

**République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique**



**Université d'EL-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologies**



**Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de
LICENCE ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et de Technologies
Filière: Génie mécanique
Spécialité: Électromécanique industriels**

Thème

***Commande PID d'un moteur à courant
continu***

Encadré par :
- Annane Adel

Réalisé par :
- BEHIR badr eddine
- MELIK mohammed
- BEHIR brahim

Année universitaire : 2013/2014

Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Monsieur *Annane Adel*, Maître assistant classe B au sein du département de mécanique à l'université d'El oued, qui a assuré la direction de ce travail. Au cours de cette année, j'ai profité d'un encadrement scientifique qualitatif. Je le remercie pour ses conseils pertinents et éclairés, son aide était pour moi d'une importance capitale dans la réalisation de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Je remercie aussi tous les enseignants et les responsables du Département de mécanique de l'Université d'El oued pour leurs aides et leurs encouragements.

Je remercie ainsi mes chers parents, mes frères et mes amis, sans oublier mes collègues dans le domaine de la recherche durant les années d'étude, je tiens à les remercier vivement.

Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Résumé :

L'application de la commande PID (Proportionnelle-Intégrale-Dérivée) est très répandue dans les systèmes industriels et automatiques, l'un des critères d'efficacité d'un PID est sa robustesse face aux changements. Elle permet d'effectuer une régulation des paramètres physiques (vitesse, position, température... etc.) des systèmes en boucle fermée, c'est à dire un système capable d'atteindre et de maintenir une certaine consigne en utilisant une mesure, dont il reste à déterminer la fonction permettant de corriger la commande en fonction de la consigne initiale et de l'erreur mesurée.

Dans notre cas, le système étudié est un moteur à courant continu dont le but est d'annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, le temps de montée et le temps de réponse afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'obtenir un système précis, rapide, stable et robuste

Abstract

The use of PID controller (Proportional-Integral-Derivative) is widespread in the industrial systems, one of criterion efficiency of PID is the robustness against changes of parameters variations. It allows for a regulation of physical parameters (speed, position, temperature.. etc...) in closed loop. Let a system to be capable to achieve and maintain a certain desired set point using a measure, which remains to determine the function which permit to correct the order according to the initial set point and the measured error.

In our case, the system is a DC motor where the aim is to cancel the steady-state error, reduce the overshoot, rise time and settling time for obtaining an adequate response of the process and regulation .

The objective is to get systems which is precise, fast, stable and robust.

SOMMAIRE

Nomenclature

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale 1

Chapitre I. Modélisation et choix du moteur à courant continu

I.1. Introduction	2
I.2. Description d'un moteur à courant continu	2
I.3. Modélisation d'un moteur à courant continu	3
I.4. Les différents modes d'excitations	3
I.4.1. Moteur à excitation séparée	3
I.4.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée)	4
I.4.3. Moteur à excitation série	5
I.4.4. Moteur à excitation compound (Composée)	5
I.5. Conclusion	6

Chapitre II. Généralités sur les systèmes asservis

II.1. Introduction	7
II.2. Principe général de la régulation	7
II.3. Système en boucle ouverte	7
II.4. Système en boucle fermée	8
II.5. Equation des systèmes linéaires	9
II.6. Précision et Stabilité des systèmes asservis	9
II.6.1. Précision	9
II.6.2. Stabilité	10
II.7. Influence des perturbations	11
II.8. Compensation des systèmes asservis	11
II.9. Conclusion	12

Chapitre III. . Modélisation d'un moteur à courant continu

III.1. Introduction	13
III.2. Modélisation d'un moteur à courant continu	13

III.3. Fonction de transfert du moteur	14
III.4. Conclusion.....	18

Chapitre IV. Commande PID d'un moteur électrique à courant continu

IV.1. Introduction	19
IV.2. La commande PID en régulation de vitesse et de position	20
IV.2.1. Cas d'une commande Proportionnelle ($K_i=K_d=0$)	21
IV.2.1.1. Effets du correcteur proportionnel	23
IV.2.1.2. Schéma électronique du « Correcteur Proportionnel »	23
IV.2.2. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale ($K_d=0$)	24
IV.2.2.1. Effets du correcteur proportionnel-Intégral	26
IV.2.2.2. Schéma électronique du « Correcteur Proportionnel-Intégral »	27
IV.2.3. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale-Dérivée	28
IV.2.3.1. Effets du correcteur proportionnel-Intégral-Dérivé	28
IV.2.3.2. Schéma électronique du «Correcteur P-I-D»	29
IV.2.4. Résumé sur l'action des paramètres (coefficients)	29
IV.3. Réglage des paramètres	29
IV.3.1 Méthode de Ziegler-Nichols	29
IV.3.1.1. Méthode de la courbe de réaction (Première méthode)	30
IV.3.1.2. Méthode d'oscillation (Seconde méthode)	31
IV.3.1.2.1. Application de la méthode	31
IV.4. Discrétisation de la commande PID analogique	34
IV.5. Conclusion	36
 Conclusion générale	 38
Annexes	39
Références bibliographiques	40

Nomenclature

P: La commande proportionnel .

PID :La commande proportionnel-intégral

PID: La commande proportionnel-intégral-dérivé

S : grandeur réglée (sortie)

E : grandeur réglant (entrée)

G(p) : fonction de transfert

H_{BF} : fonction de transfert en boucle fermée

E : grandeur réglant (consigne)

S : grandeur réglée

Pi : pôles de la fonction de transfert

Rei : partie réelle de Pi

Imi : partie imaginaire de Pi

u(t) : Tension appliquée au moteur

e(t) : Force contre électromotrice

i(t) : Intensité traversant le moteur

Ω (t) : Vitesse de rotation du rotor

Cu : Couple moteur généré

Cr : Couple résistant

f : Coefficient de frottement visqueux

J : Moment d' inertie de l' axe du rotor

Ke : Constante de vitesse

Kc : Constante de couple

Cp : Couple de pertes

K_p : gain d'action proportionnelle.

$K_i=1/T_i$: gain d'action intégrale.

$K_d=T_d$: gain d'action dérivée.

T_i : constante de temps, dite temps d'action intégrale.

T_d : constante de temps, dite temps d'action dérivée.

Liste des figures

Figure. I.1 : Schéma d'un moteur à courant continu	3
Figure.I.2 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation séparée	3
Figure. I.3 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation shunt	4
Figure. II.4 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation série	5
Figure. II.10 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation compound	6
Figure. II.1 : Schéma bloc d'un système en boucle ouverte	8
Figure. II.2 : Schéma bloc d'un système en boucle fermée avec un retour unitaire.....	8
Figure. II.3 : Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (Retour unitaire)	12
Figure. II.4 : Schéma bloc d'un système avec correcteur (Retour unitaire)	13
Figure. III.1 : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu.....	14
Figure. III.2 : Schéma bloc du Modèle de moteur électrique en vitesse	16
Figure. III.4 : Modélisation sous Matlab de la réponse de vitesse	17
Figure. III.4 : Schéma bloc du Modèle de moteur électrique en position	18
Figure. III.5 : Modélisation sous Matlab de la réponse de position	18
Figure. IV.1 : Schéma bloc d'un système avec correcteur (Boucle fermée)	20
Figure. IV.2: Schéma bloc du correcteur PID en régulation de vitesse.	21
Figure. IV.3: Schéma bloc du correcteur PID en régulation de position.	22
Figure. IV.4 : Modélisation sous Matlab du correcteur P en régulation de position	23
Figure. IV.5 : Modélisation sous Matlab du correcteur P en régulation de vitesse	23
Figure. IV.6 : Signal de la tension de la commande P en régulation de vitesse	24

Figure. IV.7 : Schéma électronique du correcteur proportionnel	24
Figure. IV.8 : Modélisation sous Matlab du correcteur PI en régulation de vitesse	25
Figure. IV.9 : Signal de la tension de la commande PI en régulation de vitesse	25
Figure. IV.10 : Modélisation sous Matlab du correcteur PI en régulation de position	25
Figure. IV.11 : Schéma électronique du correcteur proportionnel Intégral	27
Figure. IV.12 : Modélisation sous Matlab du correcteur PID en régulation de position	28
Figure. IV.13 : Schéma électronique du correcteur proportionnel Intégral Dérivé	29
Figure. IV.14 : Modélisation sous Matlab de la régulation PID de vitesse.....	32
Figure. IV.15 : Modélisation sous Matlab de la régulation PID de vitesse (modifiée)	33
Figure. IV.16: Modélisation sous Matlab de la régulation PID de position.....	34
Figure. IV.17: Modélisation sous Matlab de la régulation PID de position (modifiée)	34
Figure. IV.18: Schéma bloc d' un correcteur PID numérique	36
Figure. IV.19: Modélisation sous Matlab de la régulation PID analogique et numérique	37

Introduction générale :

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes de la vitesse et de la position du rotor .

Notre mémoire a pour objet l'étude de la commande proportionnelle-intégrale-dérivée appliquée au moteur à courant continu à excitation indépendante. Cette technique de commande révèle une grande performances au niveau de la précision et du temps de réaction, du dépassement ou de la stabilité vis à vis le moteur à courant continu. Le présent travail est scindé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre et tout au début nous expliquons les différentes machines à courant continu.

Le deuxième chapitre a été consacré à introduire les principes de base des systèmes asservis. Dans cette partie également on présentera la régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude et à la modélisation de moteur à courant continu. On utilisera la transformation de la place sur le modèle mathématique du moteur à courant continu.

Le quatrième chapitre fera l'objet de l'application de la commande proportionnelle-intégrale-dérivée au moteur à courant continu à excitation indépendante.

Chapitre I :

Etude de l'art des moteurs à
courant continu .

I.1. Introduction :

L'évolution des technologies conduit à utiliser des machines nécessitant des vitesses de rotation précises et variables pour l'entraînement d'engins industriels, systèmes robotique...etc. Dans notre étude, on s'intéresse aux moteurs à courant continu, car ils offrent une introduction facile au fonctionnement de ses homologues, en donnant des repères clairs. Les moteurs à courant continu ont pendant longtemps été les seuls aptes à la vitesse variable à large bande passante, comme dans le domaine robotique. Ils ont donc fait l'objet de nombreuses améliorations, et beaucoup de produits commercialisés aujourd'hui.

I.2. Description d'un moteur à courant continu :

Un moteur à courant continu est une machine électrique. Il s'agit d'un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant continu et un dispositif mécanique, d'où l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique.

Un moteur électrique à courant continu est constitué :

- D'un stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par des enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents à l'arrière du stator, se trouve la partie porte balais et les balais assurant les contacts électriques avec le rotor. Il est aussi appelé inducteur.
- D'un 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, [4].

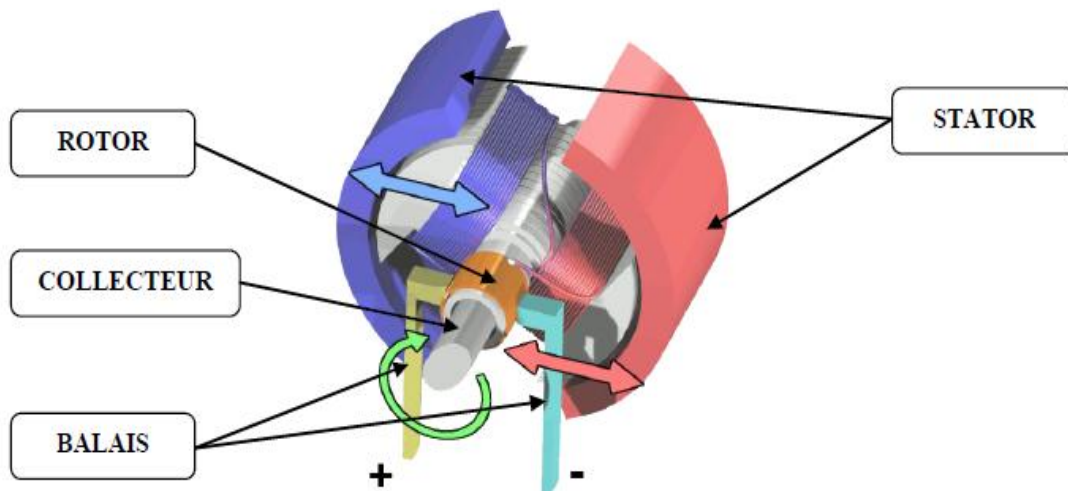


Figure. I.1 : Schéma d'un moteur à courant continu .

I.3. Les différents types de moteur à courant continu:

Les moteurs à courant continu se différencient par la manière dont on fournit le courant d'excitation. Les différents cas possibles sont, [7].

