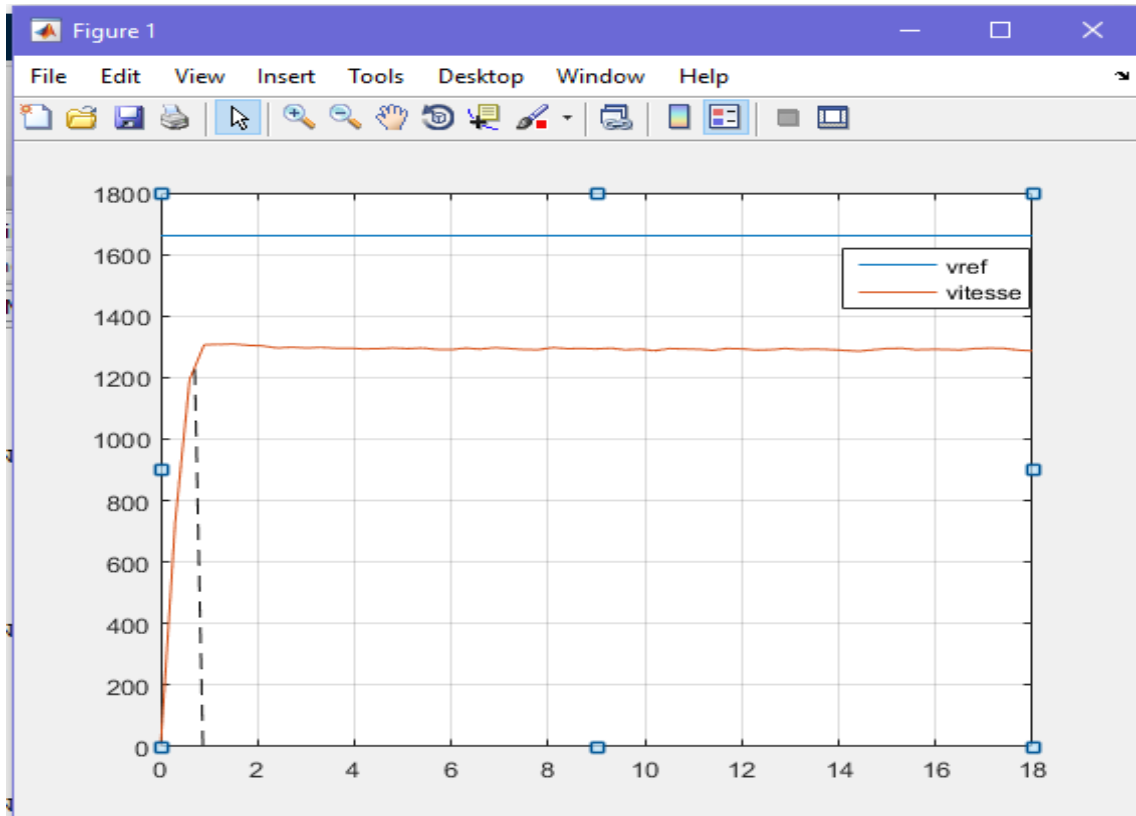


Fig3.13 Réponse de système à base de la commande par retour d'état

Nous voyons que notre système est stable, et notre système est rapide sans dépassement cela est due au choix de pôles. La consigne et la sortie soit défèrent, donc le gain statique unitaire n'est pas assurer car l'erreur n'est pas nulle. Pour pallier ce problème je dois calculer le gain à ajouter en entrée.

b) commande par retour d'état avec préfiltre N:

