



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة وهران 2 محمد بن أحمد
Université d'Oran 2 Mohamed Ben Ahmed

معهد الصيانة والأمن الصناعي
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle

Department : Maintenance en instrumentation

MÉMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Génie Industriel

Spécialité : Génie Industriel

Thème

Régulation avancé pour un processus industriel

Présenté et soutenu par :

Nom : **ABBASSI**

Prénom : **Tayeb**

Nom : **TOUHARI**

Prénom : **Mounir**

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
Mme HAIMOUR Rachida	MCB	IMSI-Univ. D'Oran2	Président
Mme AOUIMER Yamina	MAA	IMSI-Univ. D'Oran2	Examineur
Mr KACIMI abderrahmane	MCB	IMSI-Univ. D'Oran2	Encadreur
Mr HENNI MANSOUR Abdelwahab	Doctorat	ENPO	Co-encadreur

Année 2021/2022

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier notre dieu tout puissant de nous avoir donné, la force et le courage, la santé, les moyens afin de pouvoir accomplir ce modeste travail.

Nous remercions notre promoteur Mr KACIMI abderrahmane pour ses précieuses orientations, et Mr Abd Al Hamid et Mr HENNI MANSOUR Abdelwahab son aide et ses conseils tout au long de ce projet.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et respect à tous les professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

Nos remerciements les plus chaleureux vont à nos chères FAMILLES pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien durant toutes ces années d'études.

Enfin, un remerciement tout particulier à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

Dédicace

Je dédie ce travail qui n'aura jamais pu voir le jour sans les soutiens indéfectibles et sans limite de mes chers parents qui ne cessent de me donner avec amour le nécessaire pour que je puisse arriver à ce que je suis aujourd'hui. Que dieux vous protège et que la réussite soit toujours à ma portée pour que je puisse vous combler de bonheur.

Je dédie aussi ce travail à :

Nos chers parents

Nos sœurs et nos frères

Toutes nos familles

Tous mes amis, mes collègues spécialement mon meilleur amie ABBASSI TAYEB et tous ceux qui m'estiment.

Dédicaces

C'est avec profonde gratitude et sincères mots, que je dédie ce modeste travail de fin d'étude à mes chers parents ; qui ont sacrifié leur vie pour ma réussite et m'ont éclairé le chemin par leurs conseils judicieux.

J'espère qu'un jour, Je pourrai leurs rendre un peu de ce qu'ils ont fait pour moi, que dieu leur prête bonheur et longue vie. Je dédie aussi ce travail à mes frères.

J'espère que ce travail soit un exemple pour vous de persévérance, de courage et de générosité.

Je tiens dédier ce travail :

A toute ma famille ainsi que mes amis.

A mon binôme et meilleur ami «**TOUHARI Mounir**».

A tous ceux que j'aime.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous mes ami(e)s et mes camarade.

Tayeb

Sommaire

Introduction général.....	1
Chapitre I : Théorie de contrôle.....	2
I.1-Introduction	3
I.2-Définition du control asservis	3
I.3-Objectifs d'un système asservi	4
I.4 -Contrôleur PID	4
I.4.1-Définition	4
1.4.2-PID robuste H_{∞}.....	6
I.5- Qu'est ce qu'une commande avancée ?.....	7
I.5.1-Une brève histoire de la théorie de contrôle.....	7
I.5.2-Définition de la commande avancée.....	9
I.6-Calcul des paramètres du PID$_{\infty}$	9
I.7-Conclusion :	12
Chapitre II :Système expérimental	14
II.1- Moteur à courant contenu.....	15
II.1.1- Introduction	15
II.1.2-Construction du moteur à courant continu	16
II.1.3-Principe de fonctionnement	19
II.1.5- Les avantages et les inconvénients des machines à courant continu	22
II.1.6-Conclusion	22
II.2- le système expérimental étudié.....	23
II.2.1- Introduction	23
II.2.2-Présentation du système expérimental	23
II.4-Conclusion	26
Chapitre III :Modélisation & Identification.....	27
III.1-Introduction	28
III.2 Modélisation	28
III.2.2-Équations du modèle électr mécanique.....	28
III.2.2.1 Equations électriques.....	28
III.2.2.2 Equation mécanique.....	28

III.3-Identification	29
III.3.1- les types d'identification	29
III.4- Identification linéaire du système	31
III.5-Conclusion	36
Chapitre IV : Simulation et Application	37
IV- Introduction	38
IV.1- Simulation et résultats	38
IV. 2- Résultats de la simulation	40
IV.3- Résultats d'expérience en temps réel	41
IV.4- Simulation	46
IV.5- Conclusion	46
Conclusion générale	47
Bibliographie	48
Annexe	49

Table de figure

Chapitre I

Figure I 1 Le système bouclé à retour unitaire.....	9
---	---

Chapitre II

Figure II 1 inducteur DC.....	17
Figure II 2 L'induit principe.....	18
Figure II 3 charbons-balais-moteur-électrique.....	19
Figure II 4 Schéma des principaux éléments constituant la machine à courant continu.....	20
Figure II 5 Principe de fonctionnement.....	21
Figure II 6 Photo du banc d'essais de laboratoire LAAS.....	23
Figure II 7 L'hacheur.....	24
Figure II 8 Carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D, (a) Carte DS1104 logée dans PC, (b) Panneaux de connexion « Entrée/Sortie dessiniaux ».....	25
Figure II 9 Capteur de vitesse.....	26

Chapitre III

Figure III 1 Identification en boucle ouverte.....	29
Figure III 2 La réponse graphique.....	30
Figure III 3 Les valeurs d'expérience.....	30
Figure III 4 Les interfaces de la fonction « ident ».....	31
Figure III 5 Fonction de transfert.....	32
Figure III 6 La méthode adoptée.....	32
Figure III 7 Bloc du Simulation.....	33
Figure III 8 Vecteur d'entrée.....	33
Figure III 9 Vecteur de sortie.....	34
Figure III 11 La précision de l'estimation atteint la valeur de 98% entre la valeur mesurée et la valeur estimée du modèle.....	35
Figure III 10 Les pôles et les zéros.....	35

Chapitre IV

Figure IV 1 simulation MATLAB.....	39
Figure IV 2 la vitesse.....	41
Figure IV 3 l'erreur.....	41
Figure IV 4 signal commandé.....	42
Figure IV 5 Vitesse souhaitée.....	43
Figure IV 6 Vitesse mesurée.....	44
Figure IV 7 Erreur de vitesse.....	44
Figure IV 8 Signal de commande.....	45

Liste de tableau :

Tableau I 1 Calcule des paramètres de PID classique.....	7
Tableau IV 2 les paramètres du contrôleur PID H^∞	40
Tableau IV 2 Les paramètres du PID classique.....	40
Tableau IV 3 Les paramètres PI H^∞ d'expérience	43

Symbole :

K	: Gain du système.
τ	: Constante de temps du système.
θ	: Retard du système.
$C(s)$: Correcteur.
$R(s)$: Sortie du correcteur.
$D(s)$: Perturbation.
PID	: Proportionnel Intégral et Dérivé.
K_p	: Gain Proportionnel .
T_i	: Temps d'intégration .
T_d	: Temps de dérivation .
$PID H_\infty$: Contrôleur PID basé sur la notion de H_∞
$SISO$: Single Input/Single Output

Introduction général

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu. Grâce à leurs avantages relatifs qu'elles présentent par rapport à d'autres types de machines (machin est à courant alternatif), elles sont largement employées dans plusieurs domaines de l'industrie.

Cette mémoire est composée d'une introduction, et un ensemble des quatre chapitres et une conclusion générale, répartie comme suit :

Le premier chapitre, est consacré la théorie de contrôle. Il est constitué d'un rappel des généralités sur la régulation, en donnant leur structure, le phénomène d'induction les différents types.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié moteur courant contenu ,enfin nous avons présenté le système expérimental

Le troisième chapitre, nous avons réservé une partie pour la modélisation du moteur à courant continu (équations du modèle électrique et mécanique),les types d'identification et Identification linéaire du système.

Le quatrième chapitre présente une partie de la simulation du moteur à courant continu

(Moteur à courant continu à excitation séparée) on utilisant la commande PIDH ∞ dans le programme MATLAB/SIMULINK.

Chapitre I :

Théorie de contrôle

I.1-Introduction :

L'augmentation du prix des équipements industriels (actionneurs, capteurs,...), de la matière première et l'imposition de contraintes sévères sur les performances (rendement, normes de pollution et de consommation,...) imposent la recherche d'un fonctionnement optimal des systèmes. Les techniques de commande suscitent beaucoup d'attention depuis de nombreuses années car ces méthodes sont un bon moyen d'accroître les performances de processus, sur tous leurs domaines de fonctionnement. De plus, les capacités de traitement et a rapidité d'exécution des calculateurs actuels permettent l'implantation de stratégies de commande de plus en plus sophistiqués.

La démarche de l'automatique classique (approche algorithmique) consiste, dans un premier temps, à construire un modèle mathématique, à base d'équations différentielles ou récurrentes, du système à piloter. A partir de ce modèle, une commande est déterminée (P.I.D, commande par retour d'état, commande optimale, ...) afin d'amener ce système dans les états désirés, tout en respectant des critères de performances (durée des transitoires, minimisation de l'énergie apportée, ...).

I.2-Définition du control asservis :

Un système asservi est un système qui prend en compte, durant son fonctionnement, l'évolution de ses sorties pour les modifier et les maintenir conforme à une consigne. Cette branche de l'automatique se décompose en deux autres sous branches (séparées artificiellement par l'usage) :

* **Régulation** : maintenir une variable déterminée, constante et égale à une valeur, dite de consigne, sans intervention humaine. Exemple : Régulation de température d'une pièce.

* **Systèmes asservis**: faire varier une grandeur déterminée suivant une loi imposée par un élément de comparaison. Exemple : Régulation de la vitesse d'un moteur, Suivi de trajectoire d'un missile.

L'asservissement est essentiellement analogique et utilise la partie analogique des trois moyens de base dont on dispose : mécanique, électrotechnique et électronique. La théorie des asservissements nécessite une bonne base mathématique classique (1).

Donc L'objectif global de la régulation peut se résumer par ces trois mots clés : **mesurer - comparer - corriger.**

I.3-Objectifs d'un système asservi :

Les principales qualités d'un asservissement sont au nombre de trois : stabilité, précision, et rapidité.

➤ **Stabilité**

Un système est dit stable si et seulement si à une entrée bornée $E(t)$ correspond une sortie bornée $S(t)$. Cette définition permet de qualifier la stabilité des systèmes forcés.

➤ **Rapidité**

La sortie doit atteindre la valeur de consigne le plus rapidement possible. Le temps de réponse doit être le plus petit possible. Le temps de réponse à 5% d'un système est le temps mis pour que sa sortie atteigne et reste dans l'intervalle [95% ; 105%] de la valeur finale stabilisée.

➤ **Précision**

Il est naturel d'évaluer la précision d'un système régulé en comparant l'objectif atteint par rapport à celui exigé. La précision d'un système régulé se mesure donc à l'écart entre la consigne demandée et la mesure en régime permanent ; on parle alors de précision statiques 'effectuée en réalisant une variation rapide de consigne en amplitude et en mesurant la variation d'amplitude.

D'une façon générale, la synthèse d'un asservissement résulte d'un **compromis** stabilité –précision – rapidité.

I.4-Contrôleur PID :

I.4.1-Définition :

PID : Proportionnel Intégral Dérivé

C'est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'un système industriel. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie, et il permet de contrôler un grand nombre de procédés.

L'erreur observée est la différence entre la consigne et la mesure. Le PID permet 3 actions en fonction de cette erreur :

- Une action Proportionnelle : l'erreur est multipliée par un gain G .

- Une action Intégrale : l'erreur est intégrée sur un intervalle de temps s , puis divisée par un gain T_i .
- Une action Dérivée : l'erreur est dérivée suivant un temps s , puis multipliée par un gain T_d .