I.3.1. Moteur à excitation séparée :

Ce mode d'excitation nécessite deux sources d'alimentations distinctes. L'alimentation de l'enroulement inducteur est prise sur une source indépendante de la source principale. On change le sens de rotation en permutant les bornes de l'induit ou de l'inducteur. Le circuit électrique est représenté par la suivante :

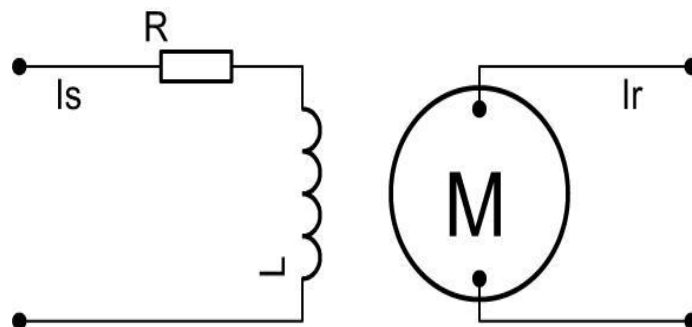


Figure.I.2 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation séparée

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Moteur autorégulateur de vitesse. La vitesse est relativement constante quelque soit la charge	Entrainement de machines-outils (Remplacé par le moteur asynchrone triphasé)

I.3.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée) :

L'enroulement d'excitation est connecté en parallèle sur l'alimentation du moteur, il possède les mêmes propriétés que le moteur à excitation séparée du fait que, dans les deux cas, l'inducteur constitue un circuit extérieur à celui de l'induit. Le circuit électrique est représenté par la suivante :

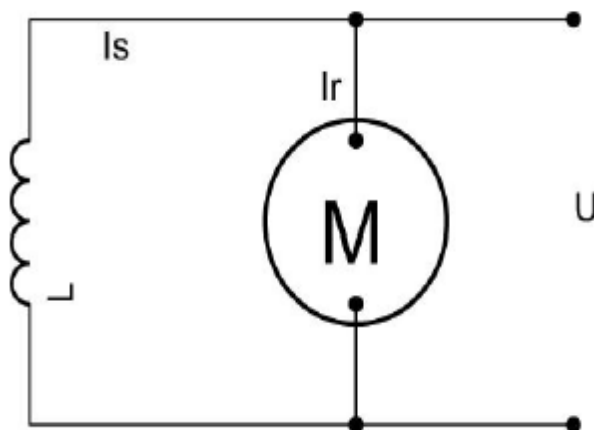


Figure. I.3 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation shunt

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Ne s'emballe pas Couple de démarrage meilleur qu'en excitation dérivation.	appareils de levage et de manutention Utilisé aussi en excitation indépendante

I.3.3. Moteur à excitation série :

Le circuit d'excitation est placé avec l'induit du moteur. Sa particularité est d'avoir un inducteur qui est traversé par le même courant, l'inducteur possède donc une résistance plus faible que celle des autres types de machines. L'inducteur est en série avec l'induit : une seule source d'alimentation suffit. On change le sens de rotation en permutant les connexions de l'induit et de l'inducteur. Le circuit électrique est représenté par la suivante :

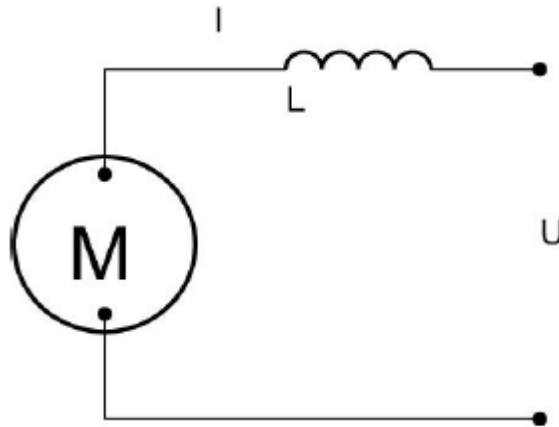


Figure. II.4 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation série

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Moteur autorégulateur de puissance. Possède un très grand couple de démarrage mais risque l'emballement à vide. La vitesse décroît quand la charge augmente.	le moteur qui convie le mieux en traction électrique

I.3.4. Moteur à excitation compound (Composée) :

C'est une combinaison des excitations Shunt et Série, on peut réaliser un compound-age additif (Si les flux des deux enroulements s'additionnent) ou soustractif (dans le cas contraire).

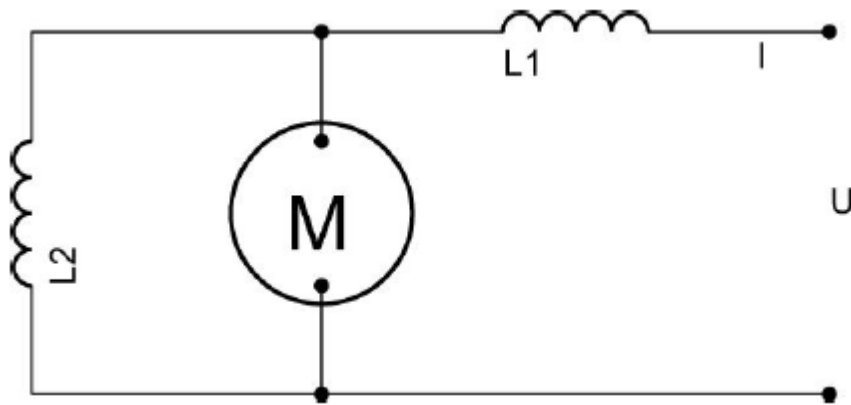


Figure. II.5 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation compound

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Risque d'emballement du fait de l'annulation du flux résultant des enroulements	Pratiquement ce moteur n'est plus utilisé.

I.4. Conclusion :

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

Chapitre II:

Généralités sur les systèmes asservis

II.1. Introduction :

Dans ce chapitre, on va introduire les principes de base sur les systèmes asservis ainsi que la régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

II.2. Principe général de la régulation :

Dans la plupart des appareils dans des installations industrielles et domestiques, il est nécessaire de maintenir des grandeurs physiques à des valeurs déterminées, en dépit des variations externes ou internes influant sur ces grandeurs. Par exemple, le niveau d'eau dans un réservoir, la température d'une étuve, la vitesse et la position des moteurs, étant par nature variables, doivent donc être réglés par des actions convenables sur le processus considéré. Si les perturbations influant sur la grandeur à contrôler sont lentes ou négligeables, un simple réglage dit en boucle ouverte, permet d'obtenir et de maintenir la valeur demandée (par exemple : action sur un robinet d'eau). Dans la majorité des cas, cependant, ce type de réglage n'est pas suffisant, parce que trop grossier ou instable. Il faut alors comparer, en permanence, la valeur mesurée de la grandeur réglée à celle que l'on souhaite obtenir et agir en conséquence sur la grandeur d'action, dite grandeur réglante. On a, dans ce cas, constitué une boucle de régulation et plus généralement une boucle d'asservissement. Cette boucle nécessite la mise en oeuvre d'un ensemble de moyens de mesure, de traitement de signal ou de calcul, d'amplification et de commande d'actionneur, constituant une chaîne de régulation ou d'asservissement. La consigne est maintenue constante et il se produit sur le procédé une modification d'une des entrées perturbatrices. L'aspect régulation est considéré comme le plus important dans le milieu industriel, car les valeurs des consignes sont souvent fixes. Néanmoins, pour tester les performances et la qualité d'une boucle de régulation, on s'intéresse à l'aspect asservissement.

II.3. Système en boucle ouverte :

Un système est dit en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie. Au niveau des inconvénients, il n'y a aucun moyen de contrôler, à plus forte raison de compenser les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur de la boucle, autrement dit, il n'y a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépendent de la qualité intrinsèque des composants. Enfin, le système en boucle

ouverte ne compense pas les signaux de perturbation, le schéma bloc de système en boucle ouverte est donné par la figure ci-dessous, [1].

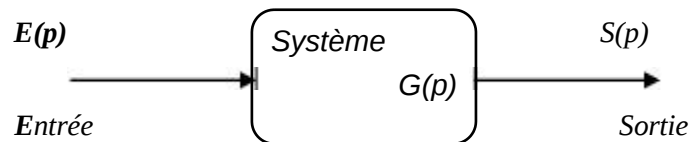


Figure. II.1 : Schéma bloc d'un système en boucle ouverte

Dans ce dernier cas, le comportement du processus est décrit par la relation :

$$S(p) = G(p)E(p) \quad (\text{II-1})$$

S : grandeur réglée (sortie)

E : grandeur réglante (entrée)

$G(p)$: fonction de transfert

II.4. Système en boucle fermée :

La boucle fermée (contre réaction) est capable de stabiliser un système instable en boucle ouverte. Dans une régulation en boucle fermée, une bonne partie des facteurs perturbateurs externes sont automatiquement compensés par la contre-réaction à travers le procédé.

L'utilisation du retour d'information est le principe fondamental en automatique. La commande appliquée au système est élaborée en fonction de la consigne et de la sortie. La (figure. I.2) représente le principe de retour unitaire, [1]

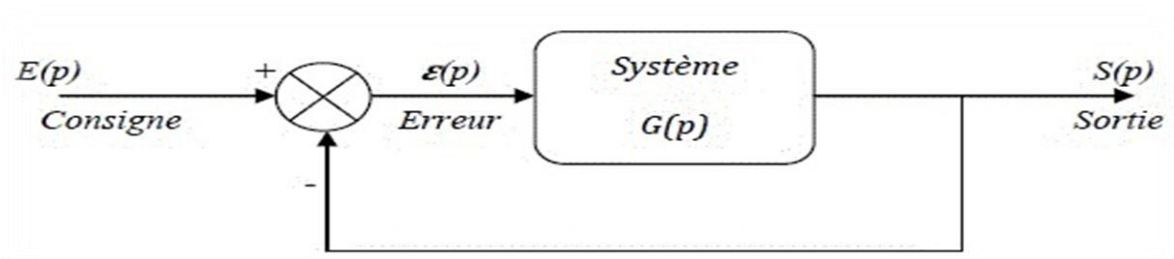


Figure. II.2 : Schéma bloc d'un système en boucle fermée avec un retour unitaire

Dans ce dernier cas, le comportement du processus est décrit par la relation :

$$H_{BF}(p) = \frac{G(p)}{1 + G(p)} \quad (II-2)$$

H_{BF} : fonction de transfert en boucle fermée

E : grandeur réglante (consigne)

S : grandeur réglée

$$\varepsilon : \text{erreur} = E(p) - S(p) \quad (II-3)$$

II.5. Représentation des systèmes linéaires :

Un système est dit linéaire invariant si l'équation liant la sortie à l'entrée est une équation différentielle linéaire à coefficients constants. La forme générale de cette équation est :

$$a_0 s(t) + a_1 \frac{ds(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} = b_0 e(t) + b_1 \frac{de(t)}{dt} + \dots + b_m \frac{d^m e(t)}{dt^m} \quad (II-4)$$

D'où la fonction de transfert d'un système linéaire est le rapport entre la sortie et de l'entrée dans le domaine de Laplace :

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n} \quad (II-5)$$

II.6. Précision et Stabilité des systèmes asservis :

II.6.1. Précision :

Un système asservi en boucle fermée est dit précis, si sa sortie $s(t)$ est proche de la consigne (valeur désirée) $e(t)$.

On peut représenter l'erreur entre la consigne et la sortie :

$$\varepsilon(p) = E(p) - S(p) \quad (II-6)$$

Dans ce cas, on s'intéresse à :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p(E(p) - S(p)) \quad (II-7)$$

Dans ce cas, on s'intéresse à : . Cette erreur dépend de l'entrée et du gain de la fonction de transfert, car l'augmentation du gain permet d'avoir une meilleure précision, [2]

On peut trouver deux types de précision et d'erreur :

- **Précision dynamique** : caractérisé pendant le régime transitoire essentiellement pour une sollicitation en échelon de position. Elle est liée directement au degré de la stabilité (marge de gain et marge de phase).
- **La précision statique** : à pour but d'évaluer l'aptitude de système à suivre. Elle est caractérisée par la différence en régime permanent entre l'entrée (consigne) et la sortie (réponse), cette différence appelée écart ou erreur.
- **Erreur statique** : on appelle erreur statique la valeur lorsque le temps tend vers l'infini de (t) pour une réponse d'asservissement à un échelon unitaire
- **Erreur de vitesse** : on appelle erreur de vitesse la valeur de ε lorsque le temps tend vers l'infini pour une réponse d'asservissement à une rampe unitaire.

II.6.2. Stabilité :

Dans le cas des systèmes linéaires représentés par une fonction de transfert, l'analyse des pôles permet de conclure sur la stabilité du système. On rappelle que, si les pôles de la fonction de transfert $G(p)$ sont $P_0, P_1 \dots P_n$. Dans le cas d'une fonction de transfert continue utilisant la transformée de Laplace, tous les pôles doivent être à partie réelle strictement négative pour que le système soit stable, [2]

Pour : $i = 0 : n$

$$P_i = Re_i + j.Im_i$$

P_i : pôles de la fonction de transfert

Re_i : partie réelle de P_i

Im_i : partie imaginaire de P_i

On définira la stabilité par une des propositions suivantes : Un système linéaire est stable :

- lorsque sa réponse à un échelon prend une valeur finie en régime Permanent.
- lorsque sa réponse à une impulsion tend vers 0.
- lorsque sa réponse à une sinusoïde est une sinusoïde d'amplitude finie.

II.7. Influence des perturbations :

Une perturbation est une entrée supplémentaire au système qu'on ne peut contrôler ou maîtriser. Ces perturbations ont une influence sur l'asservissement des systèmes, voir la (figure. II.3).