On ajoute un préfiltre $N=1.0693$ à la commande par retour d'état, on obtient

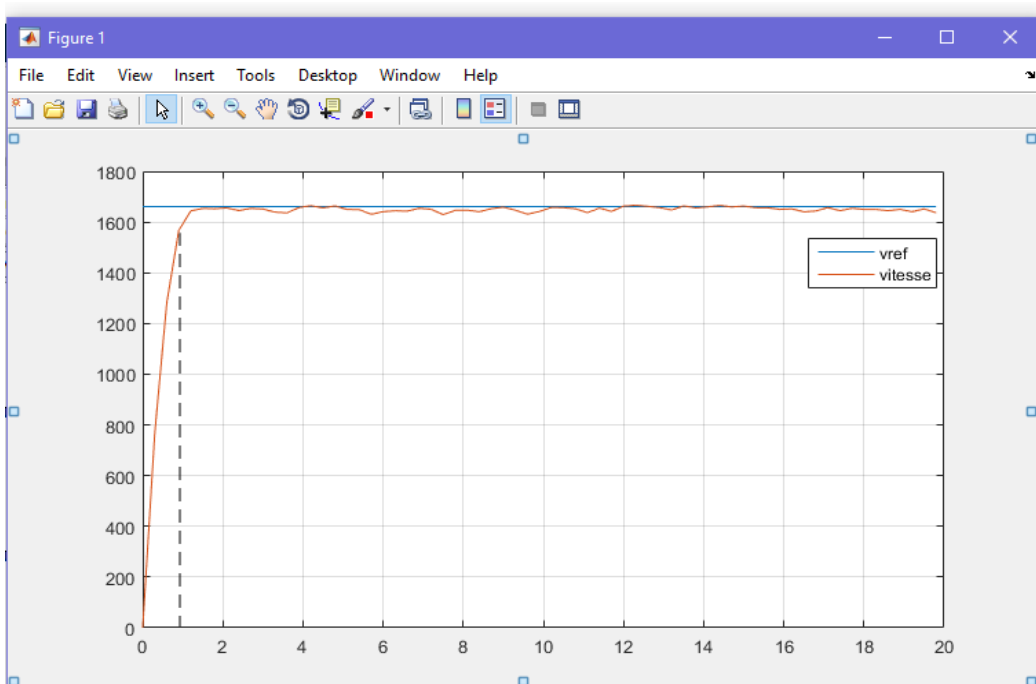


Fig3.14: Réponse par retour d'état avec préfiltre N

Nous voyons que l'erreur est nulle et nous atteignent la consigne à la valeur désirée..a fin d'annuler l'ecart entre le sortie et la consigne, on va d'ajouter l'action integrale.

c) commande par retour d'état avec intégrateur:

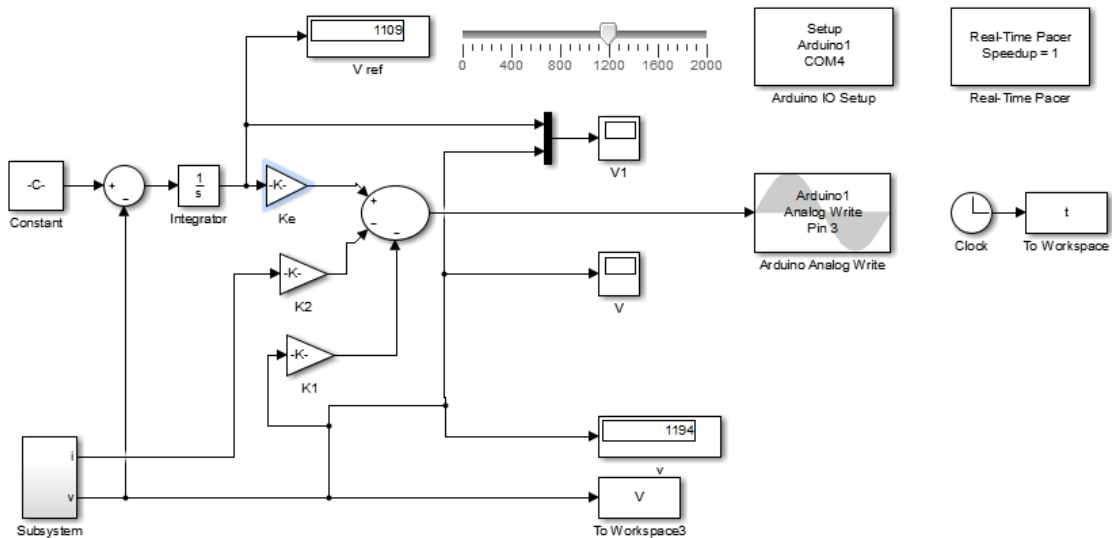


Fig3.15: Schémas block da la commande par retour d'état avec intégrateur

Les données calculées : $\xi=0.8$, $w_n = 4$, $K1 =2,39$ $K2=1,7$ et $Ke= 2$.