Il existe plusieurs architectures possibles pour combiner les 3 effets (série, parallèle ou mixte).

• Régulation à action proportionnelle (P) :

L'action proportionnelle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler. Elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide. On augmente le gain (on diminue la bande proportionnelle) mais, on est limité par la stabilité du système.

Le rôle de l'action P est de réduire l'erreur de réglage. On utilise un régulateur P lorsque la précision n'est pas importante.

Ce contrôleur est caractérisé par :

- Un gain K_P inférieur à l'unité qui permet d'accroître la stabilité mais, en même temps engendre un décroissement de la précision.
- Un gain K_P supérieur à l'unité qui permet d'accroître la précision mais cette fois, engendre un décroissement de la stabilité.

• Régulation à action intégrale (I) :

L'action intégrale complète l'action proportionnelle. Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale. Il est de loin le plus utilisé car sa conception est simple (amplificateur) et facile à mettre en œuvre.

T_i : est appelée la constante du temps d'intégration.

L'action intégrale augmente le gain et diminue la phase aux faibles fréquences. Si T_i augmente, la contribution de l'intégration diminue. Le système rejette plus lentement les perturbations. Inversement si T_i diminue, le système réagit plus rapidement sans laisser au système le temps de démarrer progressivement, le dépassement sur la sortie s'amplifie mais revient à zéro en régime permanent.

• Régulateur dérivateur pur D :

Le régulateur dérivé établit une valeur régulée en fonction de la vitesse de variation de l'erreur

et pas en fonctionne l'amplitude comme pour le régulateur P.

C'est pour cette raison qu'il réagit beaucoup plus rapidement qu'un régulateur P.

Même face à une petite erreur il va générer une grosse valeur régulée dès lors qu'il y a une variation d'amplitude de l'erreur. Le régulateur D sera inefficace face à une erreur résiduelle permanente, quelle que soit sa valeur puisque celle-ci reste constante (pas de variation d'amplitude donc pas de réaction du régulateur). C'est pourquoi ce type de régulateur sera rarement utilisé seul dans la pratique, il est couramment associé à un régulateur de type P.

- La constante de temps T_d de dimension l'unité de temps est appelée la constance de dérivation. Elle intervient également comme un gain.

- La fonction de transfert de ce type de correcteur est purement théorique : un système physique ne peut pas avoir un numérateur de degré supérieur à celui du dénominateur.

1.4.2-PID robuste H_∞

• Introduction :

La plupart des gens qui travaille dans le contrôle des systèmes industrielles utilisent le correcteur PID grâce à sa facilité en terme de calcul (ajustement de trois paramètres seulement), et en terme d'implémentation comparant avec les autres commandes et aussi leur efficacité avec une large marge des systèmes.

Considérant que $u(t)$ est le signal de commande, $e(t)$ est l'erreur. Un PID idéal peut s'écrire sous la forme suivante :

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (1.1)$$

Ou K_c est le gain, T_i est la constante d'intégration, et T_d est la constante de dérivation.

Supposant que $C(s)$ est la fonction de transfère de $e(t)$ à $u(t)$. la transformation de La place de l'équation (1.1) nous à donne :

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (1.2)$$

En général, on a les qualités suivantes du correcteur PID

- L'action proportionnelle est souvent utilisée pour la rapidité du système bouclé ;
- L'action intégrale est employée pour améliorer l'erreur en régime permanent ;
- L'action dérivée assure l'amélioration de la stabilité.

Jusqu'à aujourd'hui, la plupart des méthodes d'ajustement sont des méthodes empiriques. la limitation de ces méthodes c'est que l'utilisation des informations du système est partielle. Comme l'ajustement est un procédure essai-erreur, il est difficile de savoir jusqu'à quel point les résultats obtenus convergent vers la solution optimale et comment on peut ajuster les paramètres du contrôleur pour avoir les performances et la robustesse désirés. Parmi les meilleurs méthodes empiriques, la méthode de Ziegler-Nichols, il y a aussi deux autres méthodes qui sont moins notoires qui sont La méthode de la courbe de réaction (R-C) et la méthode C-C(2).

Les paramètres du PID calculées par les trois méthodes sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Méthode	R_C	C_C	Z_N
KKc	$1.2(\theta/\tau)^{-1}$	$1.35(\theta/\tau)^{-1} + 0.27$	$0.6KK_U$
T_I/τ	$2(\theta/\tau)$	$\frac{2.5(\theta/\tau)[1 + (\theta/\tau)/5]}{1 + 0.6(\theta/\tau)}$	$0.5 T_U/\tau$
T_D/τ	$0.5(\theta/\tau)$	$\frac{0.37(\theta/\tau)}{1 + 0.2(\theta/\tau)}$	$1.25 T_U/\tau$

Tableau I 3 Calcule des paramètres de PID classique.

Avec : K_u est le gain ultime, T_u est la période ultime.

Les méthodes empiriques donnent souvent des mauvaises réponses avec les systèmes à grand retard qui représentent 90% des systèmes industriels, par conséquent les gens du domaine ont commencé à chercher des nouvelles méthodes pour résoudre ce problème.

I.5- Qu'est ce qu'une commande avancée ?

I.5.1- Une brève histoire de la théorie de contrôle :

En revenant sur le développement de la théorie de contrôle, on passe en revue les tendances principales et les développements importants dans le contrôle. Bien que les dispositifs de contrôle automatique de toutes sortes remontent à l'antiquité, c'était J.C. Maxwell quia fourni la première analyse mathématique rigoureuse pour les systèmes de contrôle par rétroaction en 1868. Son travail sur l'analyse de la stabilité est généralement pris comme un point de départ

pour le développement de la théorie de contrôle. Le travail pionnier de Bode et Nyquist avant la seconde guerre mondiale a ouvert la voie au développement de la théorie de contrôle. Comme le noyau de la théorie classique du contrôle, la technique du domaine fréquentiel qu'ils ont présenté non seulement a des significations techniques et physiques évidentes, mais elle donne aussi des solutions acceptables aux problèmes pratiques. Même aujourd'hui, cette technique est un moyen indispensable pour analyser et concevoir des systèmes de contrôle. Puisque elle est née de l'impulsion de la pratique plutôt que des théories systématiques rigoureuses, la formulation est loin de la mathématisation. Il y a quelques problèmes qui doivent être clarifiés pour des études approfondies.

Par exemple :

- ❖ Quel est l'objectif mathématique pour la conception de systèmes de contrôle ?
- ❖ Comment le système de contrôle est-il optimisé dans la procédure de conception ?

Face à ces problèmes, la théorie de contrôle moderne a été proposée dans le début des années 1960. De nouveaux outils théoriques ont été introduits et quelques problèmes importants, tels que l'optimalité, la contrôlabilité et l'observabilité, ont été considérés. La théorie de contrôle moderne fournit la solution optimale unique pour la conception des systèmes de contrôle. Pour les ingénieurs familiers avec la réponse en fréquence de systèmes physiques, il est difficile d'utiliser la théorie mathématique sophistiquée dans la résolution de problèmes de contrôle pratiques. Plus grave est que la théorie ne pas aborder le problème de l'incertitude du modèle, qui est d'importance pratique. Il y a toujours de l'incertitude. Par conséquent, il est souhaitable que le contrôleur soit insensible à l'incertitude du modèle ; c'est-à-dire que le contrôleur devrait être robuste. Depuis la fin des années 1970, la robustesse est devenu un objectif majeur de l'étude de contrôle et les réalisations connexes ont formé la théorie de contrôle robuste (2). Parallèlement au développement de la théorie de contrôle robuste.

Les principales différences entre les approches de

contrôle classiques et modernes sont les suivantes :

- ❖ Le contrôle classique se réfère principalement aux systèmes SISO.

- ❖ Les méthodes de conception sont généralement graphiques (par exemple : le lieu des racines, diagrammes de Bode et de Nyquist,...etc.) et, par conséquent, ils ne nécessitent pas des mathématiques avancées.
- ❖ La conception moderne fait référence à des systèmes MIMO complexes.
- ❖ Les méthodes de conception moderne sont généralement analytique et nécessite des mathématiques avancées.

Aujourd'hui, les systèmes de contrôle automatique sont un domaine de recherche scientifique très important dans le développement technologique. Dans le monde entier, un grand nombre de chercheurs visent à développer de nouvelles techniques de contrôle et les appliquer à autant de domaines de l'activité humaine (3).

I.5.2-Définition de la commande avancée

Selon ce que nous avons vu concernant le développement des différentes approches de contrôle, une commande dite avancée si elle se base dans sa synthèse sur deux piliers fondamentaux :

- Les nouvelles notions portées par cette théorie tel que la stabilité interne, la fonction de sensibilité directe et complémentaire, la stabilité du correcteur, l'état de l'actionneur ...etc.
- La notion d'optimalité qui consiste à utiliser le bagage mathématique avancé pour trouver la solution optimale qui convient avec les objectifs de la nouvelle technologie.

Dans certaine littérature (3), une commande avancée désigne toutes les lois de commande qu'ont été découvertes après les années 1974.

I.6-Calcul des paramètres du PID_{∞} :

On considère le système bouclé à retour unitaire :

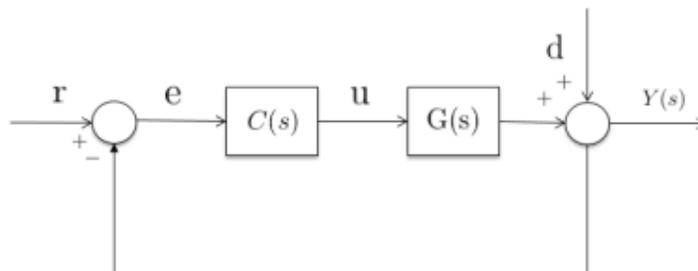


Figure I 1 Le système bouclé à retour unitaire.

$G(s)$ est un système stable. Selon le paramétrage de Youla [Annexe A], un contrôleur stable peut s'écrire sous la forme :

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1-G(s)Q(s)} \quad (1.3)$$

Où $Q(s)$ est une fonction de transfert stable. Si le modèle est exacte, la fonction de transfert de $d(s)$ à $y(s)$ est donnée par :

$$S(s) = 1 - G(s)Q(s) \quad (1.4)$$

On prend l'indice de performance de la norme H_∞ :

$$\min \|W(s)S(s)\|_\infty$$

Où $W(s)$ est une fonction de pondération, on peut la choisir comme étant la norme 2 d'un système borné supérieurement par l'unité.