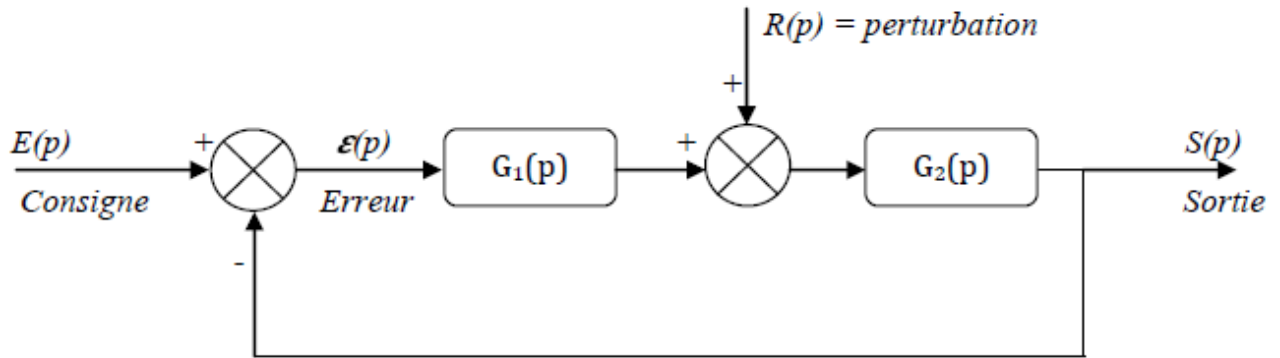


Figure. II.3 : Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (Retour unitaire)

La fonction de transfert du bloc d'asservissement est représentée comme suit :

Calculons $S(p)$ en fonction de $R(p)$, (En posant $E(p) = 0$) :

$$S_R(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} R(p) \quad (II-8)$$

Calculons $S(p)$ en fonction de $E(p)$, (En posant $R(p) = 0$) :

$$S_E(p) = \frac{G_1(p)G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} E(p) \quad (II-9)$$

La sortie totale est

$$S(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} R(p) + \frac{G_1(p)G_2(p)}{1 + G_1(p)G_2(p)} E(p) \quad (II-10)$$

II.8. Compensation des systèmes asservis :

La plupart des processus ont besoin de correcteurs pour compenser et d'améliorer la précision et la stabilité. Un correcteur est un système qui va élaborer la commande d'un système en fonction de l'erreur mesurée entre la sortie et la consigne. Si on prend le cas d'un

correcteur proportionnel est un système qui donne une commande proportionnelle à l'erreur mesurée. Beaucoup de systèmes peuvent être commandés par ce type de correcteur, qui est simple à mettre en oeuvre. Le principe c'est l'ajustement du gain qui va consister à obtenir un bon compromis entre la stabilité et la précision, [3].

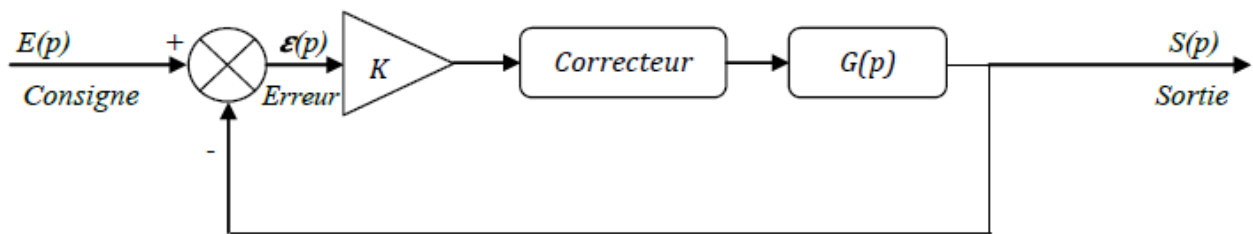


Figure. II.4 : Schéma bloc d'un système avec correcteur (Retour unitaire)

Ce genre de correcteur n'est pas toujours possible ou suffisant. Des correcteurs plus sophistiqués peuvent permettre de :

- stabiliser un système instable.
- Augmenter le degré de la stabilité sans réduire le gain K .
- Réduire ou annuler les erreurs statiques sans toucher à la stabilité.

II.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux éléments des systèmes asservis en boucle ouverte et en boucle fermée, l'influence des perturbations externes, ainsi l'utilité de la commande (correction) pour un système donné.

On va présenter dans le chapitre suivant, le système dont on doit appliquer la régulation PID et de définir les différents types de moteurs à courant continu et le choix du moteur utilisé pour l'application de la commande PID.

Chapitre III :

Modélisation des moteurs à courant continu

III .1.Introduction :

Il y a quelques années, les programmes de simulation faisaient intervenir la transformation de Laplace . Pour pouvoir effectuer une simulation de la machine à courant continu dans un temps relativement court. A ce jour, grâce à l'évolution des technologies informatiques et des processeurs en particulier, nous pouvons nous en passer de ces transformations, ce qui permet dans le cas de la machine à courant continu d'étudier sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire et permanent.

III.2. Modélisation d'un moteur à courant continu :

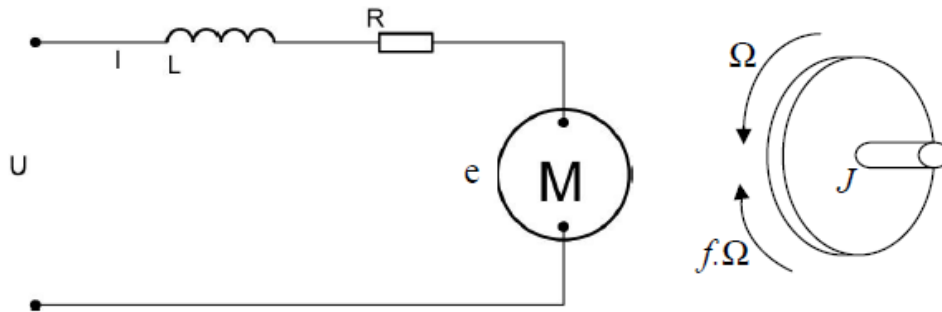


Figure. III.1 : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu .

Selon le schéma de la (figure. III.1), un moteur électrique à courant continu est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques. D'après la loi de Newton, combiné à des lois de Kirchhoff, On peut écrire les équations différentielles de premiers ordres suivantes :

$$u(t) = \mathcal{R}i(t) + \frac{L di}{dt} + e(t) \quad (III-1)$$

$$\mathcal{C}(t) = k_e \Omega(t) \quad (III-2)$$

D'après le principe fondamental de la dynamique on a :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_u - C_p \quad (III-3)$$

$$C_u = K_c i(t) - C_p \quad (III-4)$$

$$C_r = f\Omega(t) \quad (III-5)$$

$u(t)$: Tension appliquée au moteur

$e(t)$: Force contre électromotrice

$i(t)$: Intensité traversant le moteur

$\Omega(t)$: Vitesse de rotation du rotor

C_u : Couple moteur généré

C_r : Couple résistant

f : Coefficient de frottement visqueux

J : Moment d' inertie de l' axe du rotor

K_e : Constante de vitesse

K_c : Constante de couple

C_p : Couple de pertes

III.3. Fonction de transfert du moteur :

On passe en Laplace

$$R_i(p) + L_i(p) + E = U(p) \quad (III-6)$$

$$E = K_e \Omega(p) \quad (III-7)$$

$$Jp\Omega(p) = C_u - C_r \quad (III-8)$$

En combinant (III.6) et (III.7) on obtient :

$$U(p) = R_i(p) + L_i(p) + K_e \Omega(p) \quad (III-9)$$

En modifiant (III.4) on a :

$$Jp\Omega(p) = K_c i(p) - C_p - f\Omega(p) \quad (III-10)$$

On en déduit l'expression de $\Omega(p)$:

$$\Omega(p) = \frac{K_c i(p) - C_p}{J + fp} \quad (III-11)$$

On peut en sortir l'expression de $i(p)$:

$$I(p) = \frac{f + Jp}{K_c} \left(\Omega(p) + \frac{C_p}{f + Jp} \right) \quad (III-12)$$

On l'injecte à présent dans (III.9)

$$U(p) = \Omega(p) \left(\frac{(R+Lp)(f+Jp)}{K_c} + K_e \right) + \frac{R+Lp}{f+Jp} C_p \quad (III-13)$$

On suppose que le moment du couple de pertes (qui est vu comme une perturbation) est négligeable devant le moment du couple électromagnétique ($K_c i(t)$) on peut alors prendre C_p nul pour simplifier le système.

On a donc :

$$U(p) = \Omega(p) \left(\frac{(R+Lp)(f+Jp)}{K_c} + K_e \right) \quad (III-14)$$

La fonction de transfert cherchée $H(p)$ est entre la tension entrant dans le moteur $U(p)$ et la vitesse de sortie $\Omega(p)$, les valeurs numériques sont données dans le tableau suivant, [5], [6]

$$H(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{K_c}{(R+Lp)(f+Jp) + K_c K_e} \quad (III-15)$$

On peut établir le modèle mathématique de la réponse en vitesse du moteur électrique qui est donné par la figure suivante (figure. III.3):

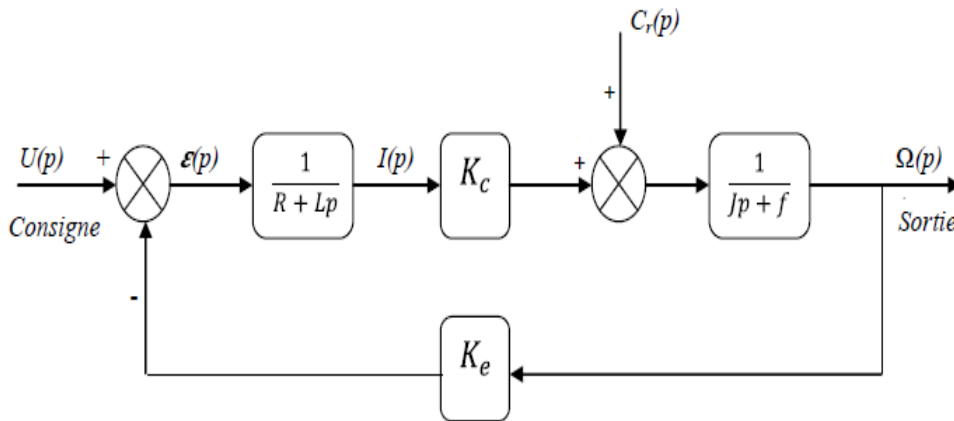


Figure. III.2 : Schéma bloc du Modèle de moteur électrique en vitesse.

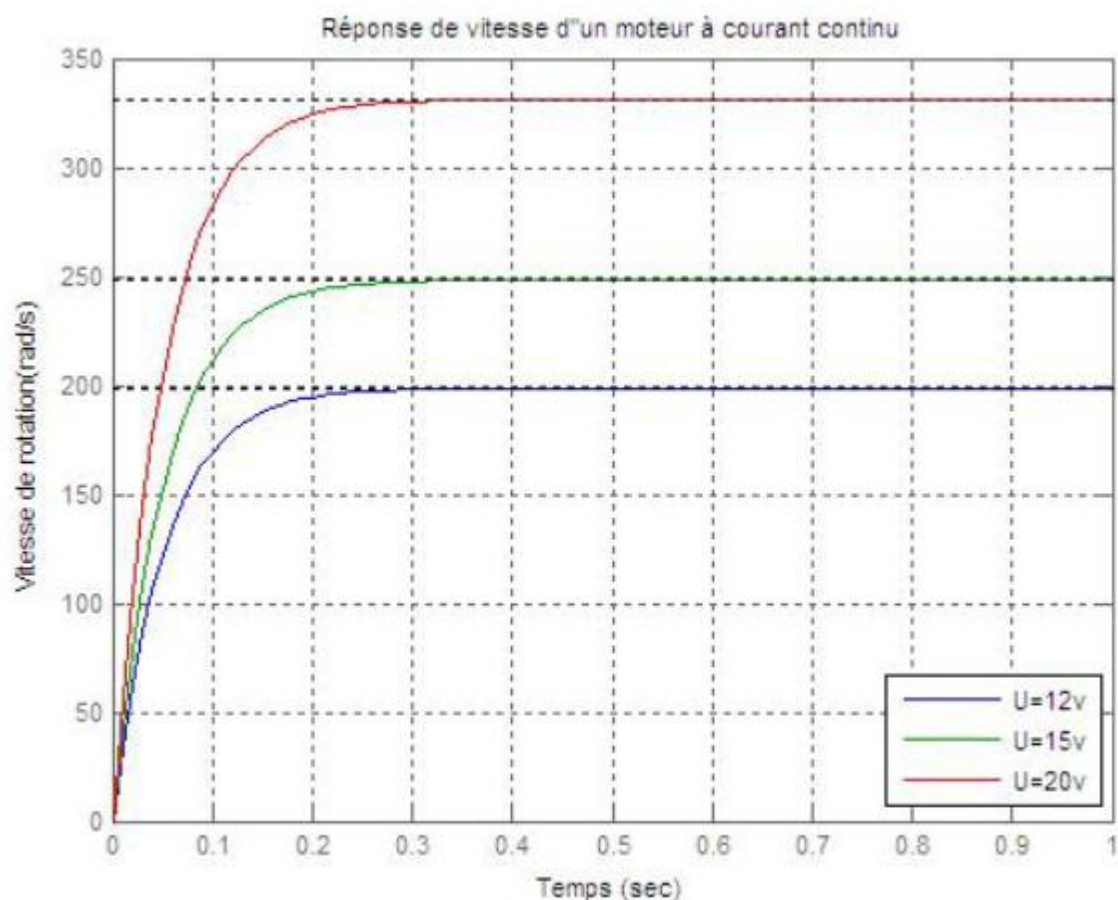


Figure. III.3 : Modélisation sous Matlab de la réponse de vitesse .

D'après l'équation (III.15), le système modélisé soit du second ordre, lorsque l'inductance interne est négligeable devant la résistance interne (ce qui est généralement le cas) il s'apparente à un système du premier ordre. On observe bien sur la (figure. III.3) ci-dessus que le moteur change de vitesse de rotation pour chaque valeur de la tension d'entrée, d'où la vitesse de rotation est proportionnelle à la tension d'entrée.