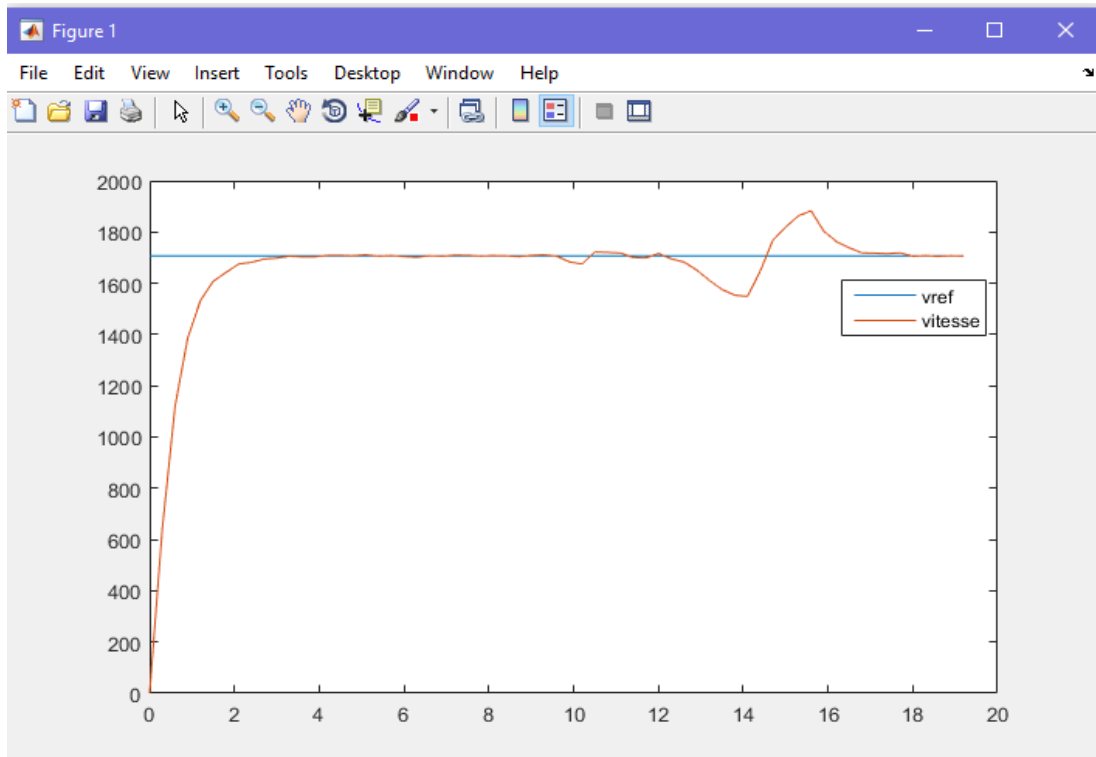


Fig3.16 Réponse indicielle d'un système par retour d'état avec intégrateur

Nous voyons que l'erreur est annulée même en présence de la perturbation (la réponse suivie la vitesse de référence avec petite freinage). Donc la commande avec intégral est assurer et robuste.

III 9-Comparaison avec la commande optimale type LQR:

III.9.1 -la commande optimale LQR[7.]

Le but de la commande optimale consiste alors à trouver la commande qui minimise un critère de performance imposée. On s'intéressera plus particulièrement aux systèmes linéaires dans le cas d'un Critère quadratique, connu sous le nom de la commande linéaire quadratique (LQR: Linear Quadratic Regulator). Donc le but est de réaliser un système de contrôle de telle façon que le système en boucle fermée est identique à un système désiré. L'exécution de ces critères désirés est obtenue par la minimisation d'un critère de performance ou l'indice de performance (noté J).

Soit un système à temps continu de représentation d'état :

$$\dot{x}(t) = \dot{f}(x, u, t) \quad (3.21)$$

Et de condition initiale : $x(t_0) = x_0$, ou $t \in \mathbb{R}$, et $u \in \mathbb{R}^m$ et $x \in \mathbb{R}^n$. Les signaux u et x : sont des fonctions de \mathbb{R} vers respectivement \mathbb{R}^m et \mathbb{R}^n , Pour la condition initiale : x_0 et la commande u , l'équation d'état précédente définit une trajectoire unique x pour l'état sur $[t_0, t_f]$, Celle-ci est fonction de la condition initiale x_0 et de la commande u sur

$[t_0, t_f]$.

L'indice de performance J d'un système de contrôle peut être exprimé en général par:

$$J = \int_0^{t_f} f(x, u, t) dt \quad (3-22)$$

Où x est le vecteur d'état, u est le vecteur de commande, et t_f est le temps final.

Le système de contrôle que nous considérerons est montré sur la figure précédente et peut être représenté par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{X} = A x + B u \quad (3-23)$$

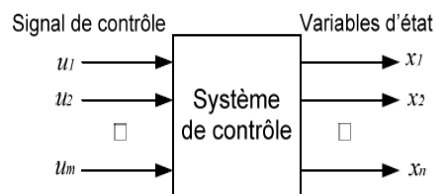


Fig.3.17:système de contrôle en terme x et u[7]

Le système de contrôle que nous considérerons est montré sur la figure précédente et peut être représenté par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{X} = A x + B u$$

D'où,

$$\hat{U}(t) = -K x(t) \quad (3.24)$$

Avec,

$$\hat{U}_1 = -K_1 x_1, \quad \hat{U}_2 = -K_2 x_2, \dots, \quad \hat{U}_m = -K_m x_m. \quad (3.25)$$

Donc,

$$\hat{U}_1 = -K_1(x_1, x_2), \quad \hat{U}_2 = -K_2 (\quad (3.26)$$

Par conséquent, Sous la forme augmentée, nous avons :

$$\begin{bmatrix} \hat{U}_1 \\ \vdots \\ \hat{U}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & \dots & k_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_m & \dots & k_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Substituant l'équation (3.27) dans l'équation (3.23), nous obtenons

$$\dot{X} = A X + B K X = H X \quad (3.28)$$

où, $H = A - BK$.