On suppose que $W(s) = 1/s$.

la fonction de pondération d'un contrôleur optimale H_∞ doit satisfaire la condition :

$$\|r(s)/W(s)\|_2 \leq 1$$

D'où, on peut prendre $W(s) = 1/s$

On considère le modèle d'un système de premier ordre avec retard suivant :

$$G(s) = \frac{K}{1+\tau_s} e^{-\theta s} \quad (1.5)$$

Selon l'approximation de Pade :

$$e^{-\theta} = \frac{1-\theta s/2}{1+\theta s/2} \quad (1.6)$$

Le système approximé est :

$$G(s) = K \frac{1-\theta s/2}{(\tau s+1)(1+\theta s/2)} \quad (1.7)$$

L'astuce est de désigner un correcteur pour un modèle approximé puis on l'utilise pour le système réel.

selon le théorème des modules maximums [Annexe B], on a :

$$\begin{aligned} & \| W(s)S(s) \|_{\infty} \\ &= \| W(s)[1 - G(s)Q(s)] \|_{\infty} \\ &= \sup_{\text{Res}>0} | W(s)[1 - G(s)Q(s)] |. \end{aligned}$$

$G(s)$ a un zéro $s=2/\theta$ qui appartient à Ω . Donc $s=2/\theta$ est un point intérieur de Ω .

$$\begin{aligned} & \sup_{\text{Res}>0} | W(s)[1 - G(s)Q(s)] |. \\ & \geq | W(s)[1 - G(s)Q(s)] |_{s=2/\theta} = \theta/2. \end{aligned}$$

Pour résoudre l'équation ci-dessus, les conditions suivantes doivent être considérées :

1. $Q(s)$ devrait vérifier la stabilité interne.
2. Pour rendre le contrôleur physiquement réalisable, $Q(s)$ devrait être propre.
3. Pour avoir la norme ∞ fini, $Q(s)$ devrait satisfaire :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(s) = \lim_{s \rightarrow 0} [1 - G(s)Q(s)] = 0 \tag{1.8}$$

Cette contrainte est également requise pour le suivi asymptotique. Il compliquera le problème de conception en considérant simultanément ces contraintes. Pour obtenir un correcteur qui peut garantir les performances désirées de la boucle fermée, l'idée est de desserrer l'exigence de propriété d'abord et de trouver le $Q(s)$ optimal $Q_{opt}(s)$. Un $Q(s)$ approprié peut alors être obtenu on tend $Q_{opt}(s)$ vers 0 dans les hautes fréquences. Cette technique a été utilisée pour mettre en œuvre un contrôleur PID pratique. On sait que le minimum de $k W(s)S(s)$ est $\theta / 2$. D'où

$$Q_{opt}(s) = \frac{W(s) - \theta/2}{W(s)G(s)} = \frac{(\tau s + 1)(1 + \theta s/2)}{K} \tag{1.9}$$

$Q_{opt}(s)$ est impropre, donc il faut introduire un filtre passe bas pour rouler $Q_{opt}(s)$ off dans les hautes fréquences. On choisit le filtre suivant :

$$J(s) = \frac{\beta}{(\lambda s + 1)^2} \quad (1.10)$$

β est une constante et λ est un réel positif. Le filtre ne doit pas violer la contrainte du suivi asymptotique :

$$\lim_{s \rightarrow 0} [1 - G(s)Q_{opt}(s)J(s)] = 0 \quad (1.11)$$

Donc, nous avons :

$$Q(s) = Q_{opt}(s)J(s) = \frac{(\tau s + 1)(1 + \theta s/2)}{K(\lambda s + 1)^2} \quad (1.12)$$

λ Est un paramètre ajustable lié directement aux performances de la boucle fermée. Un petit λ donne une réponse rapide. Par contre, un grand λ donne une lente réponse.

Pour $\lambda \rightarrow 0$, $\|W(s)S(s)\|_{\infty}$ tend vers sa valeur optimale. λ dite degré de performance.

D'où, la forme finale de notre correcteur est :

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - G(s)Q(s)} = \frac{1}{K} \frac{(\tau s + 1)(1 + \theta s/2)}{\lambda^2 s^2 + (2\lambda + \theta/2)s} \quad (1.13)$$

On a abouti finalement à un correcteur sous forme de PID. La qualité spéciale de ce correcteur c'est qu'il ignore les deux pôles du système approximé. D'après la formule précédente, on peut tirer les paramètres du correcteur :

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \frac{1}{T_F s + 1} \quad (1.14)$$

D'où les paramètres du PID H_{∞} sont :

$$K_C = \frac{T_I}{K(2\lambda + \theta/2)} \quad (1.15)$$

$$T_i = \frac{\theta}{2} + \tau \quad (1.16)$$

$$T_d = \frac{\theta\tau}{2T_I} \quad (1.17)$$

$$T_F = \frac{\lambda^2}{2\lambda + \theta/2} \quad (1.18)$$

I.7-Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre la théorie des commandes utilisés, on a commencé par une petite introduction sur le contrôle des systèmes. Puis, on a cité la Définition du control asservis et son Objectifs. Ensuite, on a présenté le Contrôleur PID et PID robuste H_∞ et le calcul des paramètres du PID robuste.

Chapitre II :

Systeme experimental

II.1- Moteur à courant continu

II.1.1- Introduction :

Le moteur à courant continu est une machine tournante qui exploite le fait qu'un conducteur placé perpendiculairement à un champ magnétique et parcouru par un courant se déplace en fauchant le champ magnétique : il est donc capable de produire un effort mécanique.

La constitution d'un moteur électrique est identique à celle d'une dynamo, ce qui signifie que la même machine peut fonctionner soit comme un moteur, pour produire une force, soit comme un générateur de courant, comme dans la dynamo, le champ magnétique produit par les pôles inducteurs du stator. On fait circuler un courant dans les conducteurs du rotor; ceux-ci, étant perpendiculaires au champ, sont soumis à une force magnétique.

Le bobinage est réalisé de telle sorte que les forces de chacun des conducteurs s'additionnent. La force totale du moteur est la somme des forces qui s'exercent sur les conducteurs: on l'appelle couple du moteur.

•Historique :

En 1821, après la découverte du phénomène du lien entre électricité et magnétisme, l'électromagnétisme, par le chimiste Danois Oersted, le physicien anglais Michael Faraday construit deux appareils pour produire ce qu'il appela une « rotation électromagnétique » : le mouvement circulaire continu d'une force magnétique autour d'un fil, en fait la démonstration du premier moteur électrique. Le schéma de la roue de Barlow En 1822, Peter Barlow construit ce qui peut être considéré comme le premier moteur électrique de l'histoire : la « roue de Barlow » qui est un simple disque métallique découpé en étoile et dont les extrémités plongent dans un godet contenant du mercure qui assure le passage du courant. Elle ne produit cependant qu'une force juste capable de la faire tourner, ne lui permettant pas d'application pratique. Le premier commutateur utilisable expérimentalement a été inventé en 1832 par William Sturgeon. Le premier moteur à courant continu fabriqué avec l'intention d'être commercialisé a été inventé par Thomas Davenport en 1834 puis breveté en 1837(4).

Ces moteurs n'ont pas connu de développement industriel à cause du coût des batteries à l'époque. On doit la vérification pratique de la réversibilité des machines électriques au physicien italien Antonio Pacinotti en 1864(5).

En 1869, l'inventeur belge Zénobie Gramme rend possible la réalisation des génératrices à courant continu en imaginant le collecteur. Il améliore les premières versions archaïques

d'alternateurs (1867) et devient célèbre en retrouvant le principe de l'induit en anneau de Pacinotti. En 1871, il présentera à l'Académie des sciences de Paris la première génératrice industrielle de courant continu, que l'on appela machine de Gramme. En 1873, Hippolyte Fontaine, partenaire de Zénobie Gramme réalise la première application industrielle de la transmission électrique des forces. Tout en démontrant à l'occasion de l'exposition de Vienne, la réversibilité de la machine de Gramme, il présente une expérience associant dynamo et moteur à courant continu, séparés par 2 km de fils électriques. Avant cette expérience décisive, l'énergie mécanique des cours d'eau devait être utilisée sur place, car intransportable sur de longues distances.

II.1.2-Construction du moteur à courant continu :

II.1.2.1-L'inducteur :

L'inducteur d'un moteur à courant continu est la partie statique du moteur. Il se compose principalement :

de la carcasse, des paliers, des flasques de palier, des portes balais.

Le cœur même du moteur comprend essentiellement :

Un ensemble de paires de pôles constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques.

Les enroulements (ou bobinage en cuivre) destinés à créer le champ ou les champs magnétiques suivant le nombre de paires de pôles.

Pour des moteurs d'une certaine puissance, le nombre de paires de pôles est multiplié afin de mieux utiliser la matière, de diminuer les dimensions d'encombrement et d'optimiser la pénétration du flux magnétique dans l'induit.



Figure II 1 inducteur DC.

II.1.2.2- La carcasse :

On appelle carcasse la partie de la machine à laquelle sont fixés les pôles principaux et auxiliaires et à l'aide de laquelle la machine est réunie à la fondation. Une partie de la carcasse sert au passage du flux produit par les pôles principaux et auxiliaires est appelée culasse. Dans les machines dont l'induit a un grand diamètre on fixe à la carcasse la couronne avec les porte-balais.

II.1.2.3- Les pôles principaux :

Destinés à créer le flux magnétique principal. Ces pôles comprennent un noyau en tôle d'acier électromagnétique de 1mm d'épaisseur. Le noyau a un épanouissement polaire servant à faciliter le passage du flux magnétique par l'entrefer. On place sur le noyau du pôle une bobine de l'enroulement d'excitation par laquelle passe un courant continu. La bobine est enroulée sur un fourreau fabriqué soit en tôle d'acier de 1 ou 2mm d'épaisseur sur laquelle est collé un carton électrotechnique de 2 ou 3mm d'épaisseur, soit en matière plastique ou en papier bakélite. Dans les machines de faible et moyenne puissance les bobines de pôle sont souvent fabriquées sans fourreau. Afin de réduire l'hygroscopicité et d'augmenter la conduction de la chaleur, les bobines sont composées ou imprégnées à plusieurs reprises de vernis chaud et sont ensuite séchées au four. Pour assurer un meilleur refroidissement, on divise souvent la bobine en deux ou plusieurs parties en hauteur entre lesquelles, on laisse des

canaux de ventilation de largeur suffisante. Les pôles sont fixés à la carcasse à l'aide de boulons spéciaux(4).

II.1.2.4-L'induit :

C'est la partie tournante. C'est un cylindre ferromagnétique feuilleté constitué d'encoches dans lesquelles sont répartis des conducteurs voir la Figure II.2. C'est un enroulement fermé sur lui-même. Calé sur le rotor se trouve le collecteur, constitué de lamelles conductrices isolées entre elles. Le courant est acheminé dans le cas du moteur, ou récupéré dans le cas de la génératrice, grâce à deux balais en carbone frottant sur le collecteur (6).

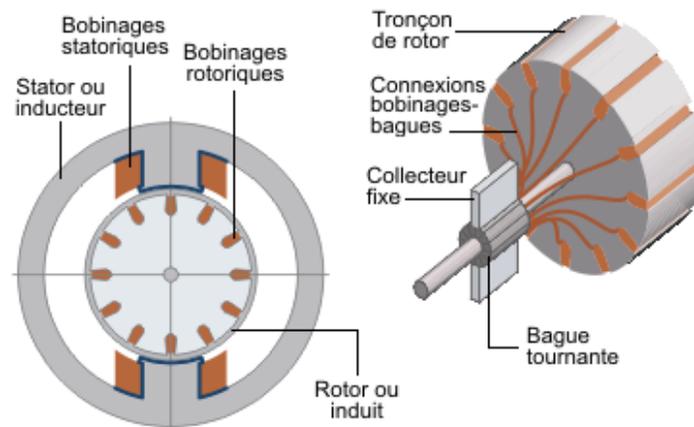


Figure II 2 L'induit principe.

II.1.2.5- Les pôles auxiliaires :

Les pôles auxiliaires installés entre les pôles principaux sont destinés à éliminer les étincelles sous les balais (dans les machines de très faible puissance, vu le manque de place, on ne prévoit pas de pôles auxiliaires).

II.1.2.6- Les balais :

Les balais assurent le passage du courant électrique entre l'alimentation et les bobinages de l'induit sous forme d'un contact par frottement. les balais sont en graphite et

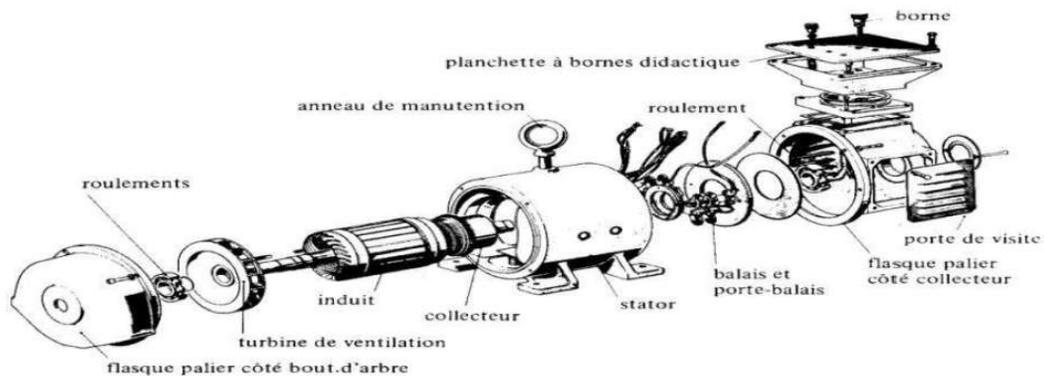


Figure II 4 Schéma des principaux éléments constituant la machine à courant continu.