On peut établir le modèle mathématique de la réponse en position du moteur électrique qui est donné par la figure suivante (figure. III.4):

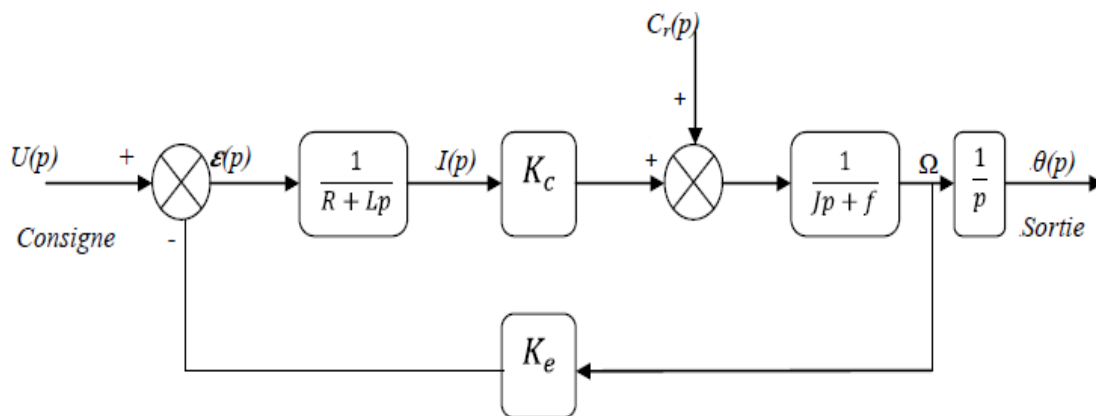


Figure. III.4 : Schéma bloc du Modèle de moteur électrique en position

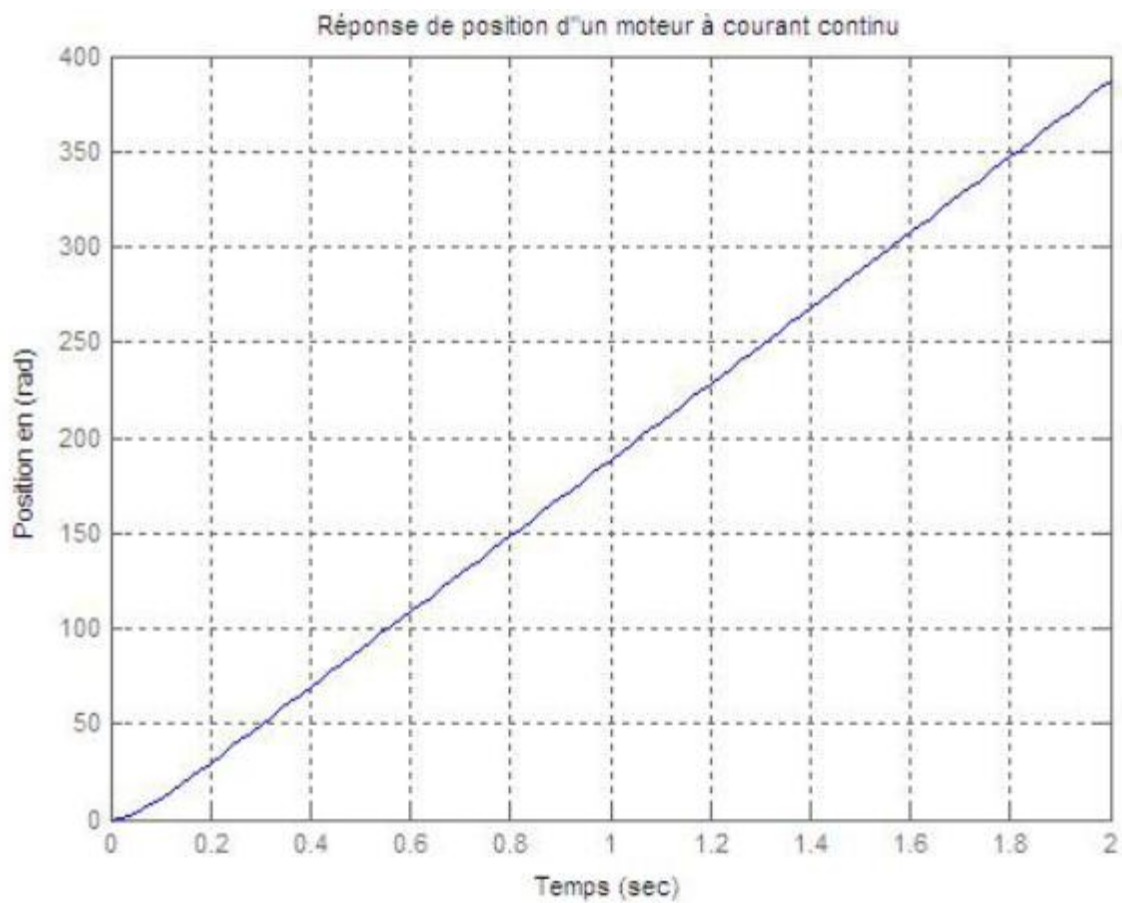


Figure III.5 : Modélisation sous Matlab de la réponse de position .

D'après la (*figure. III.5*), on voit bien que la réponse en position est une rampe, ce qui signifie que le système dans un asservissement en position est instable, d'où il nécessite une régulation pour stabiliser la réponse en position et d'améliorer les performances en vitesse.

III.4.Conclusion:

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

Chapitre IV :
Commande PID d'un
moteur électrique à
courant continu

IV.1. Introduction :

La commande PID est dite aussi (correcteur, régulateur, contrôleur), se compose de trois termes P, I et D, d'où le 'P' correspond au terme proportionnel, 'I' pour terme intégral et 'D' pour le terme dérivé de la commande. Les régulateurs PID sont probablement les plus largement utilisés dans le contrôle industriel. Même les plus complexes systèmes de contrôle industriel peut comporter un réseau de contrôle dont le principal élément de contrôle est un module de contrôle PID.

Le régulateur PID est une simple implémentation de retour d'information (Feedback). Il a la capacité d'éliminer la compensation de l'état d'équilibre grâce à l'action intégrale, et il peut anticiper le futur grâce à une action dérivée, [8].

Ce chapitre a pour but, d'implémenter la commande PID classique pour un moteur à courant continu à excitation séparée, pour un seul objectif est d'annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, diminuer le temps de réponse et le temps de montée afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation et d'avoir un système précis, rapide, stable et robuste. Le réglage des coefficients (paramètres) de la commande PID est basé sur la méthode empirique de « Ziegler & Nichols ».

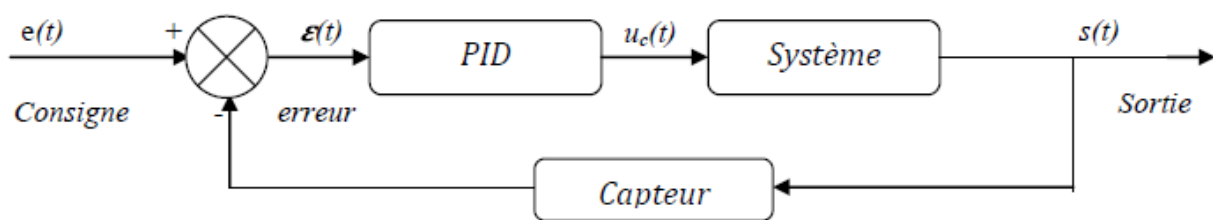


Figure. IV.1 : Schéma bloc d'un système avec correcteur (Boucle fermée).

IV.2. La commande PID en régulation de vitesse et de position :

La commande proportionnel-intégral-dérivé (PID) est insérée dans la chaîne directe de l'asservissement, en série avec le processus, comme indiqué dans la (Figure.IV.1). Ce régulateur élabore à partir du signal d'erreur $\varepsilon(t)$ une commande $u_c(t)$ en fonction de trois actions proportionnelle, intégrale, dérivée, [9].

$$U_c(t) = k_p \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$$

$$U_c(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt + k_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$$

$$\xrightarrow{TL} U_c(p) = k_p \varepsilon(p) + k_i \frac{\varepsilon(p)}{p} + k_d \varepsilon(p)p$$

K_p : gain d'action proportionnelle.

$K_i = 1/T_i$: gain d'action intégrale.

$K_d = T_d$: gain d'action dérivée.

T_i : constante de temps, dite temps d'action intégrale.

T_d : constante de temps, dite temps d'action dérivée.

Le régulateur PID est donc conçu dans le domaine temporel comme la somme des trois actions. On obtient alors un asservissement composée d'un terme proportionnel, un terme intégral et un terme dérivé, mises en parallèle, on parle d'asservissement PID :

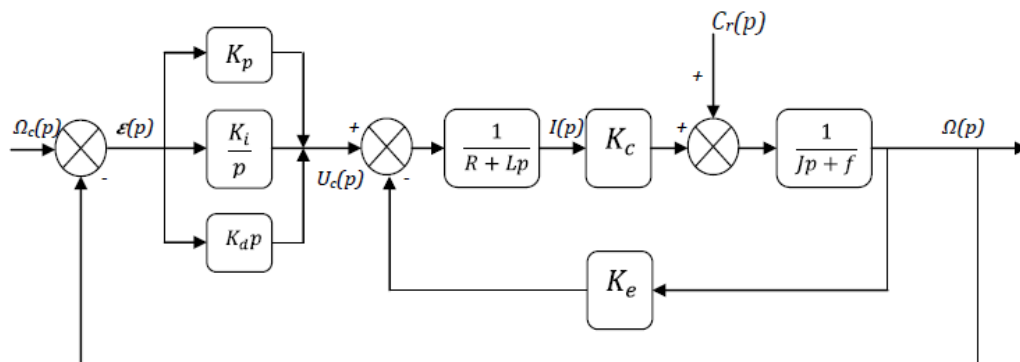


Figure. IV.2: Schéma bloc du correcteur PID en régulation de vitesse.

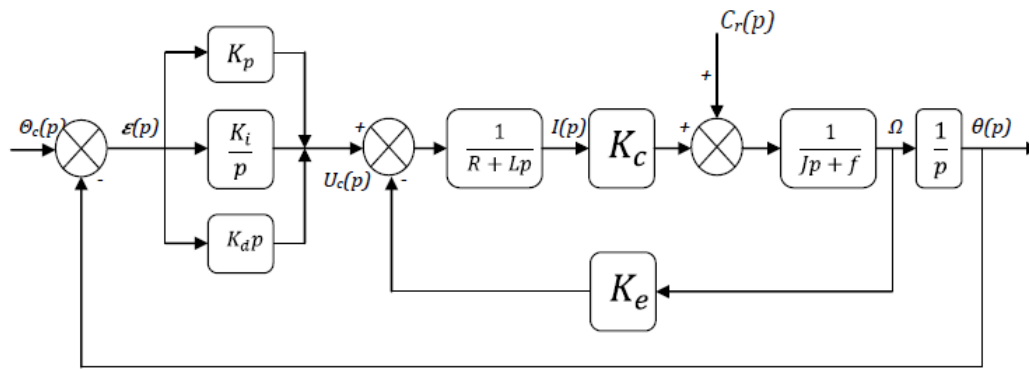


Figure. IV.3: Schéma bloc du correcteur PID en régulation de position.

Dans les modélisations qui suivent, posons comme références : $\Omega_c=200 \text{ rad/s}$ qui correspond à 12 volts d'alimentation pour la vitesse de rotation et $\theta_c=90^\circ$ pour la position angulaire.

IV.2.1. Cas d'une commande Proportionnelle ($K_i=K_d=0$) :

La commande de type 'Proportionnelle' est la plus simple qui soit. Il s'agit d'appliquer une correction proportionnelle à l'erreur corrigeant de manière instantanée, c'est-à-dire, lorsque le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur:

$$U_c(t) = k_p \varepsilon(t) \xrightarrow{TL} U_c(p) = k_p \varepsilon(p)$$

Son rôle est d'amplifier l'erreur pour que le système réagisse plus vivement, comme si l'erreur était plus grande qu'elle ne l'est en réalité.

Il permet de vaincre les grandes inerties du système et diminue le temps de montée en donnant de la puissance au moteur (plus l'erreur est grande, plus on donne de puissance au moteur). Lorsque l'on augmente le gain ' K_p ', le système réagit plus vite et l'erreur statique s'en trouve améliorée, mais en contrepartie le système perd la stabilité. Le dépassement se fait de plus en plus grand, et le système peut même diverger dans le cas d'un ' K_p ' démesuré, [9].

- Dans la figure suivante, il sera présenté le graphe d'une régulation en position (Figure. III.4) pour les différentes valeurs du gain ' K_p ', en fixant $K_i=K_d=0$.