L'indice de performance J est l'intégral du carré d'erreur, donc le critère s'écrit comme suit

$$j = \int_0^{t_f} [X^T(t)] dt \quad (3.29)$$

Pour deux variables d'états X_1 et X_2 :

$$j = \int_0^{t_f} (X_1^2(t) + X_2^2(t)) dt \quad (3.30)$$

Pour t_f tend vers l'infini, le principe de la commande optimale est de dériver l'indice de performance par rapport au temps (Pour obtenir la valeur minimum), on obtient :

$$\frac{d}{dt} (X^T P X) = \dot{X}^T P X + X^T P \dot{X} \quad (3.33)$$

Substituant l'équation (3.28), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (X^T P X) &= (H X)^T P X + X^T P (H X) \\ &= X^T H^T P X + X^T P (H X) \\ &= X^T (H^T P + P H) X \end{aligned} \quad (3.34)$$

Avec $(H X)^T = X^T H^T$. Si nous supposons que $H^T P + P H = -1$, alors l'équation (3-14) devient:

$$\frac{d}{dt} (X^T P X) = -X^T X \quad (3.35)$$

Substituant l'équation (3-35) dans l'équation (3.32), nous obtenons :

$$j = \int_0^{\infty} -\frac{d}{dt} (X^T P X) dt = X^T(0) P X(0). \quad (3.36)$$

Dans l'évaluation de la limite à $t = \infty$, nous supposons que le système est stable, et par conséquent $X(\infty) = 0$.

Pour réduire au minimum le critère de performance J , nous considérons les deux équations :

$$j = \int_0^{\infty} X^T X dt = X^T(0) P X(0) \quad (3.37)$$

Et

$$H^T P + P H = -1 \quad (3.38)$$

-Les étapes de conception :

1. Déterminer la matrice P qui satisfait l'équation (3.38), où H est connu.
2. Réduire au minimum J en déterminant le minimum de l'équation (3.37).

Le principe de la commande LQR est présenté dans la figure (3-18).

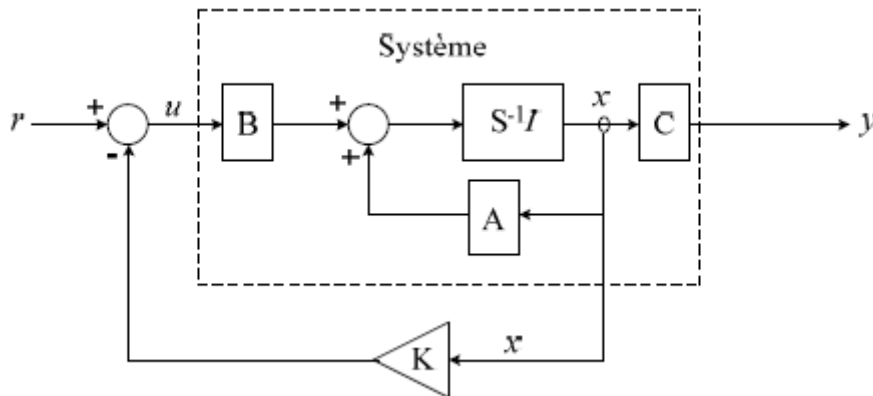


Fig. (3.18) Principe d'une commande par retour d'état.[7]

Considérons un système linéaire sous forme d'équation d'état suivant:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

$$Y(t) = CX(t)$$

Le problème simplifié du régulateur linéaire quadratique consiste à trouver la matrice du correcteur K qui minimise la fonction du coût (ou le critère de performance) suivante :

$$j(X_0, U) = \frac{1}{2} X^T(t_f) S X(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} (X^T(t) Q(t) X(t) + U^T(t) R(t) U(t)) dt \quad (3.39)$$

Les matrices de pondération Q et R sont définies positives et symétriques. Et S est la matrice de solution de l'équation de Riccati (est définie positives et symétrique).

Le Lagrangien s'écrit alors :

$$L(X, U, P, t) = P^T A(t) X + P^T B(t) U + \frac{1}{2} (X^T Q(t) X + U^T R(t) U) \quad (3.40)$$

La loi de commande optimale est obtenue si la dérivée de lagrangien par rapport à la loi de commande est nulle :

$$dL/dU = B^T(t)p + R(t)U = 0 \quad (3-41)$$

Donc, on peut tirer la optimale à partir d'équation (3-42);

$$U_{opt} = -R^{-1}(t)B^T p(t) \quad (3-43)$$

Où,

$$p(t_f) = S X(t_f) \quad (3-44)$$

Le principe du maximum oblige la condition suivante :

$$\dot{p} = -\frac{\partial L}{\partial X} = -A^T(t)p - Q(t)X \quad (3-45)$$

Alors l'équation dynamique du système en boucle fermée s'écrit :

$$\dot{X} = A^T(t)X(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)p(t) \quad (3-46)$$

Les équations (3-44) et (3-46) peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel appelé system Hamiltonian :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x(t) \\ P(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A(t) & -B(t)R^{-1}(t)B^T(t) \\ -Q(t) & -A^T(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(t) \\ P(t) \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Ecrivons $p(t) = P(t)x(t)$.