Lorsque le bobinage d'un inducteur de moteur est alimenté par un courant continu, sur le même principe qu'un moteur à aimant permanent (comme la figure ci dessous), il crée un champ magnétique (flux d'excitation) de direction Nord-Sud. Une spire capable de tourner sur un axe de rotation est placée dans le champ magnétique. De plus, les deux conducteurs formant la spire sont chacun raccordés électriquement à un demi collecteur et alimentés en courant continu via deux balais frotteurs.

D'après la loi de Laplace (tout conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à une force), les conducteurs de l'induit placés de part et d'autre de l'axe des balais (ligne neutre) sont soumis à des forces F égales mais de sens opposé en créant un couple moteur : l'induit se met à tourner !

Si le système balais-collecteurs n'était pas présent (simple spire alimentée en courant continu), la spire s'arrêterait de tourner en position verticale sur un axe appelé communément "ligne neutre". Le système balais-collecteurs a pour rôle de faire commuter le sens du courant dans les deux conducteurs au passage de la ligne neutre.

Le courant étant inversé, les forces motrices sur les conducteurs le sont aussi permettant ainsi de poursuivre la rotation de la spire.

Dans la pratique, la spire est remplacée par un induit (rotor) de conception très complexe sur lequel sont montés des enroulements (composés d'un grand nombre des pires) raccordés à un collecteur "calé" en bout d'arbre. Dans cette configuration, l'induit peut être considéré comme un seul et même enroulement semblable à une spire unique.

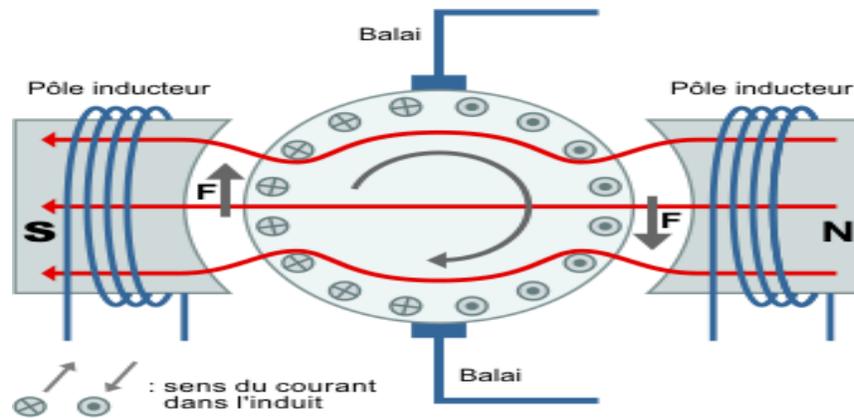


Figure II 5 Principe de fonctionnement.

II.1.4-Les différents types de moteurs :

On distingue deux types de moteurs à courant continu :

II.1.4.1-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 (8).

II.1.4.2- Les moteurs à inducteur bobiné :

Suivant l'application, les bobinages de l'inducteur et de l'induit peuvent être connectés de manière différente. On retrouve en général :

- Des moteurs à excitation indépendante.
- Des moteurs à excitation parallèle.
- Des moteurs à excitation série.
- Des moteurs à excitation composée.

La plupart des machines d'ascenseur sont configurées en excitation parallèle ou indépendante. L'inversion du sens de rotation des moteurs s'obtient en inversant soit les connexions de l'inducteur soit de l'induit.

II.1.5-Les avantages et les inconvénients des machines à courant continu :

Les machines à courant continu présentent des avantages très importants surtout les moteurs. Ils sont moins polluants et moins bruyants, ils démarrent seuls et facilement, facile à l'emploi dans le cas de démarrage fréquent, régularité du couple utile, possibilité d'inversion du sens de rotation sans utilisation de dispositifs mécaniques.

Les machines à courant continu ont des avantages mais aussi des inconvénients.

Ces inconvénients sont:

Elles ont une partie fragile (considérons comme point faible des machines à courant continu), cette partie est le collecteur et les ballais, il faut changer les ballais de temps en temps pour assurer le meilleur contact. Le prix d'un moteur à courant continu est plus de deux fois celui d'un moteur triphasé asynchrone de même puissance.

II.1.6-Conclusion :

Cette partie nous a permis de rappeler les différents éléments qui constituent un moteur à courant continu, le principe de fonctionnement, les différents types selon le mode d'excitation et Les avantages et les inconvénients des machines à courant continu.

II.2- le système expérimental étudié

II.2.1- Introduction :

Le banc d'essais a pour but de développer des méthodes de commande de le moteur DC en temps réel. Avant d'appliquer la commande avancé sur le banc d'essai, une étape de simulation sur Matlab/Simulink est indispensable pour la validation de ces méthodes, le bloc Simulink développé sera modifié de telle sorte qu'il soit compatible avec la carte dSPACE «temps réel ». L'interface de contrôle et de visualisation des signaux en temps réel sera réalisée via le logiciel Control Desk. Le système expérimental est donné par la figure II.13.

II.2.2-Présentation du système expérimental :

Le système expérimental se compose de trois parties de bases :

1. Moteur à courant continu et l'hacheur.
2. Système de contrôle (carte dSPACE DS1104).
3. Les capteurs (capteur de courant, de tension et de vitesse).

La figure ci-dessous représente le schéma synoptique et le banc d'essais de la plateforme expérimentale.

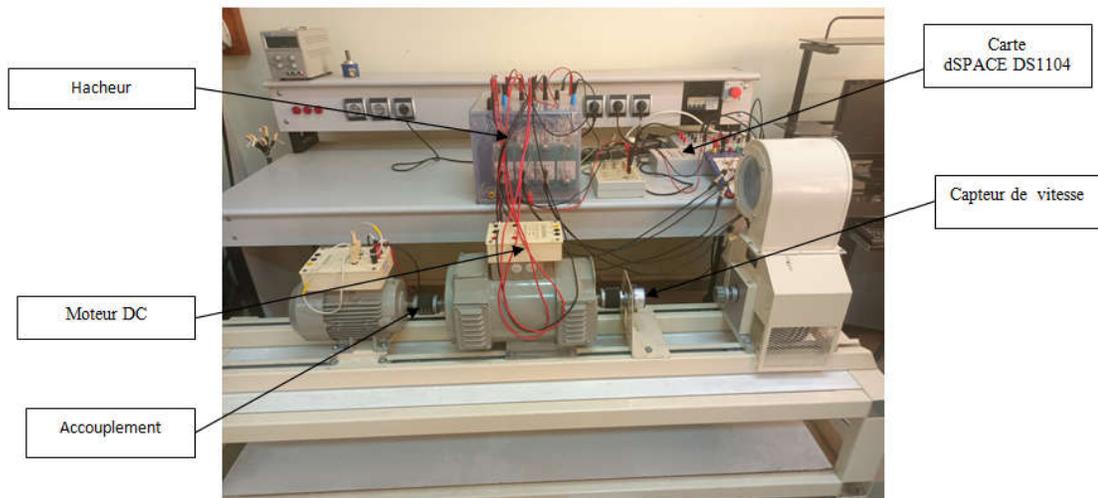


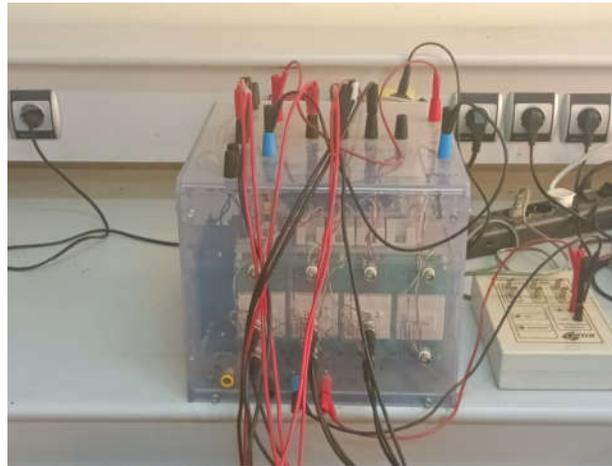
Figure II 6 Photo du banc d'essais de laboratoire LAAS

➤ **Moteur DC :****Moteur à Courant continu. SHUNT/SEPAREE**

INDUIT 220V 9A

INDUCTEUR 220V 0.6A

VITESSE : 1500t/min PUISSANCE : 1.5kW

➤ **L'hacheur :****Figure II 7 L'hacheur.**➤ **Carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D :**

Le système de dSPACE basé sur la recherche et développement DS1104 « DS1104 R&D », la carte DS1104 R&D est logée dans le Bus ISA du PC figure II.14(a). C'est un système complet de contrôle en temps réel basé sur un processeur à virgule flottante «PowerPC 604» fonctionné à 250 MHz est travaillant en tant que maître, et un deuxième processeur de type microcontrôleur de DSPTMS320F240, travaillant en tant qu'esclave. La carte DS 1104 dispose d'une interface soft « Control Desk ». Celui-ci, gère les composants temps réel « RTI : **R**eal **T**ime **I**nterface» sous l'environnement MATLAB/Simulink via un panneau de connexion « Entrée/Sortie des signaux ».Figure II.14(b).

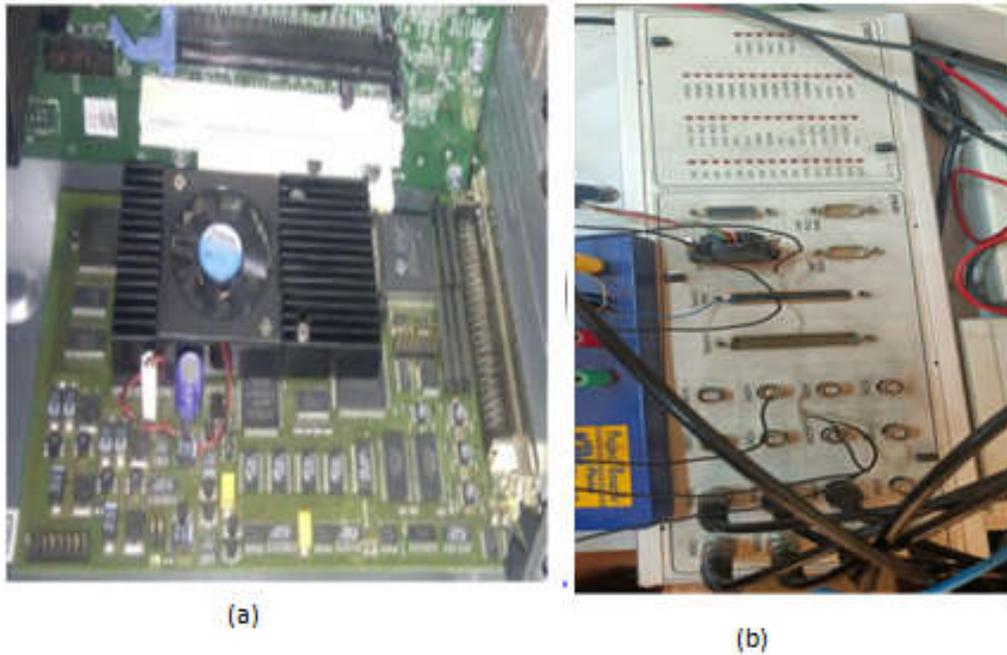


Figure II 8 Carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D,
(a) Carte DS1104 logée dans PC, **(b)** Panneaux de connexion « Entrée/Sortie des signaux »

➤ **Capteurs de tension et de courant :**

Ces capteurs sont conçus pour la mesure électronique des courants. Ils reposent sur le principe à effet Hall.