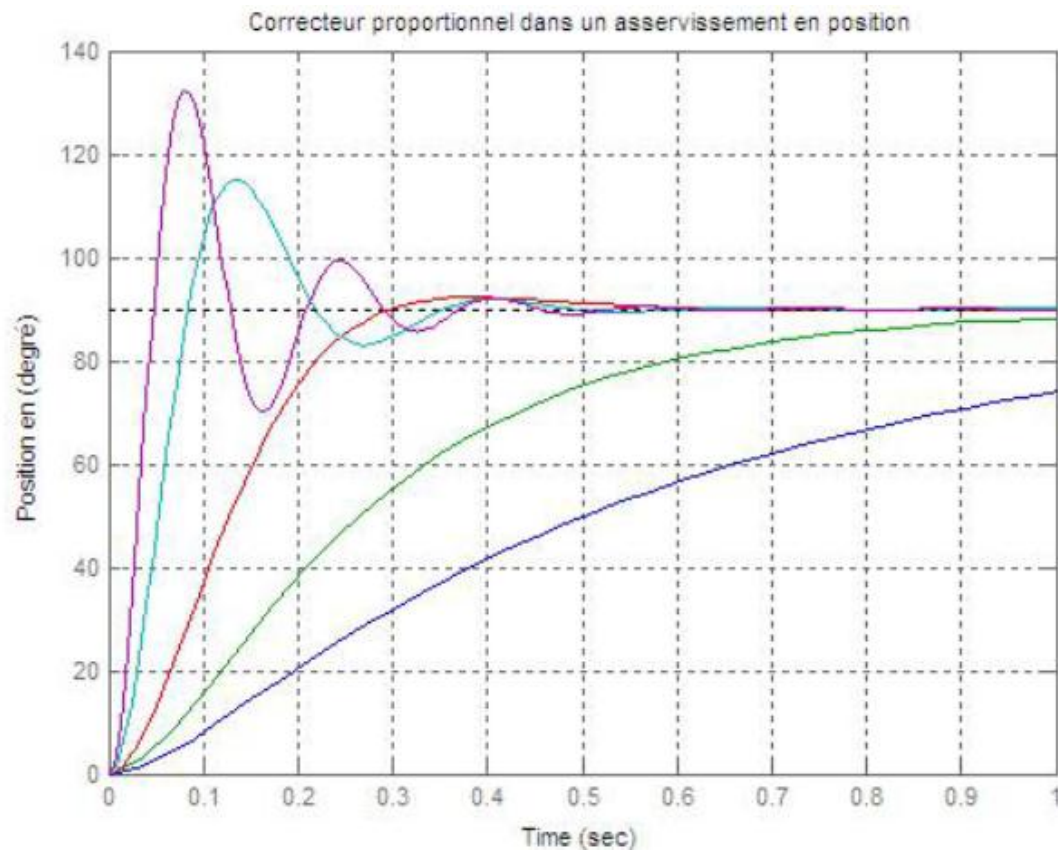


Figure. IV.4 : Modélisation sous Matlab du correcteur P en régulation de position .

• Dans la figure suivante, il sera présenté le graphe d'une régulation en vitesse (Figure. IV.5) pour les différentes valeurs du gain ' K_p ', en fixant $K_i=K_d=0$:

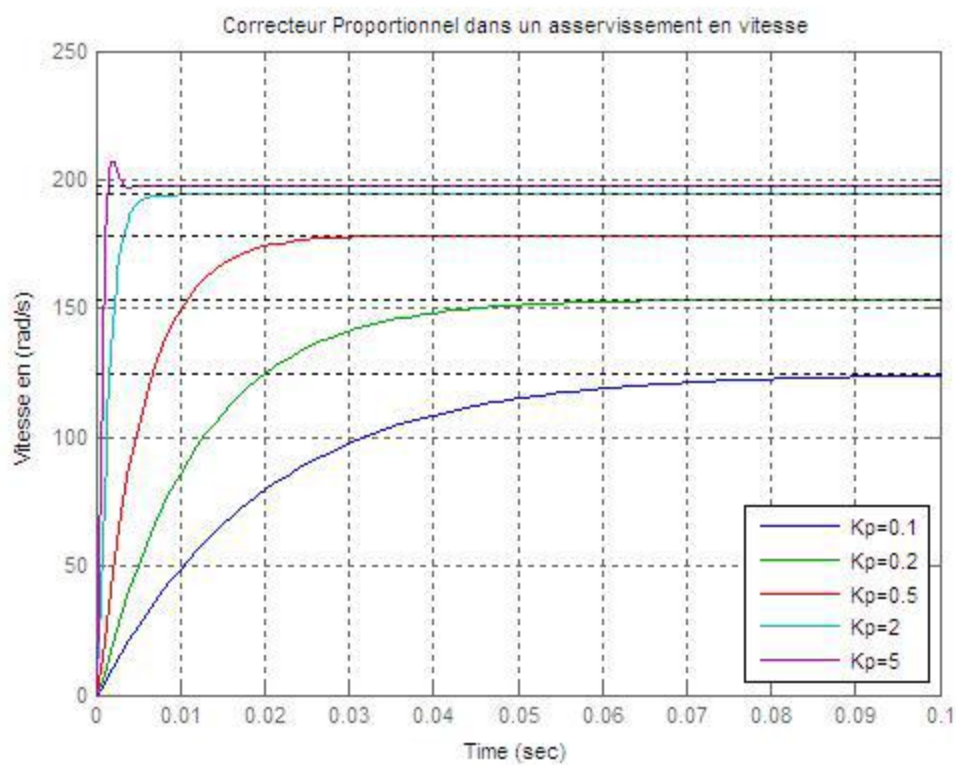


Figure. IV.5 : Modélisation sous Matlab du correcteur P en régulation de vitesse .

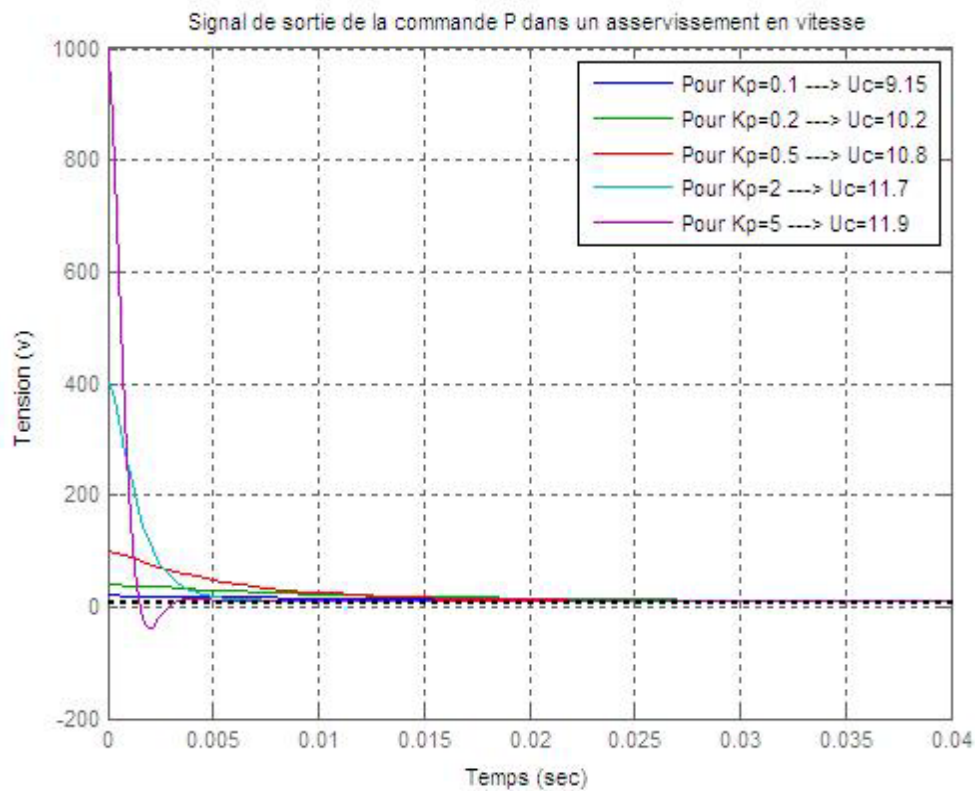


Figure. IV.6 : Signal de la tension de la commande P en régulation de vitesse .

IV.2.1.1. Effets du correcteur proportionnel :

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

IV.2.1.2. Schéma électronique du «correcteur proportionnel» :

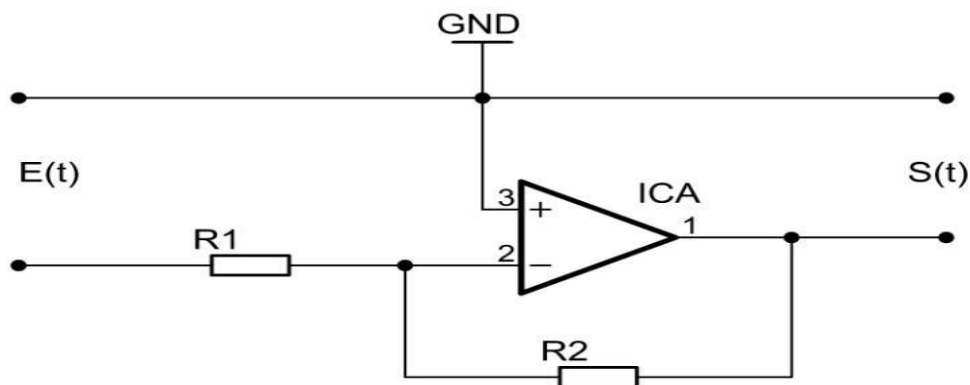


Figure. IV.7 : Schéma électronique du correcteur proportionnel .

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{R_2}{R_1} = K_p$$

IV.2.2. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale ($K_d=0$) :

Le correcteur de type PI est une régulation de type P auquel on a ajouté un terme intégral, il élabore alors une commande qui peut être donnée par la relation suivante :

$$U_c(p) = K_p \varepsilon(p) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \xrightarrow{TL} U_c(p) = K_p \varepsilon(p) + K_i \frac{d\varepsilon(p)}{p}$$

Le terme intégral complète l'action proportionnelle puisqu'il permet de compenser l'erreur statique et d'augmenter la précision en régime permanent. L'idée est d'intégrer l'erreur depuis le début et d'ajouter cette erreur à la consigne, lorsque l'on se rapproche de la valeur demandée, l'erreur devient de plus en plus faible. Le terme proportionnel n'agit plus mais le terme intégral subsiste et reste stable, ce qui maintient le moteur à la valeur demandée.

L'intégrale agissant comme un filtre sur le signal intégré, elle permet de diminuer l'impact des perturbations (bruit, parasites), et il en résulte alors un système plus stable.

Malheureusement, un terme intégral trop important peut lui aussi entraîner un dépassement de la consigne, une stabilisation plus lente, voire même des oscillations divergentes, [6], [8].

• Dans la figure suivante, il sera présenté le graphe d'une régulation en vitesse (*Figure IV.8*) pour les différentes valeurs du gain ' K_i ', en fixant $K_p=1$ et $K_d=0$:

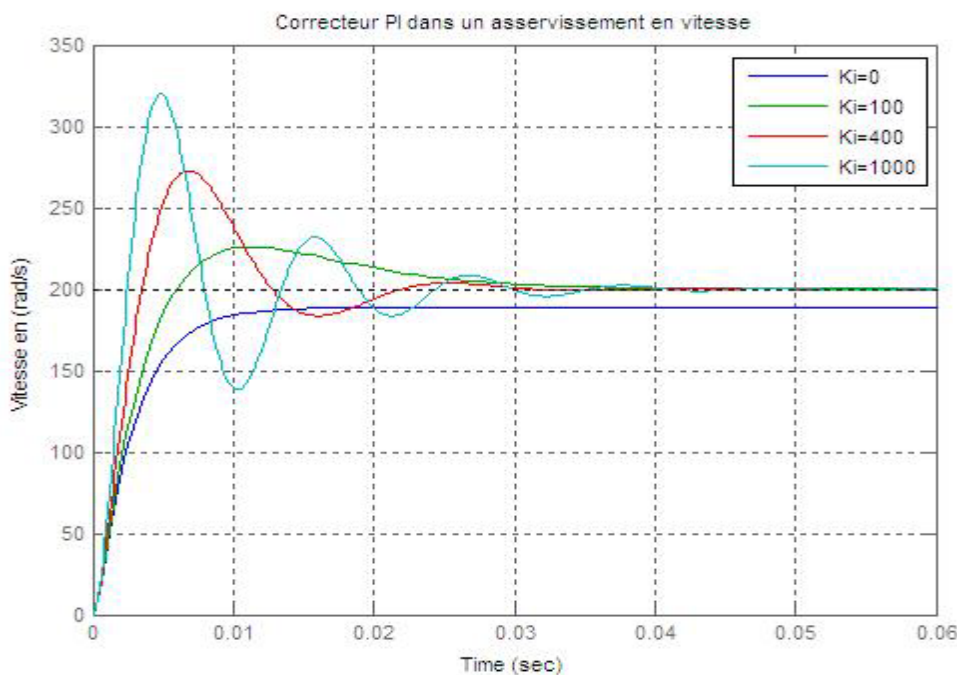


Figure. IV.8 : Modélisation sous Matlab du correcteur PI en régulation de vitesse .