L'équation (3-46) s'écrit comme suite :

$$\dot{p}(t) = -(A^T(t)p(t) + Q(t)) X(t) \quad (3-48)$$

Avec $\dot{p}(t) = \dot{p}(t) X(t) + p(t)\dot{X}(t)$ et l'équation d'état (3.23) du système, l'équation (3.48) s'écrit (en omettant la référence au temps au d'alléger les notations) :

$$(\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)X = 0 \quad (3-49)$$

La solution est alors obtenue en résolvant l'équation (différentielle) de Riccati suivante:

$$\dot{P} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (3-50)$$

On obtient :

$$\frac{d}{dt} (X^T P X) + X^T Q X + U^T R U \quad (3-51)$$

Il est intéressant de noter que la commande optimale obtenue s'écrit comme un retour d'état $U = -K(t)X$ avec :

$$K = -R^{-1}B^T P \quad (3.52)$$

III.9.2 Choix des matrices de pondération[12]

Il est intéressant de remarquer d'abord que la multiplication des pondérations Q et R par un même scalaire laisse inchangé le gain K. En effet, soit P solution de (3-50) et soit le nouveau problème basé sur les pondérations $\tilde{Q} = \rho Q$ et $\tilde{R} = \rho R$

On vérifie que $\tilde{P} = \rho P$ est solution de l'équation de Riccati correspondante. En effet :

$$\tilde{K} = -\tilde{R}^{-1}B^T \tilde{P} = -R^{-1}B^T P = K \quad (3.54)$$

Sans restriction, les pondérations peuvent être choisies symétriques. Elles sont

Généralement choisies diagonales. Ainsi, on se ramène au choix de n scalaires pour l'état et de p scalaires pour la commande. Voici une méthode simple de choix et de modification des pondérations en vue d'aboutir à un correcteur satisfaisant.

1. Au départ, on choisit généralement des pondérations égales aux matrices identités.
2. Dans une seconde étape, on accélère ou décélère globalement le système en multipliant la matrice Q par un scalaire ρ (accélération avec $\rho > 1$ et décélération avec $\rho < 1$), jusqu'à obtenir une dynamique moyenne adaptée.
3. Dans le cas où certains états auraient des dynamiques trop lentes par rapport à d'autres, on peut choisir d'augmenter la pondération de Q correspondant aux premiers.

4. Dans le cas où certains actionneurs seraient trop sollicités par rapport à d'autres, on peut choisir d'augmenter la pondération de R leur correspondant.

III.9.3 Résultats de simulation:

Pour $R=10$ et la matrice $Q=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Et, la solution de l'équation de Riccati suivante :