➤ **Capteur de vitesse :**

La vitesse est mesurée à l'aide d'un codeur incrémental

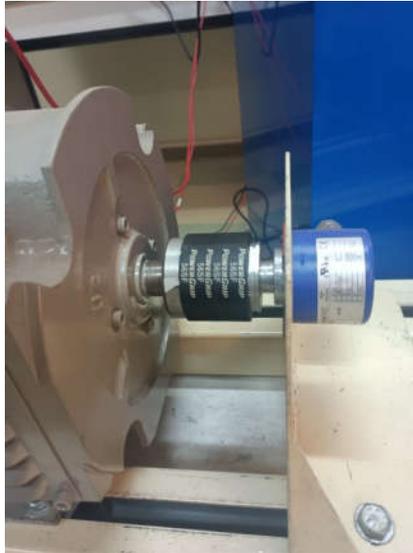


Figure II 9 Capteur de vitesse.

➤ **Alimentations variables monoposte**

Alimentations portatives alimentées par le secteur triphasé 400V avec neutre et terre délivrant 2 tensions continues variables 0-250V et une tension triphasée variable 0-430V.

II.4-Conclusion :

La phase d'identification des paramètres d'un moteur est très importante pour sa commande, car généralement le constructeur ne donne pas les paramètres. Le modèle mathématique et les paramètres du moteur ont été validé avec une comparaison entre la simulation et l'expérience, il reste la modélisation de l'hacheur pour alimenter la machine, car l'hacheur est un élément indispensable dans une phase de commande. Pour cela, le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et le choix d'une méthode qui pourra donner une bonne performance.

Chapitre III :

Modélisation&Identification

III.1-Introduction :

La machine à courant continu peut être modélisée par un groupe d'équations électrique, électromécanique et mécanique. Ces trois groupes d'équations nous permettront de mieux comprendre le fonctionnement réel de la machine. En général ces équations sont complexes. En effet, la répartition du flux, des enroulements et la géométrie propre de la MCC rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté. Dans ce chapitre nous allons présenter les procédures des modulations de la MCC .

III.2 Modélisation :

Définition : Après avoir rappelé le fonctionnement de moteur à courant continu, nous abordons la modélisation de la machine pour élaborer un modèle mathématique reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent

Source spécifiée non valide.,

III.2.1 Hypothèses simplificatrices :

Lors de la modélisation de la machine utilisée, on admet quelques hypothèses permettant une simplification du traitement.

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable;
- Machine d'une construction symétrique;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire);
- L'excitation des enroulements inducteurs est constante et égale à la valeur nominale;
- Les matériaux magnétiques ne sont pas saturés, ceci permet d'exprimer le flux comme une fonction linéaire du courant;
- On suppose que les pertes de fer hystérésis et courants de Foucault sont nulles;
- La réaction magnétique de l'induit n'est pas considérée;
- Tous les enroulements formant l'induit de la machine sont représentés par une résistance et une inductance. Leurs valeurs ne changent pas durant le fonctionnement.

III.2.2-Équations du modèle électrique et mécanique :

III.2.2.1 Equations électriques:

- Equation l'induit U_s :

$$U_s(t) = E(t) + Ri_s(t) + \frac{di_s(t)}{dt} \quad (\text{III.1})$$

III.2.2.2 Equation mécanique :

- Le couple électromagnétique C_e :

$$C_e(t) = C_r(t) + f.\Omega(t) + J\frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Avec:

$$E(t) = K_f \Omega(t) \quad (III.3)$$

$$C_e(t) = K_r i_s(t) \quad (III.4)$$

$$K_f = K \emptyset \quad (III.5)$$

III.3-Identification :

Définition : La fonction de transfert réelle d'un procédé industriel est pratiquement impossible à déterminer. Il est alors nécessaire d'utiliser un modèle qui soit le plus représentatif possible de ce procédé. Identifier un procédé, c'est rechercher à partir d'enregistrements, les paramètres qui caractérisent son modèle.

Parmi les nombreuses méthodes d'identification existantes, nous utilisons des méthodes simples applicables sans matériel spécial et sans connaissances théoriques particulières. On utilise des méthodes d'identification qui permettent de trouver un modèle de comportement traduisant le plus fidèlement le procédé autour d'un point de fonctionnement.

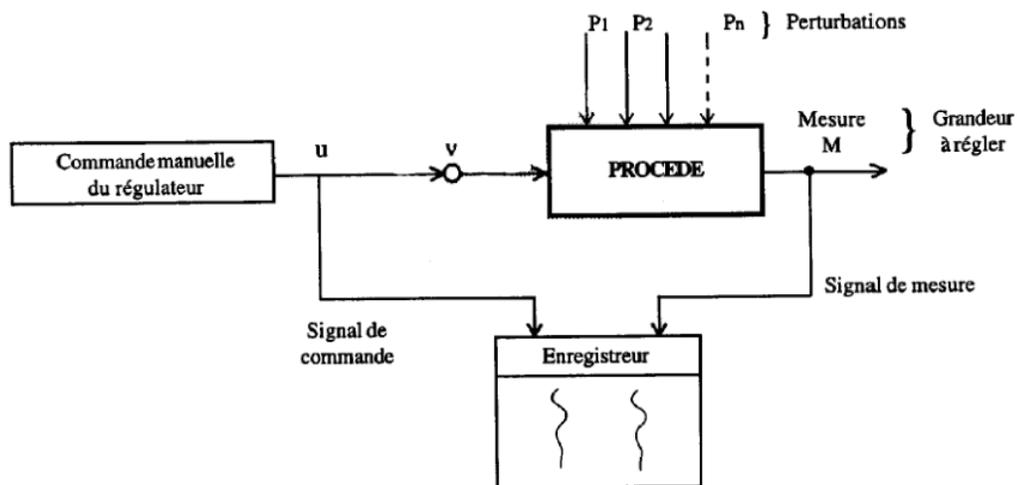


Figure III 1 Identification en boucle ouverte.

III.3.1- les types d'identification :

- Méthode de Broïda :

La méthode de Broïda est une méthode d'identification en boucle ouverte d'une réponse indicielle expérimentale qui consiste à assimiler la fonction de transfert d'un système d'ordre n à celle du premier ordre affectée d'un retard pur.

$$G(s) = \frac{K}{1+Ts} e^{-\tau s} \quad (III.6)$$

• **Méthode de STREJC :**

La méthode d'identification de STREJC est basée sur les propriétés géométriques de la réponse indicielle d'un système d'ordre n de fonction de transfert

$$W(s) = \frac{K}{(1 + Ts)^n} e^{-\tau s}$$

Méthode de CSYPKIN (échantillonnée)

Soit la réponse graphique, on doit identifier T (K est le gain statique)

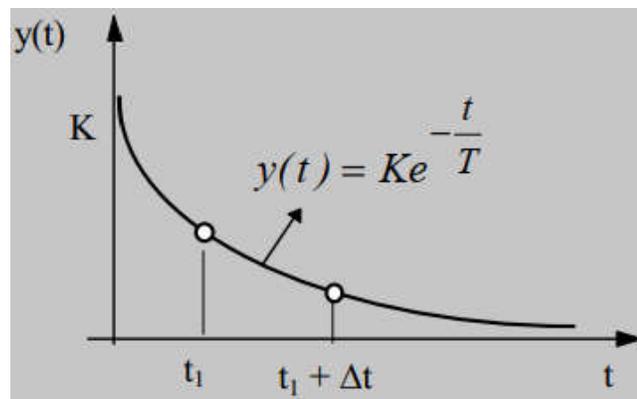


Figure III 2 La réponse graphique.

$$y(t + \Delta) = Ke^{-\frac{t_1 + \Delta}{T}} = e^{-\frac{t_1}{T}} \cdot Ke^{\frac{\Delta}{T}} = a \cdot y(t)$$

On relève par expérience les valeurs $y(t_i)$ et $y(t_i + \Delta)$, On trace la droite $y(t + \Delta) = a \cdot y(t)$

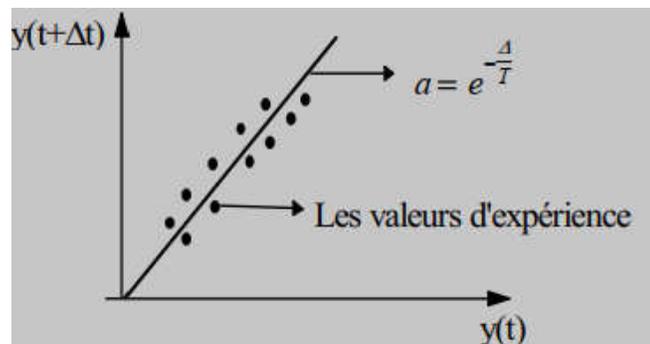


Figure III 3 Les valeurs d'expérience.

$$T = -\frac{\Delta}{\log a}$$

Remarque

La droite peut être déterminée par la méthode des moindres carrés pour déterminer **a**.

La méthode est inefficace si le pas Δ est trop petit, on recommande de prendre $\Delta = 0,5T$.

III.4- Identification linéaire du système :

Dans cette étape, on va identifier notre système par une fonction de transfert convenable avec la forme précédemment citée dans la section I.6 (un pôle), en utilisant l'instruction « ident » du Matlab. (Figure III 4).

Cette instruction nécessite les vecteurs d'entrée et de sortie, le type du modèle, le nombre de pôle et de zéros du système et la méthode adoptée.

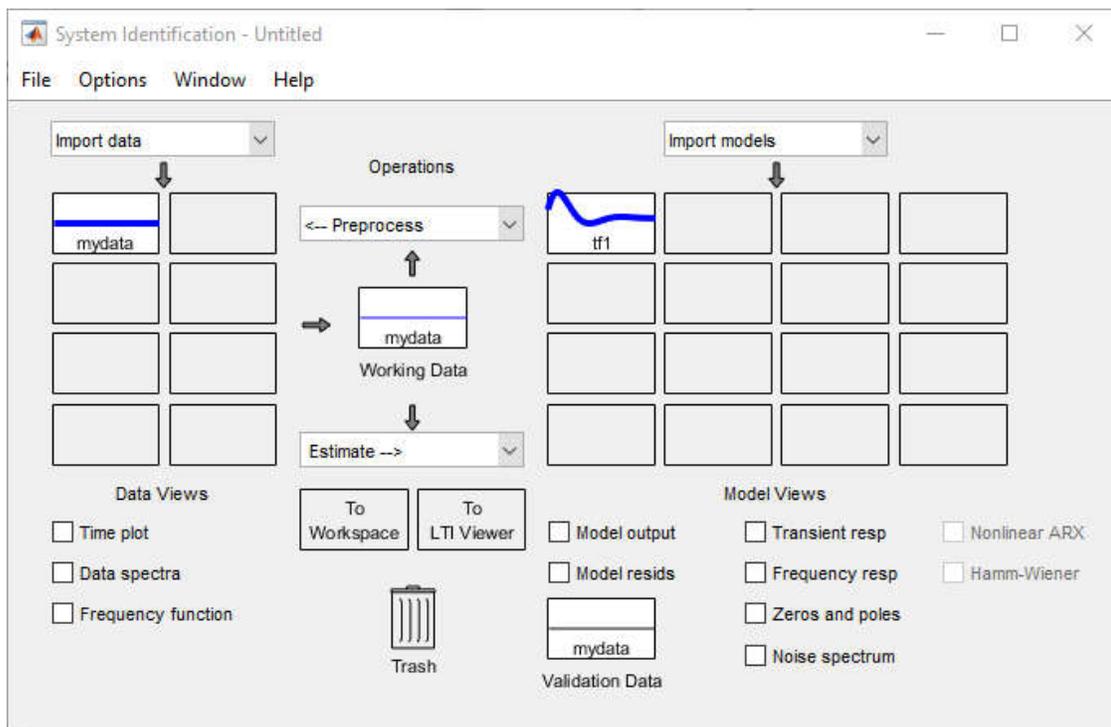


Figure III 4 Les interfaces de la fonction « ident »