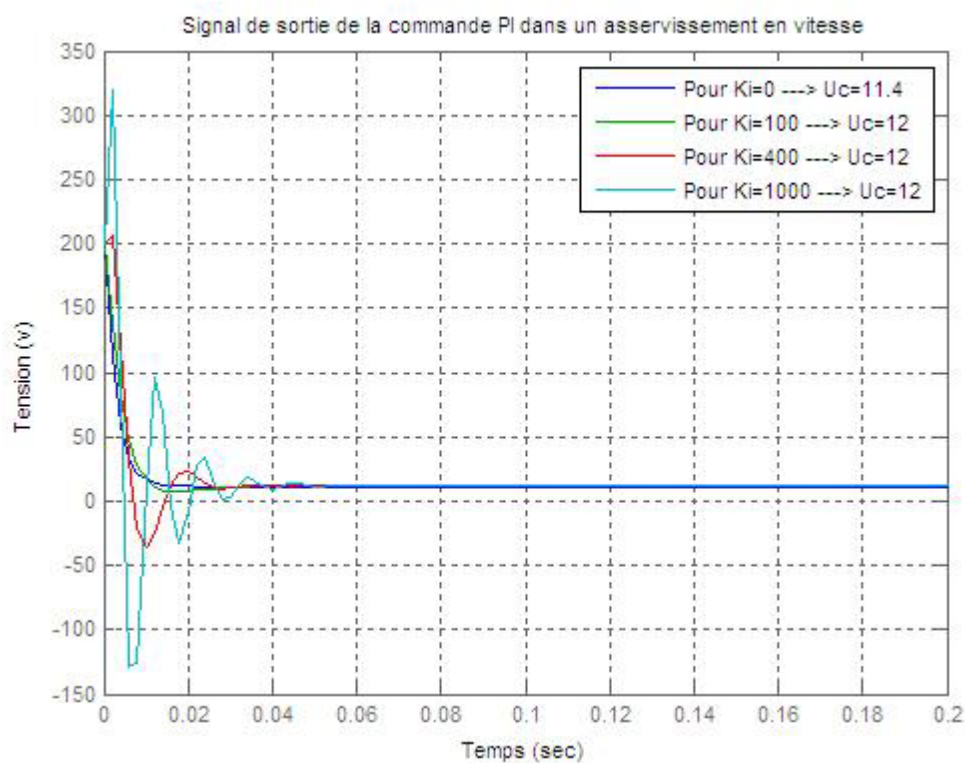


Figure. IV.9 : Signal de la tension de la commande PI en régulation de vitesse .

• Dans la figure suivante, il sera présenté le graphe d'une régulation en position (Figure. IV.3) pour les différentes valeurs du gain ' K_i ', en fixant $K_p=1$ et $K_d=0$:

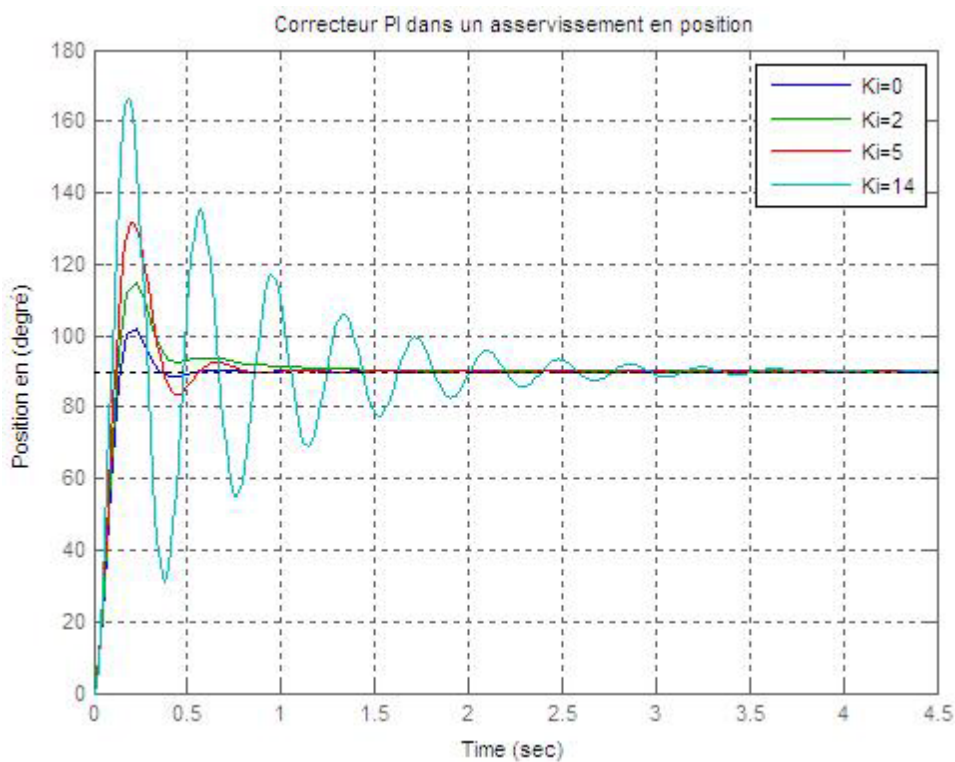


Figure. IV.10 : Modélisation sous Matlab du correcteur PI en régulation de position .

On voit cette fois-ci que le terme intégral a bien fonctionné et que l'erreur statique est nulle.

On constate aussi que plus le gain 'Ki' est grand, plus le système converge vite. En revanche, plus 'Ki' est grand, plus le système oscille et plus le dépassement est grand.

IV.2.2.1. Effets du correcteur proportionnel-Intégral :

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

IV.2.2.2. Schéma électronique du «Correcteur Proportionnel-Intégral » :

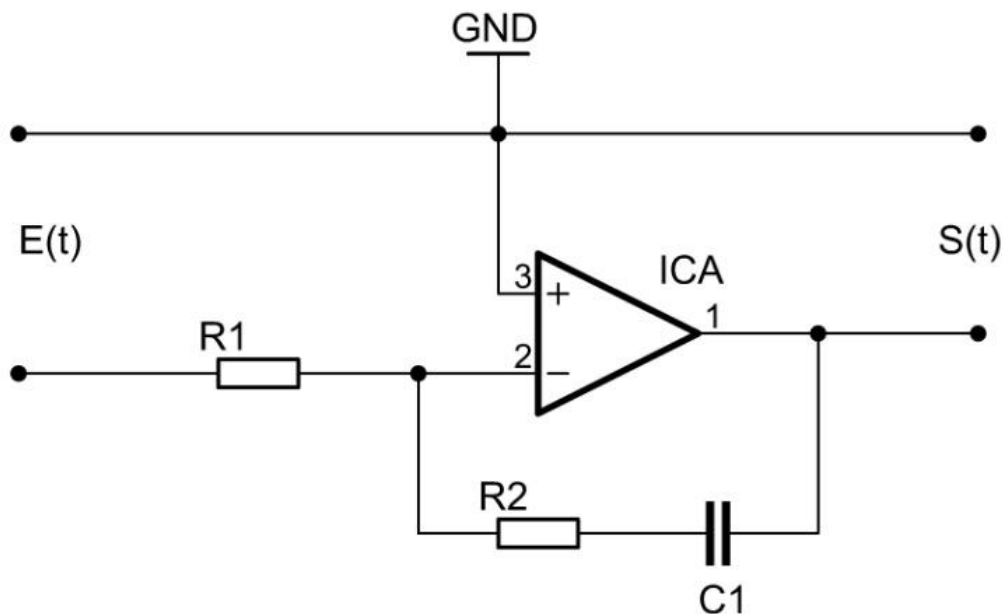


Figure. IV.11 : Schéma électronique du correcteur proportionnel Intégral .

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = -\frac{R_2 + \frac{1}{C_1 p}}{R_1} = -\frac{1 + R_2 C_1 p}{R_1 C_1 p} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_1 p} \right)$$

Avec :

- Gain proportionnel : $K_P = -\frac{R_2}{R_1}$
- Gain integral : $K_i = \frac{1}{R_2 C_1}$

IV.2.3. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale-Dérivée :

Les termes proportionnel et intégral peuvent amener un dépassement de la consigne et des oscillations dans des asservissements. Cela implique pour le moteur des inversions de polarité, ce qui est loin d'être idéal. Pour limiter ce phénomène indésirable, on introduit un troisième élément, le terme dérivé. Son action va dépendre du signe et de la vitesse de variation de l'erreur, et sera opposée à l'action proportionnelle. Elle devient prépondérante aux abords de la valeur demandée lorsque l'erreur devient faible, que l'action du terme proportionnel faiblit et que l'intégrale varie peu, elle freine alors le système, limitant le dépassement et diminuant le temps de stabilisation. [6], [8].

- Dans la figure suivante, il sera présenté le graphe d'une régulation en position (*Figure. IV.12*) pour les différentes valeurs du gain ' K_d ', en fixant $K_p=15$ et $K_i=1$:

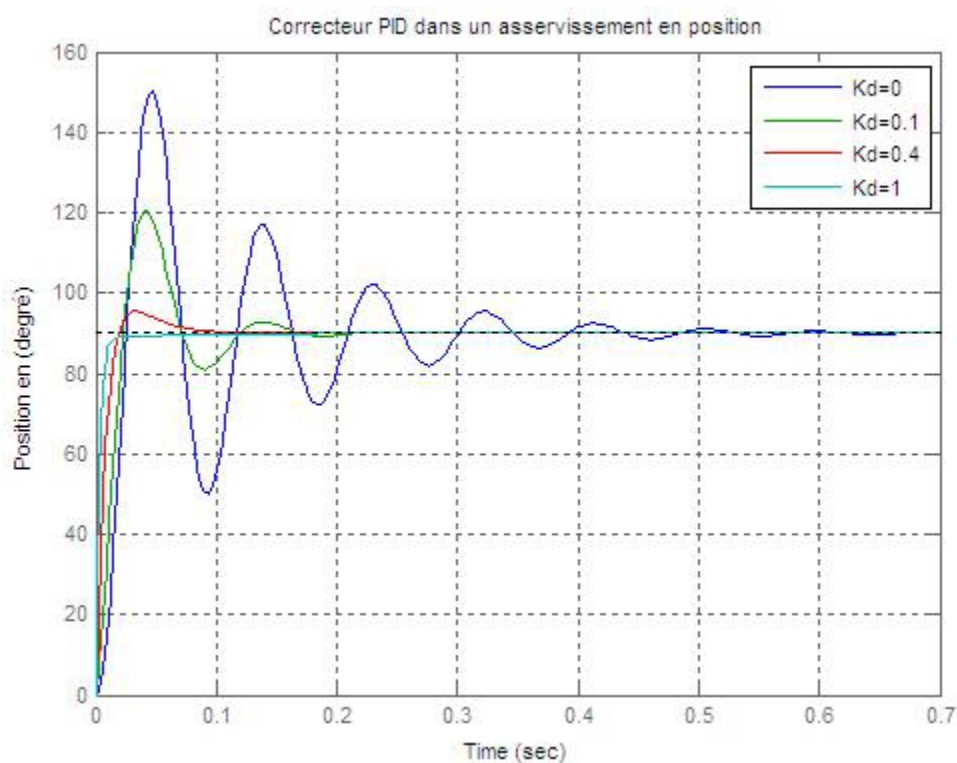


Figure. IV.12 : Modélisation sous Matlab du correcteur PID en régulation de position .

L'action dérivée est surtout utilisée dans le cas de variables non bruitées, car la dérivation est très sensible au bruitage du signal, on diminuera donc son influence dans un asservissement de vitesse, pour lequel sa dérivée est une accélération. Donc dans un asservissement de vitesse seulement l'action P et I sont utilisées, en revanche le terme D peut être utilisé dans un seul cas où le gain 'Kd' prend une valeur précise pour ne pas trop influencer sur le système. Ce problème est moins fréquent dans un asservissement de position, car la dérivée de la position est la vitesse, [6], [9].

IV.2.3.1. Effets du correcteur proportionnel-Intégral-Dérivé :

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

IV.2.3.2. Schéma électronique du « Correcteur Proportionnel-Intégral Dérivé » :

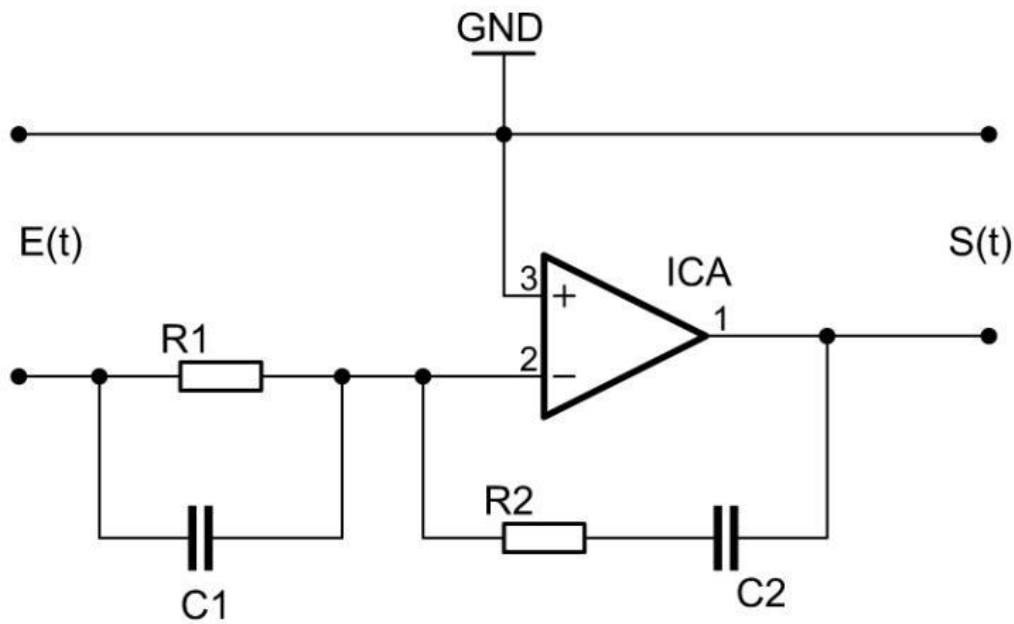


Figure. IV.13 : Schéma électronique du correcteur proportionnel Intégral Dérivé .