$$PA+A^T P+Q-PBR^{-1}B^T P=0$$

Nous donne la valeur de P, on trouve $K_{opt}=[0.9428 \quad 0.9225].10^{-3}$

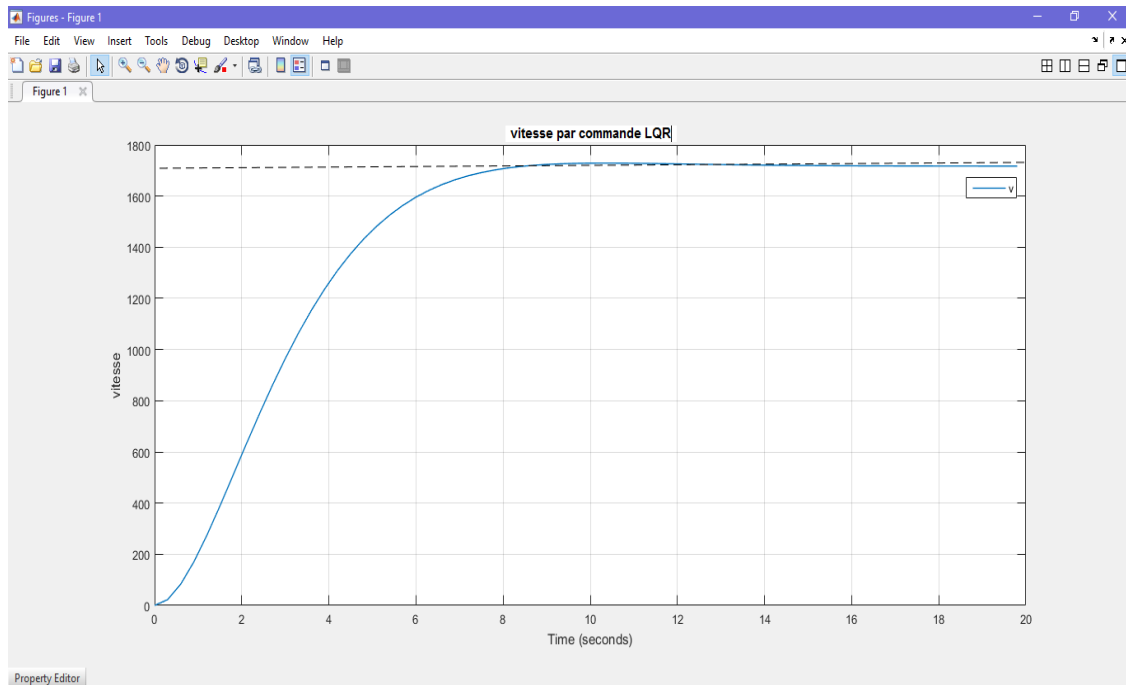


Fig. 3.19: Réponse indicielle de système basée d'une commande LQR

Nous voyons que pour la Simulation au Matlab de la commande LQR pour la résolution de l'équation de riccati et le résultat à temps de réponse important avec erreur nul.

Le minimax des matrice de pondération' est meilleur solution minimum $R=1$ et $Q=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.mais dans ce cas pas la meilleure solution.

III.9.4 Résultat expérimental:

On utilise l'instruction $K_{opt}=LQR(A,B,Q,R)$ pour chaque valeur de Q et R

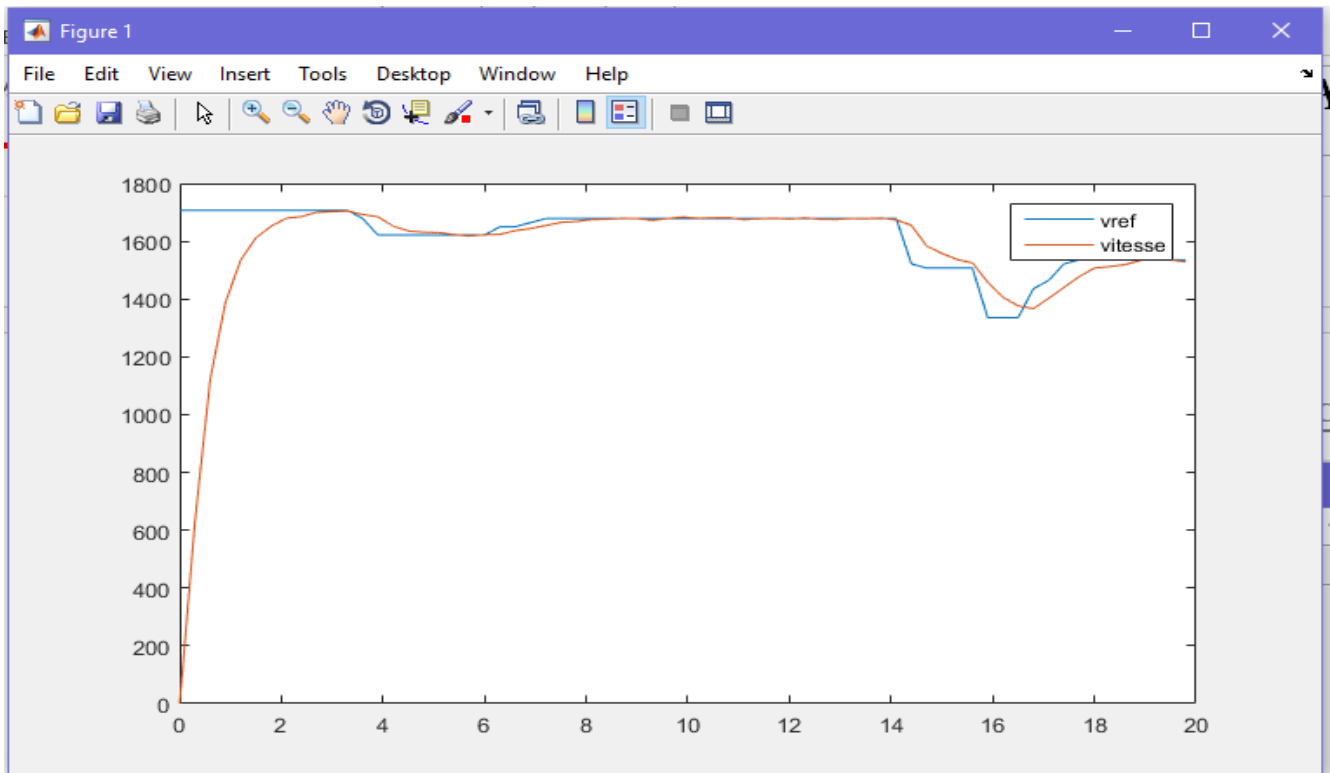


Fig. 3.20 Commande LQR pour $R=1$

Nous voyons pour $R=1$ la réponse de système est plus rapide et l'erreur presque nulle, et la réponse suit la perturbation rapidement, avec moins dépassement qui indique le minimum de la matrice de pondération n'est meilleur solution dans notre cas.