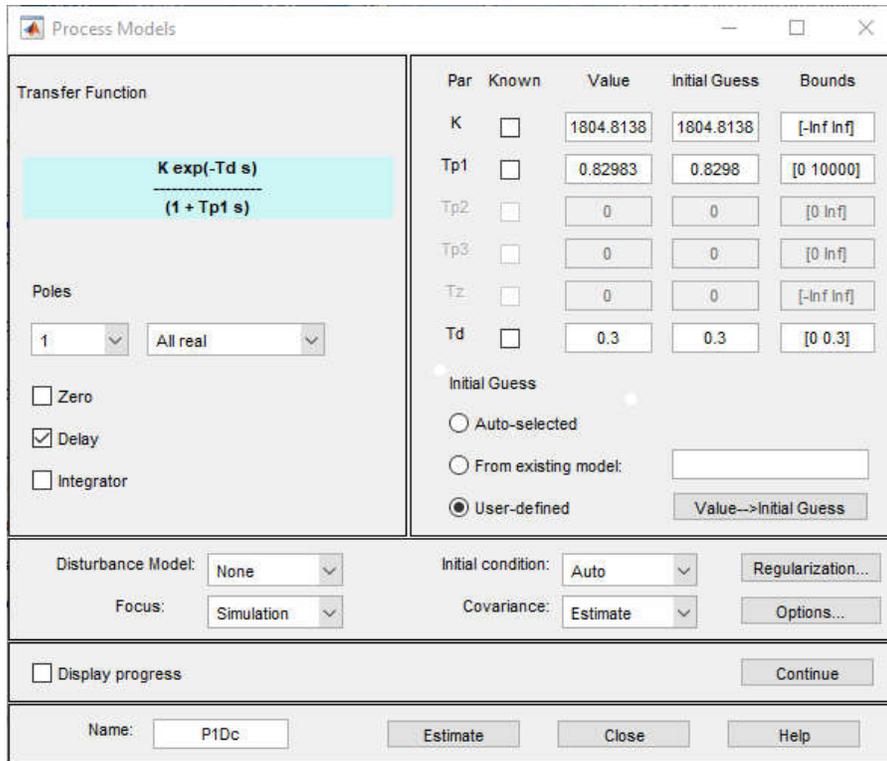


Figure III 5 Fonction de transfert

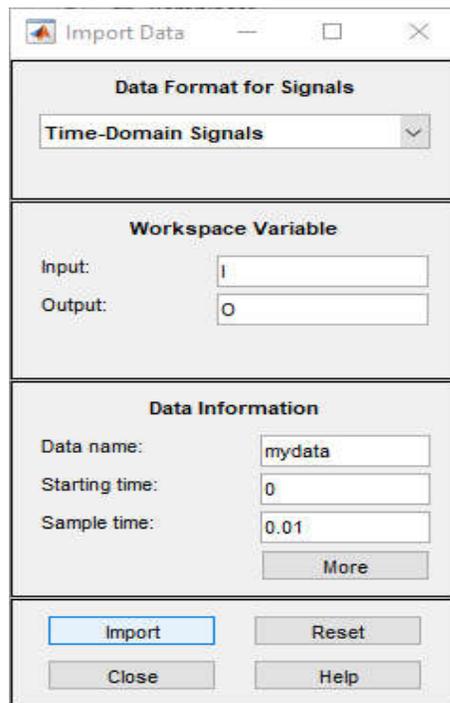


Figure III 6 La méthode adoptée.

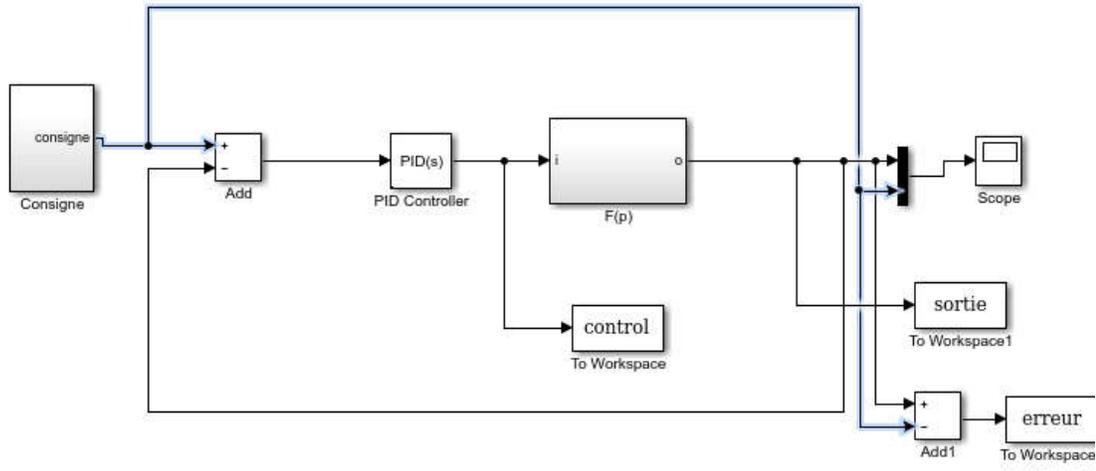


Figure III 7 Bloc du Simulation

Les deux vecteurs d'entré et de sortie extrait de l'expériences en temps réel sont :

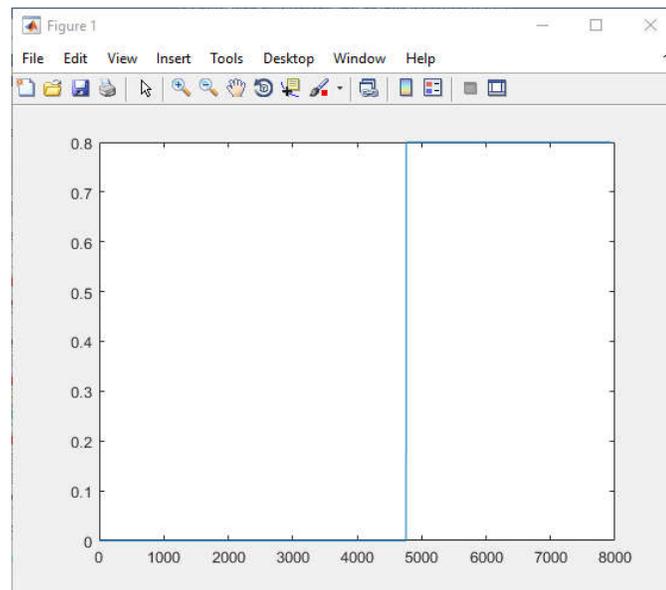


Figure III 8 Vecteur d'entré.

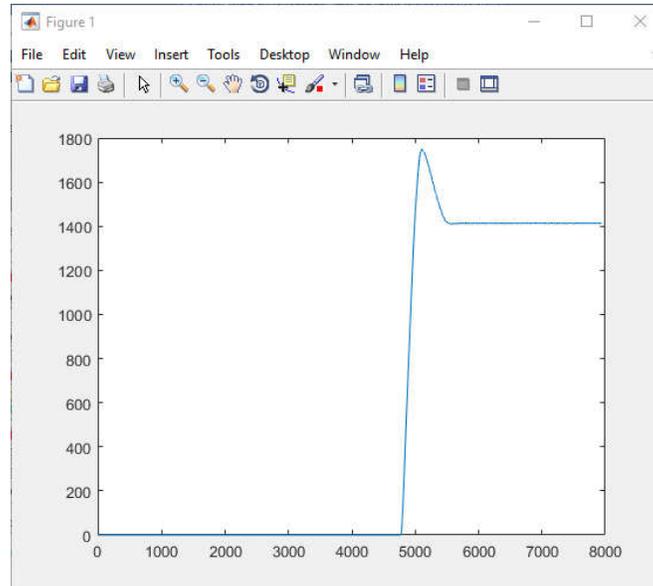


Figure III 9 Vecteur de sortie.

Alors ,la fonction de transfert identifiée du moteur est :

$$F(p) = \frac{1804.81e^{-0.3p}}{(1 + 0.8298p)}$$

- Le pôle de système est à partie réelle négatives d'où, le modèle est stable.

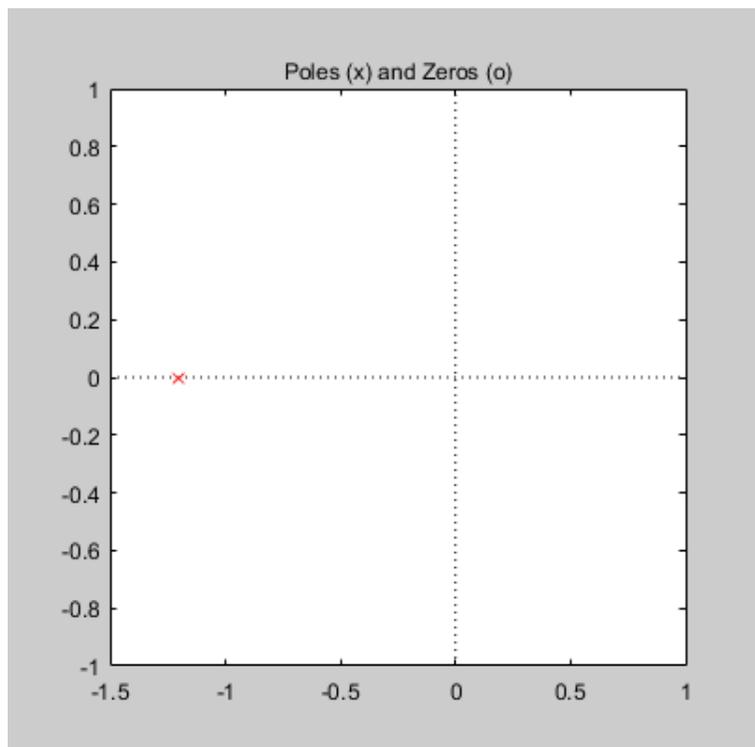


Figure III 10 Les pôles et les zéros .

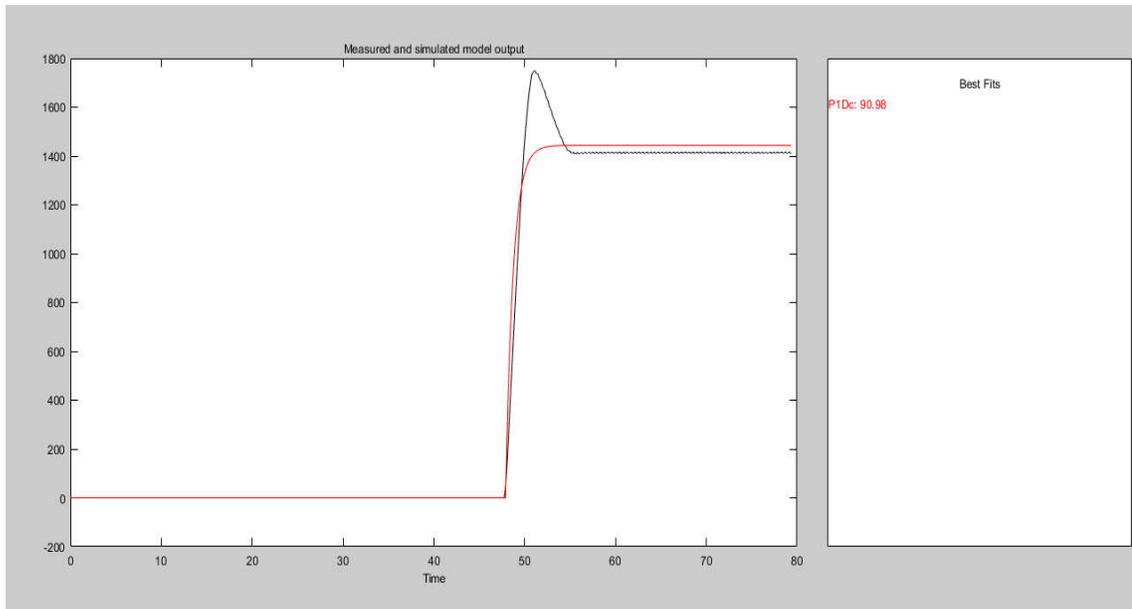


Figure III 11 La précision de l'estimation atteint la valeur de 98% entre la valeur mesurée et la valeur estimée du modèle.