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{(1 + R_2 C_2 p)(1 + R_1 C_1 p)}{R_1 C_2 p} = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2 p} + R_2 C_1 p$$

Avec :

- Gain proportionnel : $K_p = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1}{R_1 C_2}$
- Gain intégral : $K_i = \frac{1}{R_1 C_2}$
- Gain dérivé : $K_d = R_2 C_1$

IV.2.4. Résumé sur l'action des paramètres (coefficients) :

Après avoir expliqué précédemment le rôle de chaque action, proportionnelle, intégrale et dérivé, on représente un résumé sur l'action des paramètres (coefficients) dans le (tableau. III.1) suivant :

Coefficients	Temps de montée	Temps de stabilisation	Dépassement	Erreur Statique
K_p	Diminue	Augmente	Augmente	Diminue
K_i	Diminue	Augmente	Augmente	Elimine
K_d	Chang. faible	Diminue	Diminue	Chang. faible

Tableau. IV.1 : Récapitulatif des paramètres PID .

IV.3. Réglage des paramètres :

Régler un régulateur PID consiste à agir sur les 3 paramètres des différentes actions (gain du proportionnel, gain de l'intégral, gain de la dérivée) sur des valeurs optimales pour obtenir la réponse adéquate en précision, rapidité, stabilité et robustesse en sortie du procédé. Pour cela, il existe plusieurs méthodes de réglage, d'où on a opté pour la méthode de réglage dite de "Ziegler-Nichols", introduite par John G. Ziegler et Nathaniel B. Nichols.

IV.3.1 Méthode de Ziegler-Nichols :

Deux méthodes classiques expérimentales de détermination et ajustement rapide des paramètres des régulateurs PID ont été présentées par Ziegler et Nichols en 1942. Ces méthodes sont largement utilisées, soit sous forme originale ou dans une certaine modification.

Ils forment souvent la base de procédures de réglage utilisées par les contrôleurs des fabricants et les processus de l'industrie. Les méthodes sont basées sur la détermination de certaines caractéristiques de la dynamique des processus.

Les paramètres du régulateur sont alors exprimés en termes de fonctionnalités par des formules simples. Il est surprenant que les méthodes soient si largement référencées parce qu'ils donnent de bons résultats de réglage seulement dans des situations limitées.

IV.3.1.1. Méthode de la courbe de réaction (Première méthode) :

Cette méthode est basée sur la modélisation de l'information indicielle du processus en boucle ouverte, d'où seulement les processus simple sont utilisés, le principe est d'enregistrer la courbe de réponse du système non régulé à un échelon puis en déduire la valeur des coefficients par analyse de la réponse (i.e. "lecture graphique"), ainsi mettre le système hors ligne. C'est pour cette raison que cette méthode n'est pas très utilisée dans l'industrie, [9].

IV.3.1.2. Méthode d'oscillation (Seconde méthode) :

Cette méthode empirique de Ziegler-Nichols est très répandue dans l'industrie ou chez les automaticiens pour régler les correcteurs de ce type de chaîne. Elle a l'avantage de ne pas nécessiter de modélisation précise du système asservi, mais se contente d'essais expérimentaux, ce qui rend cette méthode très simple, [9].

La conception est basée sur la connaissance d'un point dans la courbe de Nyquist de la fonction de transfert du processus (moteur), à savoir le point où la courbe de Nyquist coupe l'axe réel négatif. Ce point peut être caractérisé par deux paramètres de la fréquence ω_{180} et le gain à cette fréquence K_{180} . Pour des raisons historiques le point a été appelé le point ultime et caractérisé par les paramètres $K_u = 1/\omega_{180}$ que l'on appelle le gain ultime et $T_u = 2\pi/\omega_{180}$ la période ultime.

NB : avec la fonction de Matlab '*Margin*', on peut déterminer la fréquence ω_{180} du système, [10].

Ces paramètres peuvent être déterminés de la façon suivante :

On connecte le régulateur au moteur électrique, fixer $K_i=0$ et $K_d=0$, on augmente doucement le gain du correcteur proportionnel pur K_p jusqu'à obtenir des oscillations persistantes, pour des moteurs, il s'agira plutôt d'une vibration autour de la position demandée. Le gain dans ce cas est K_u , et la période d'oscillations est T_u , nous avons $K_u = 1/\omega_{180}$ et $T_u = 2\pi/\omega_{180}$, [6].

Régulateur	K_p	$K_i=1/T_i$	$K_d=T_d$
P	$K_u/2$	-	-
PI	$K_u/2.2$	$1.2/T_u$	-
PID	$K_u/1.7$	$2/T_u$	$T_u/8$

Tableau. IV.2 : Réglage du contrôleur par la méthode d'oscillation de Ziegler-Nichols

IV.3.1.2.1. Application de la méthode :

▪ Régulation PID de vitesse :

Après avoir essayé les différentes valeurs de K_u , on a relevé le gain d'oscillation $K_u=25$, et la période d'oscillation $T_u=3.6 \times 10^{-4}$, en appliquant les valeurs données dans le (tableau.III.2) de Ziegler-Nichols, on déduit les valeurs des paramètres :

$$K_p = 20.83 ; K_i = 5.57 \times 10^3 ; K_d = 4.49 \times 10^{-5} ;$$

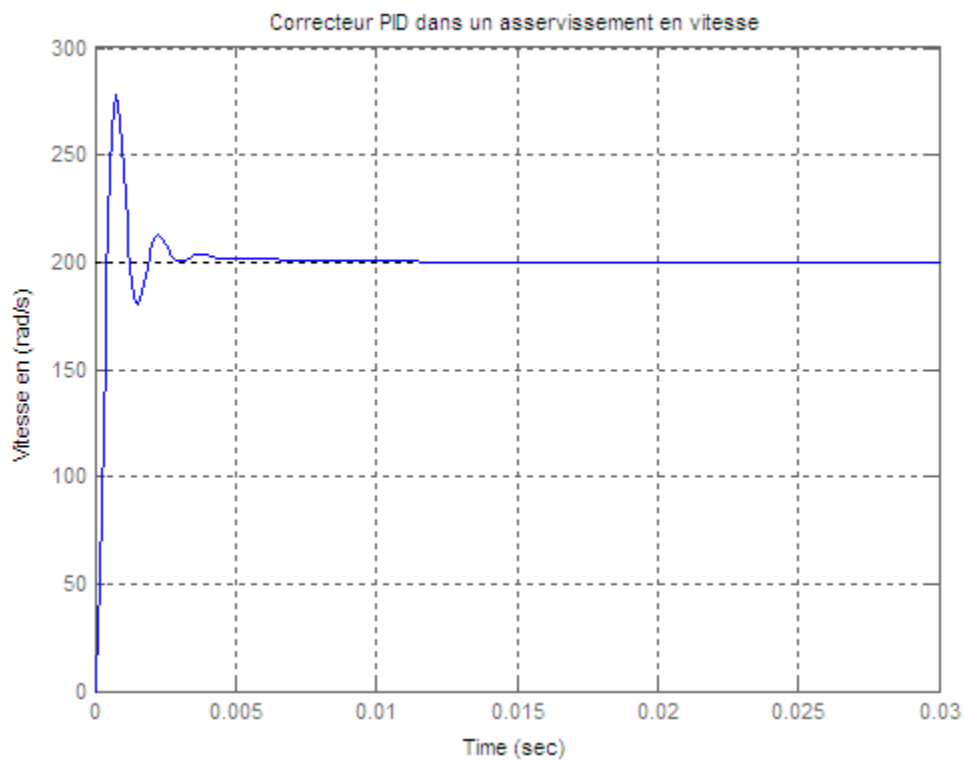


Figure.IV.14 : Modélisation sous Matlab de la régulation PID de vitesse .

On voit bien, que la méthode de Ziegler-Nichols donne de bons résultats, mais d'un autre coté, on peut faire une petite modification des paramètres trouvés précédemment pour l'améliorer et avoir un bon compromis entre précision, rapidité et stabilité.

On pose les paramètres modifiés: $K_p = 20.83$; $K_i = 6 \times 10^3$; $K_d = 10^{-3}$.

On obtient le graphe suivant :

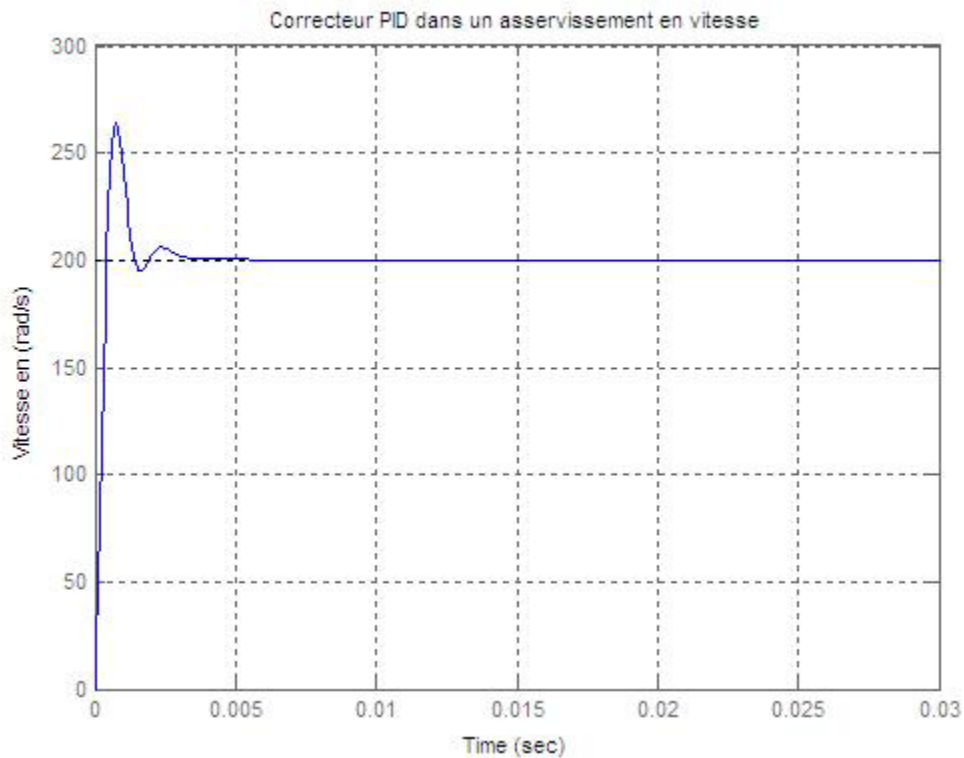


Figure.IV.15 : Modélisation sous Matlab de la régulation PID de vitesse (modifiée).

▪ Régulation PID de position :

Appliquant la même procédure pour la régulation PID de position, on a relevé le gain d'oscillation $K_u=6$, et la période d'oscillation $T_u= 0.0401$, en appliquant le (tableau .IV.2) de Ziegler-Nichols, on déduit les valeurs des paramètres :

$$K_p=5, K_i=50, K_d=0.005$$

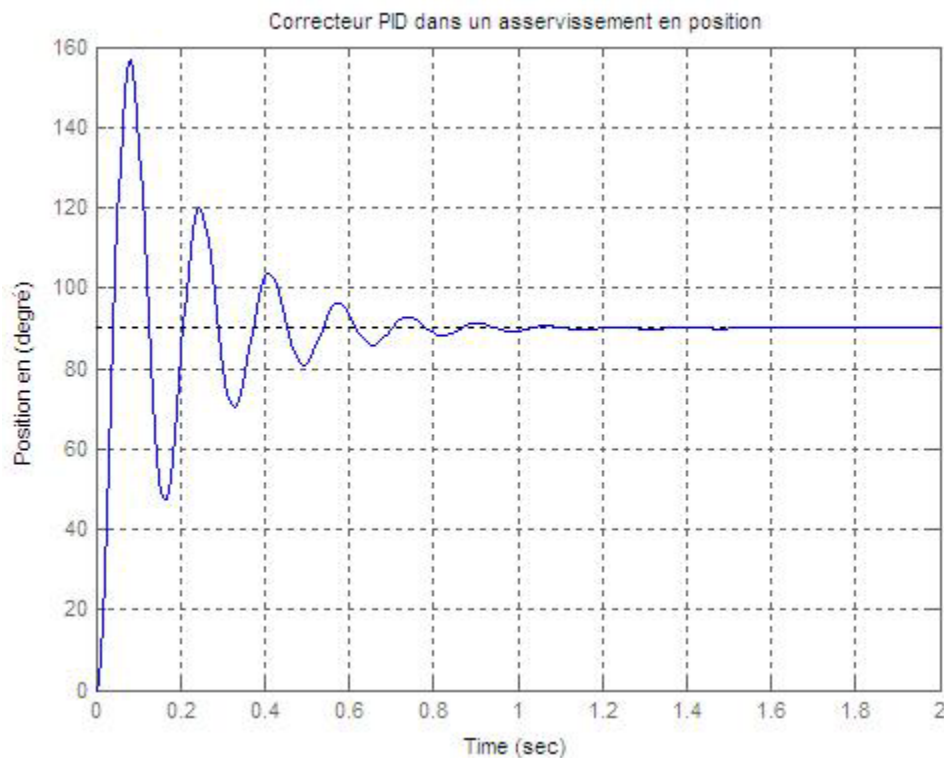


Figure.IV.16: Modélisation sous Matlab de la régulation PID de position .