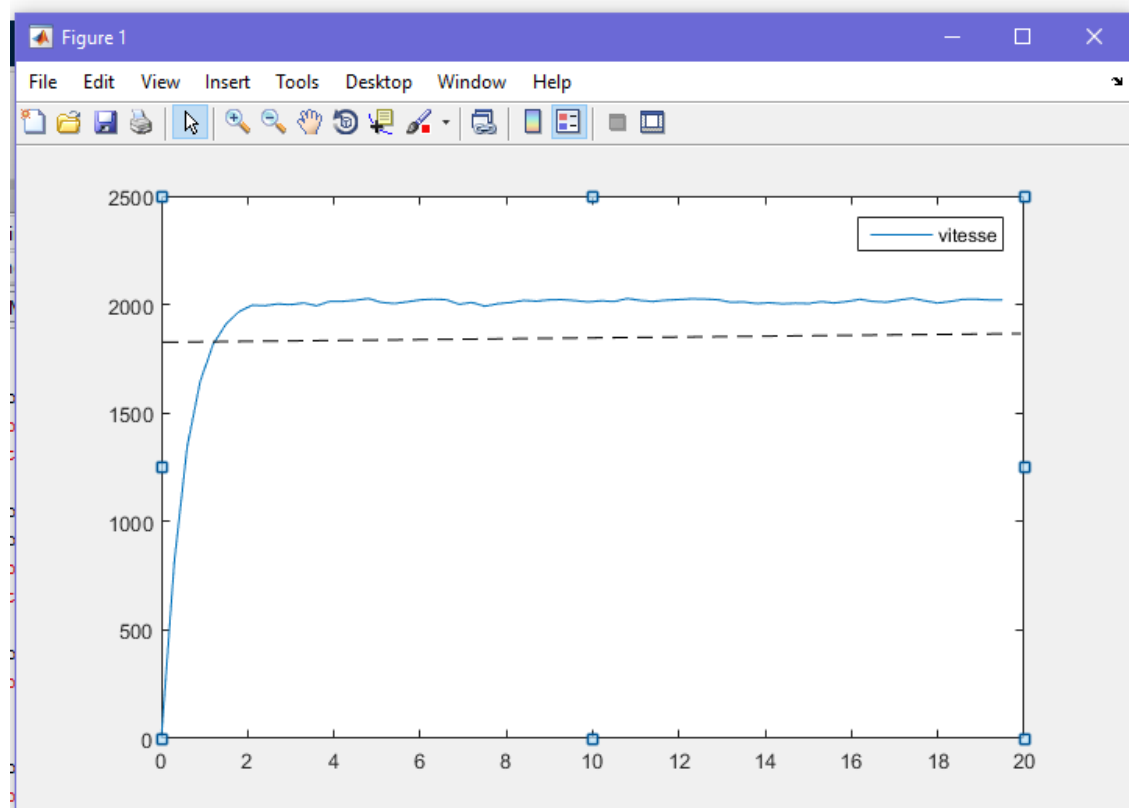


Fig. 3.21: Commande LQR pour $R=10$

Nous voyons que le résultat pour $R=10$ est moins rapide et avec dépassement important que le résultat pour $R=1$.avec correspondance de l'erreur.

En comparaisant les deux méthodes que nous avons utilisées, nous pouvons voir que tous les deux ont permis de répondre aux exigences imposées mais elles comportent quelques légères différences, En effet, pour les deux méthodes de minimum dépassement , l'erreur est nulle mais LQR plus rapide parce que le choix des matrices de pondération est optimisée l'erreur et le performance de système.

III.10 Conclusion:

Dans ce chapitre On constate une correspondance entre les résultats obtenus au Simulink et pratique pour la commande par placement des pôles, et la commande optimal LQR. Et on conclut Chaque commande a propre caractéristiques, et propre avantages et inconvénients.

Les résultats de simulation et expérimentale montrent que le contrôleur LQR.et la commande par placement de pôles avec action intégral donne une meilleure performance par rapport les autres.

Conclusion Général

La commande en vitesse de moteur à courant continu reste une méthode accessibles et développée dans le domaine de robotique et l'industriel, tellement le développement des moteurs à vitesse variable de plus en plus augment, notamment dans les applications automobiles, dans des applications de faible puissance utilisant des batteries ou encore pour la traction électrique.