III.5-Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre les types d'identification, les équations du modèle électrique et mécanique et l'identification linéaire du système.

Chapitre IV : Simulation et Application

IV- Introduction :

Ce chapitre présente l'application de la théorie de commande proposé sur le modèle du moteur précédemment identifié on la compare avec un PID classique pour illustrer notre travail. Finalement, un simple PI contrôleur est appliqué sur le moteur réel.

- Calcule les paramètres des PID :
- En utilisant le modèle du moteur identifié avec les expressions du paramètre du contrôleur présenté dans le première chapitre, les paramètres du contrôleur proposés sont présentés dans le tableau suivant.
- Notre fonction de transfert est
- D'après les expressions (I. 15-18), les paramètres du contrôleur PID H_∞ sont :

Contrôleur	Kp	Ti	Td
PID H_∞	0.00148	0.0.9793	0.1269

Tableau IV 1 les paramètres du contrôleur PID H_∞

- Les paramètres du PID classique sont :

Contrôleur	Kp	Ti	Td
PID	0.001	0.0006	0.0004

Tableau IV 2 Les paramètres du PID classique

IV. 2- Résultats de la simulation :

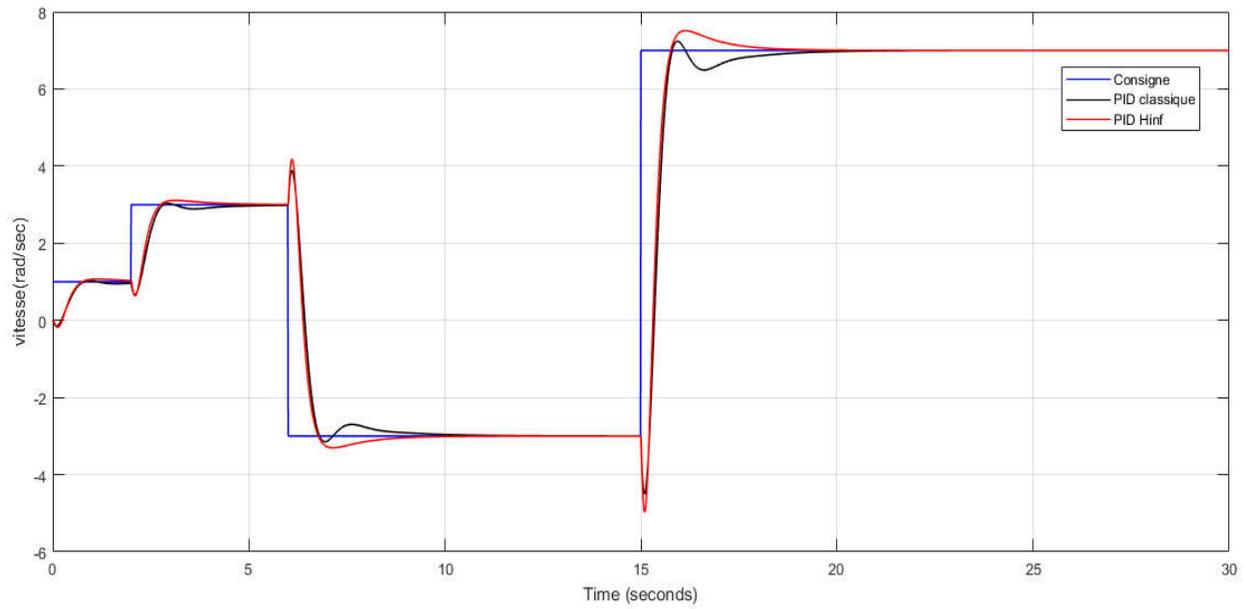


Figure IV 2 la vitesse.

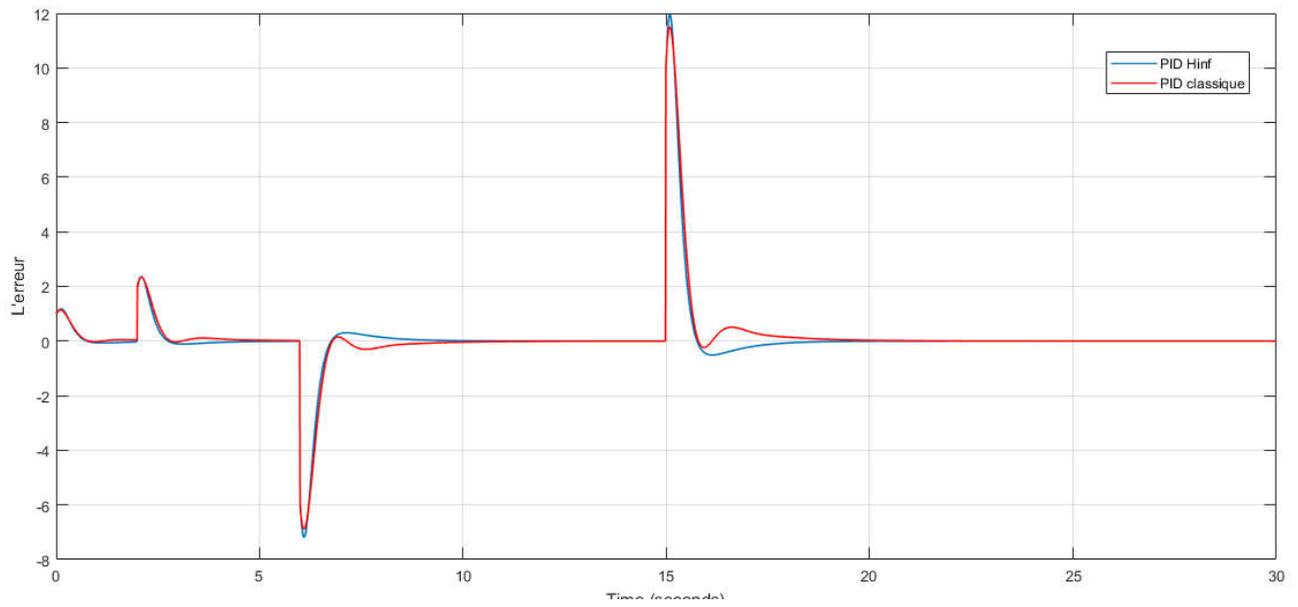


Figure IV 3 l'erreur.

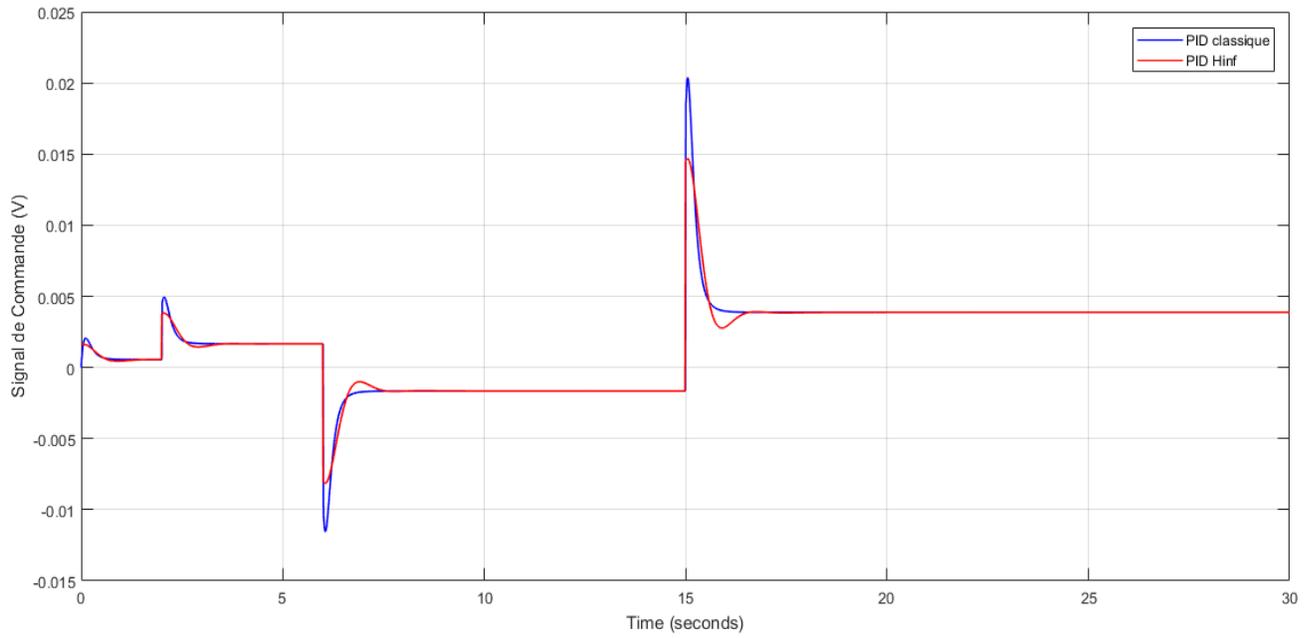
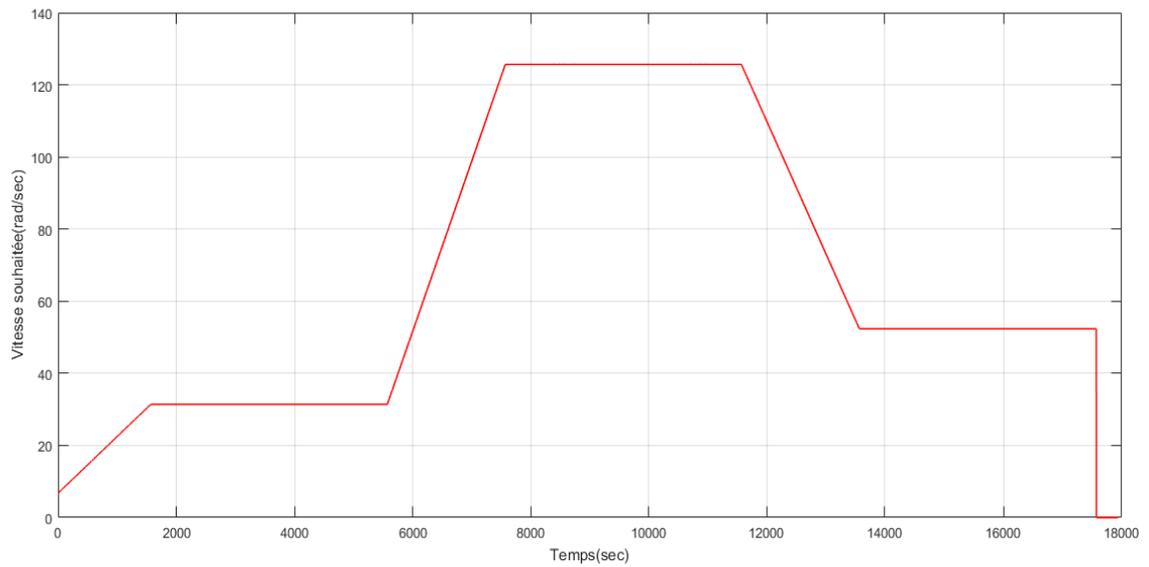


Figure IV 2 signal commandé .

IV.3- Résultats d'expérience en temps réel :

Contrôleur	K_p	T_i
PI H_∞	0.2	1.4

Tableau IV 3 les paramètres PI H_∞ d'expérience.**Figure IV 5 Vitesse souhaitée.**

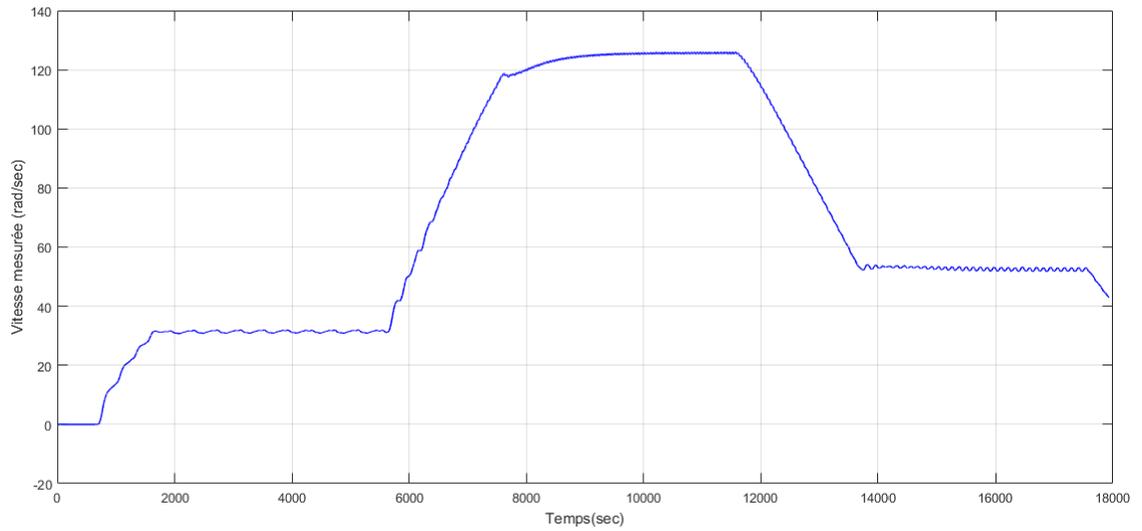


Figure IV 6 Vitesse mesurée.

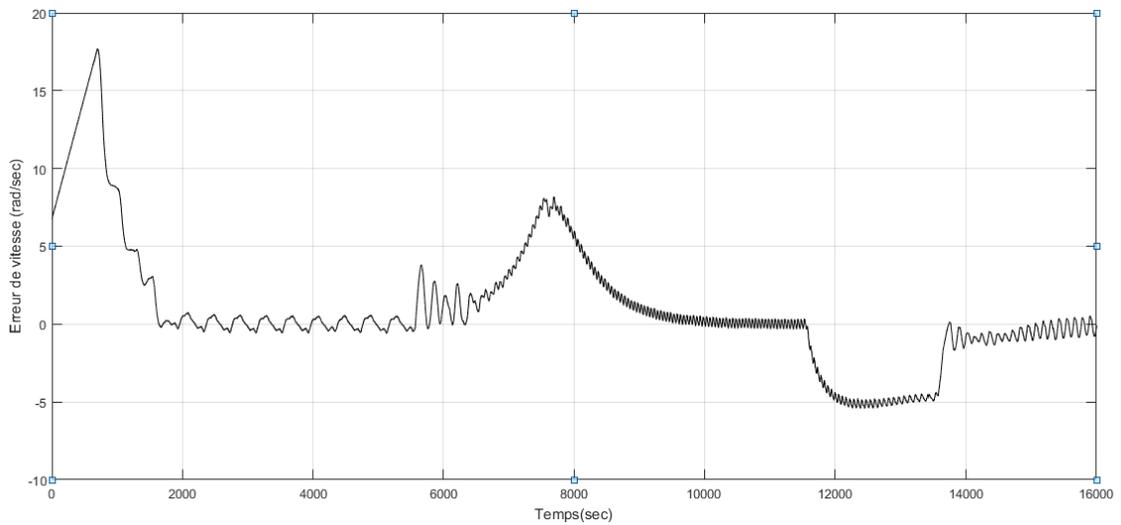


Figure IV 7 Erreur de vitesse.

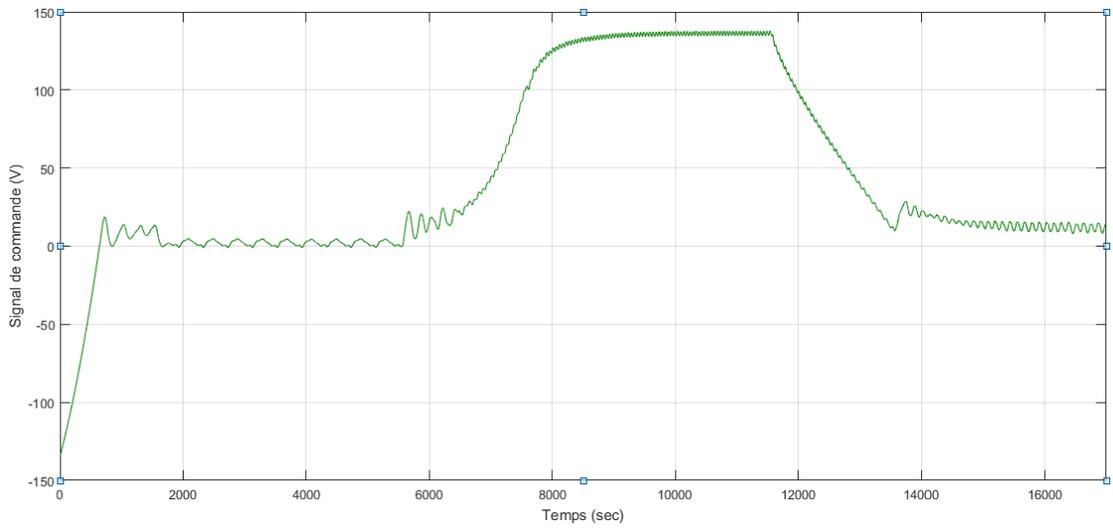


Figure IV 8 Signal de commande.

IV.4- Simulation :

- Avec la commande $PIDH_{\infty}$ nous avons garanti une poursuite sans oscillation avec une erreur statique minimale.
- la robustesse du $PIDH_{\infty}$ nous permet d'atténuer le dépassement dans la réponse du système.
- Avec le $PIDH_{\infty}$, la sortie suit parfaitement la consigne désiré avec un dépassement nul, et même le rejet de perturbation est beaucoup plus rapide
- Grâce à l'effet d'optimisation dans la synthèse du $PIDH_{\infty}$, on a eu un signal de commande optimal non saturé.
- Au point de vue d'engineering, un signal optimal nous aide à sauver notre actionneur et à augmenter sa durée de vie. Ce résultat nous à certifier que le choix de la commande est une décision cruciale dans le travail de l'ingénieur.
- Parmi les propriétés de la commande avancée qui caractérise la commande H_{∞} est la stabilité interne. Cette propriété est très importante pour le sauvetage de l'actionneur, car un correcteur instable peut stabiliser un système mais il met l'actionneur dans une situation de souffrance grâce à son signal de commande qui est peut-être illimité.
- La commande robuste H_2 est parmi les meilleures commandes robustes qui aident à arbitrer entre la robustesse et la performance, ou elle considère la moyenne entre les modèles incertains, par conséquent le résultat obtenu satisfait les deux objectifs d'une manière juste.

IV.5- Conclusion :

D'après les résultats obtenus, on voit bien que nous avons réussi d'améliorer ce qui est réalisé par le PID traditionnel en termes de performance et de robustesse ; ça nous confirme la faiblesse des méthodes empiriques devant les méthodes analytiques qui adoptent les aspects de la commande avancée dans leurs synthèses. Bien que de nombreuses méthodes de conception aient été développées, peu de travail a été réalisé sur la conception quantitative du contrôleur PID. Dans la plupart des cas, les résultats obtenus dans ce chapitre confirment les théories citées dans le premier chapitre tel que l'amélioration de la performance et la robustesse des différentes réponses de PID robuste par rapport aux résultats réalisés par le PID simple.

Par ailleurs, les différents problèmes trouvés dans cette étape montrent le grave écart entre la simulation et l'application pratique, ou la réalité impose tous les modes ignorés dans la simulation tel que les non linéarités, le couplage, l'incertitude entre le modèle étudié...etc

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans ce travail nous avons étudié la régulation avancée du moteur à courant continu par la régulation robuste de type PID H_∞ .

Le but de cette étude est l'amélioration des performances et de robustesse des différentes réponses obtenus par le PID robuste par rapport à ceux obtenus par le PID simple.

L'identification est le moyen le plus adéquat pour obtenir un modèle du système fiable et compatible avec la synthèse du régulateur robuste.

Les simulations ont montré nettement la supériorité du régulateur avancé, ce qui est vérifié pratiquement par son implémentation sur le banc d'essai d'un moteur à courant continu.

Bibliographie

1. », « **Mohammed-Karim FELLAH**. *Asservissements Linéaires Continus*. 2007.
2. **Zhang, Weidong**. *Quantitative Process Control Theory*. s.l. : CRC press (Taylor & Francis Groupe), 2011.
3. **Paraskevopoulos, P. N.** *Modern Control Engineering*. 2001.
4. **PROTROVSKI, M.KOSTENKO et.** *Machine électrique Tomel*. Moscou : Edition MIR Mouscou, 1979.
5. *bobinage des machines tournants*. **ANCEL, JEAN**. 3 11 1996, Technique de l'ingénieur, pp. 11-21.
6. **Guy Chateigner, Michel Boes, Daniel Bouix, Jacques Vaillant et Daniel verkindère**. *Manuale de génie électriques*. Paris : s.n., 2006.
7. *Moteur à courant continu*. energieplus-lesite.be/techniques/ascenseurs7/moteur-a-courant-continu/, 25 septembre 2007.
8. **HALILA, A.** *étude des machines à courant continu*. UNIV LAVAL : s.n., 2001.
9. **PROTROVSKI, M.KOSTINKO**. *Machine électrique Tomel*. Moscou : Edition MIR Moscou, 1979.
10. **Piotrovski, Mikhail Kostenko et Ludvik**. *Machines électriques*. Moscou : Éditions de Moscou, 1979.

Annexe A :

Paramétrage de Youla

On veut caractériser tous les contrôleurs qui stabilisent la boucle fermée du système. On introduit $Q(s)$ la fonction de transfert de $r(s)$ à $u(s)$:

$$Q(s) = \frac{C(s)}{1+G(s)C(s)} \quad (\text{A.1})$$

Le contrôleur du système peut être obtenu avec la relation inverse :

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1-G(s)Q(s)} \quad (\text{A.2})$$

Alors la matrice $H(s)$ définie dans la dernière section peut être réécrite comme

$$H(s) = \begin{bmatrix} G(s)Q(s) & 1 - G(s)Q(s)G(s) \\ Q(s) & -G(s)Q(s) \end{bmatrix} (\text{A.3})$$

Évidemment, le système est stable à l'interne si et seulement si $Q(s)$ est stable.

Théorème : Supposons que $G(s)$ est stable. Tous les contrôleurs qui stabilisent la boucle fermée peut être exprimée comme

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1-G(s)Q(s)} \quad (\text{A.4})$$

Annexe B :

Théorème des modules maximums

Théorème : Étant donné $F(s)$ fonction qui n'a pas de pôles dans un espace ouvert Ω .si $F(s)$ n'est pas constante, $|F(s)|$ n'atteint pas sa valeur maximale dans un intérieur de Ω .
Ce théorème est une base fondamentale dans l'analyse complexe.

Posant Ω est le demi-plan droit de l'axe imaginaire, et $F(s)=W(s)S(s)$, $F(s)$ est stable si et seulement si $F(s)$ n'admit pas des poles dans Ω .