Le commande qui est implanté pour ce type de processus est la commande par placement des pôles, c'est une commande de retour d'état où la seule grandeur accessible sont les variables d'entrée et de sortie, par lesquelles on peut reconstruire l'état du model choisi. Le but de ce commande est placée les pôles au choix désirée pour améliorer la performance (stabilité, rapidité) des systèmes surtout dans les cas des systèmes instables.

Les résultats obtenus dans la partie Simulink indiqués l'amélioration de performance du notre système par placée des pôles en commande par retour d'état avec préfiltre ou intégrateur, aussi dans commande LQR, la différence entre les deux types de commande que la commande LQR est minimiser l'erreur et la performance par équation mathématique (reccati) qui donne un minimum optimal, mais chaque méthode a des avantages et inconvénients.

Les résultats obtenus dans la partie pratique indiquent la commande par placement de pôles avec intégral et la commande LQR de minimum valeur de matrice de pondération sont plus robuste dans le cas de présence du la perturbation.

On constate que notre projet a bonne résultats qui signifie une correspondance entre les résultats obtenus au Simulink et pratique et ces types de commandes plus utilisée et plus pratique.

On conclut la commande par placement des pôles et la commande LQR sont de type du commande par retour d'état sert à améliorer la performance de système, ils sont plus utilisées dans les domaines de robotiques et l'industrie.

Bibliographies

- [1] Luc Lasne, <<Notions de base et machine électrique>>, Dunod, Paris, 2005.
- [2] Fabrice DESCHAMP, « Cours BAC S SI – Convertir L'énergie – Machine à Courant Continu » Sciences de L'ingénieur, LYCEE JACQUES PREVERT.
- [3] D.Arzelier, Représentation et analyse des systèmes linéaires. Notes de cours, ENSICA 2004.
- [4] F. Bernot. Machines à courant continu, constitution et fonctionnement. Techniques de l'ingénieur, pages D3555 1-14,1999.
- [5] Classe préparatoire P.T.S.I. Modélisation du Moteur à Courant Continu 2016/2017
- [6] B. C. Kuo et F Golnaraghi. Automatic control systems, John Wiley ET sons, 2003.
- [7] Dr. H Merabet Boulouiha, <<Notes de cours: techniques de commande avancée>> Année 2014/2015.
- [8] Dr, youcf bekakra, Implementation of a fuzzy logic speed controller for a permanent Magnet DC Motor Using a Low Cost Arduino Platform. EN 2017.
- [9] www.elec.jbd.free.fr, « Machine électromagnétique », Chapitre 13.
- [10] Desineni subbaram Naidu, <<OPTIMAL CONTROL SYSTEMS>>, Idaho State University,jaune 2002.
- [11] Bekouche charafeddine, Tougourt Abdelkader mémoire de fin d'étude<<Etude et Simulation d'un variateur de vitesse commande un moteur à courant continu>> Univ d'Ouargla, en 2016.
- [12] <https://www.scribd.com/doc/32638498/> commande numérique basée sur le Placement des pôles des procédés linéaires
- [13] Nisar chelli FORMATION ARDUINO SIMULINK/ANDROID Asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu.2015
- [15] <https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/>
- [16] <http://eavr.u-strasbg.fr/~bernard> Automatique Continue

Résumé

La commande numérique reste un outil très important dans l'étude des procédés ce qui élargit son application des plusieurs domaines à savoir l'électronique, la physique, et d'autre disciplines.

Dans ce travaille, on présente plusieurs cas que ce soit étude du moteur à courant continu, et la simulation de notre model sur logiciel de simulation MATLAB et réalisation d'un circuit de commande (placement de pôles et LQR) avec la carte Arduino.

Mots clés : Machine à courant continu, modélisation de MCC, commande par placement des pôles, commande LQR.

ملخص

يظل التحكم العددي أداة مهمة جدًا في دراسة العمليات التي توسع نطاق تطبيقها للعديد من المجالات وهي الإلكترونيات والفيزياء وغيرها من التخصصات.

في هذا العمل ، نقدم العديد من الحالات التي يتم فيها دراسة محرك DC ، ومحاكاة نموذجنا على برنامج محاكاة MATLAB وتحقيق دائرة التحكم (وضع الأعمدة و LQR) مع بطاقة اردوينو.

الكلمات الرئيسية: آلة التيار المستمر ، النمذجة MCC ، التحكم في تحديد موضع القطب .

التحكم LQR .

Abstract

The numerical control remains a very important tool in the study of the processes which widens its application of the several fields namely the electronics, the physics, and other disciplines.

In this work, we present several cases that it is study of the DC motor, and the simulation of our model on software of simulation MATLAB and realization of a control circuit (placement of poles and LQR) with the Arduino card.

Key words: DC machine, MCC modeling, pole placement control, LQR control.