On voit que la méthode de Ziegler-Nichols donne un résultat oscillant pour la régulation de position, d'où il est nécessaire de passer à une modification des paramètres.

On pose les paramètres modifiés: $K_p=5$, $K_i=50$, $K_d=0.09$. On obtient le graphe suivant

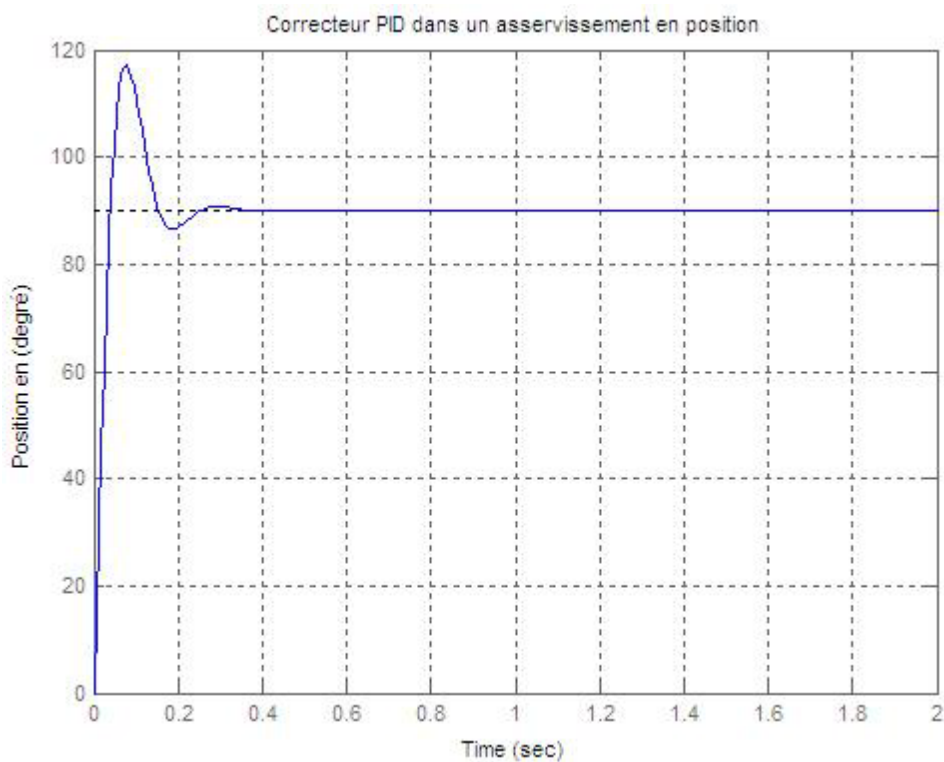


Figure. IV.17: Modélisation sous Matlab de la régulation PID de position (modifiée).

Les méthodes de réglage de Ziegler-Nichols ont été initialement conçues pour donner de bons résultats. Le critère de conception a été de diminuer le dépassement, qui est souvent très grand, comme on le voit dans les exemples précédent. Pour cette raison, la méthode de Ziegler-Nichols nécessite souvent des modifications ou ré-réglage. Puisque l'objectif principal était de réduire les perturbations de charge, il est souvent nécessaire de choisir la pondération de consigne avec soin afin d'obtenir une réponse satisfaisante, [8], [9].

Après le réglage et la modification par la méthode de Ziegler-Nichols, on voit toujours un dépassement malgré qu'il a été diminué, mais cela ne cause pas de problème dans la plupart des moteurs des systèmes industriels, mais dans certains cas (Robotique de précision), il est nécessaire d'éliminer le dépassement, pour cela, on fait appel à l'Anti-windup. C'est un effet de limitation d'amplitude (saturation), il permet de ne pas dépasser une certaine consigne, soit en courant ou bien en tension.

IV.4. Discrétisation de la commande PID analogique :

La commande PID analogique peut être transformé en numérique, après discrétisation (échantillonnage) avec une période d'échantillonnage T_e , cette commande est souvent simple à implémentée dans des microprocesseurs ou microcontrôleurs par un algorithme embarqué (ex. programme en C/C++, assembleur...etc.). En effet la commande PID numérique est la plus utilisée de nos jours dans l'industrie pour des raisons de coût et de rapidité d'implémentation. Sa fonction de transfert en 'Z' est obtenue par discrétisation de la (IV.1) du PID analogique, qui est donné sous cette forme, [11] :

$$U_c(p) = K_i \varepsilon(p) + K_i \frac{\varepsilon(p)}{p} + K_d \varepsilon(p)p$$

$$\xrightarrow{TZ} U_c(z) = K_p \varepsilon(z) + K_i \frac{\varepsilon(z)}{(1-z^{-1})} + K_d \varepsilon(z)(1 - z^{-1})$$

- Le schéma bloc de l'asservissement de système continu (moteur) piloté par un calculateur :

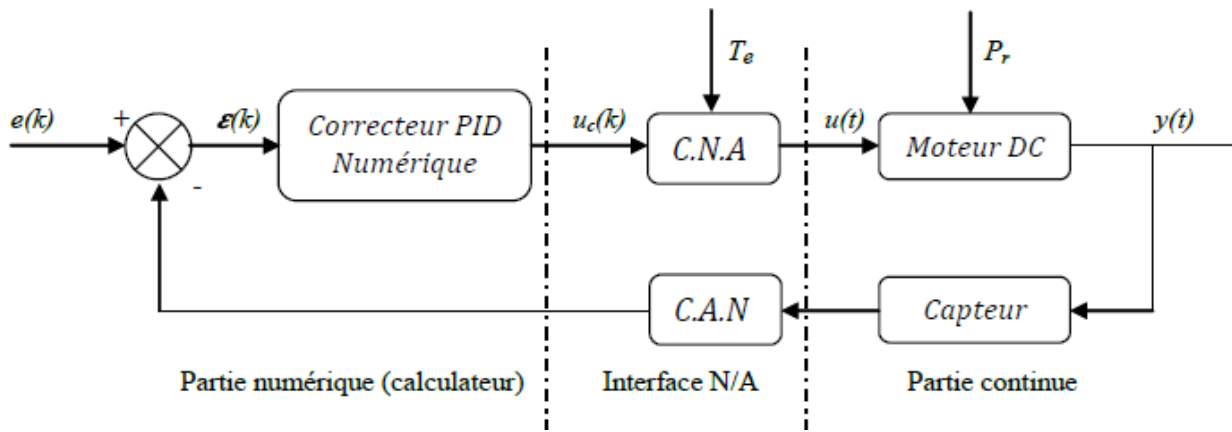


Figure. IV.18: Schéma bloc d'un correcteur PID numérique.

Par conséquent, il est nécessaire de réaliser une interface entre le calculateur et le système (relation hybride) tels qu'il est représenté par :

- Un convertisseur numérique-analogique (CNA) qui est le bloqueur d'ordre zéro, pour convertir les signaux numériques issus du calculateur dans des signaux analogiques constituant l'entrée du système.
- Un convertisseur analogique-numérique (CAN) pour convertir les mesures effectuées sur le procédé et les fournir au calculateur. Il peut arriver que le capteur soit lui-même discret et qu'il n'y ait donc pas de conversion analogique-numérique à faire.

La figure qui suit représente le signal de la commande PID numérique, pour les valeurs des paramètres, on a pris les mêmes valeurs qu'on a calculées précédemment dans la partie (section IV.3.1.2.1) avec une période d'échantillonnage T_e qui vérifie le théorème de Shannon et un bloqueur d'ordre zéro, posons $T_{ep}=0.02s$ pour la position, $T_{ev}=1.5 \times 10^{-4}s$ pour la vitesse.

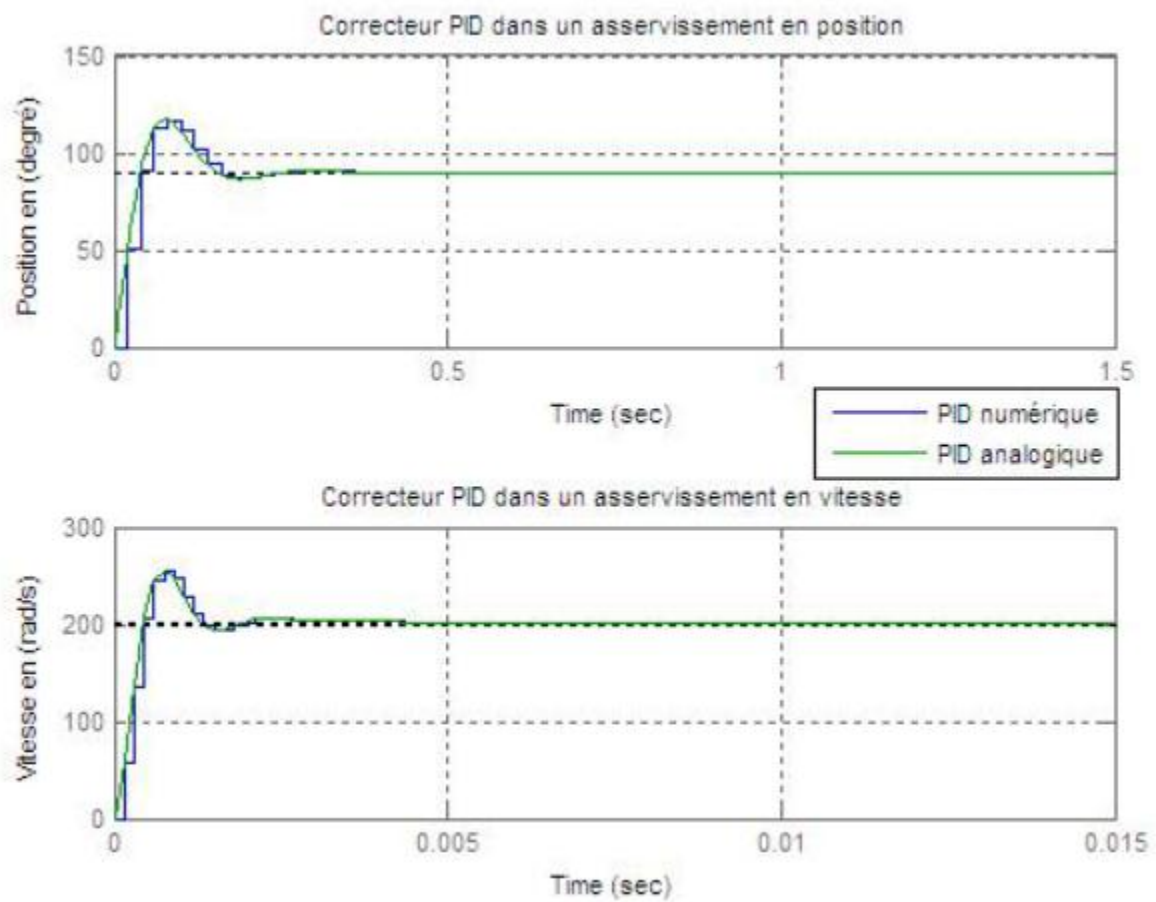


Figure. IV.19: Modélisation sous Matlab de la régulation PID analogique et numérique .

IV.5. Conclusion :

Les trois actions du régulateur PID permettent de commander le moteur électrique à courant continu, tout en garantissant une annulation de l'erreur permanente de la sortie régulée, vis-à-vis d'échelons en entrée de consigne. Cette propriété de précision est due à la présence d'une action intégrale. L'ajout d'une action dérivée permet d'augmenter la stabilité du moteur électrique, et donc de diminuer le dépassement de la réponse indicielle. L'ajout de cette dérivée n'est pas systématique et dépend des propriétés du moteur électrique, du cahier de charge imposé (en terme de dépassement), dans certains cas il suffit l'utilisation d'un régulateur PI uniquement, comme l'asservissement en vitesse du moteur électrique. La réalisation de l'action dérivée est préférentiellement réalisée sur la mesure, afin d'éviter la saturation de la commande.

Un des intérêts du régulateur PID, qui explique sa popularité dans le milieu industriel, est sans conteste la possibilité de le régler sans connaissance approfondie du système. En effet, on dispose de méthodes empiriques, fondées uniquement sur la réponse temporelle du système, selon une procédure expérimentale, comme la méthode d'oscillation de Ziegler-Nichols utilisée dans la section (IV.3.1.2), permettant dans la majorité des cas d'aboutir à des performances acceptable.

Conclusion Générale

Durant notre projet, nous avons vu que la commande PID appliquée aux moteurs électriques à courant continu était un régulateur qui pouvait offrir de bonnes performances, que ce soit au niveau de la précision, du temps de réaction, du dépassement, ou de la stabilité. Diverses méthodes permettent d'optimiser les coefficients du PID. Mais le régulateur idéal n'existe pas, chaque optimisation d'un paramètre (précision, ...) se fait aux dépens d'un autre. Il convient alors de trouver le meilleur compromis en fonction des exigences initiales du cahier de charge. Divers éléments, tels que le choix de la méthode d'implantation du PID, peuvent aussi avoir des conséquences sur les performances. L'essentiel est alors de s'éloigner le moins possible du modèle théorique pour qu'il reste valable.

Il arrive dans certaines situations que le PID ne donne pas de bons résultats. Plusieurs autres actuateurs et systèmes de régulations existent pouvant donner des résultats différents, parmi lesquels : Correcteur RST, Logique floue, Réseaux des neurones artificiels...etc. Ce travail nous a permis d'acquérir une expérience enrichissante dans le domaine de la régulation des moteurs électriques, et mettre en pratique les connaissances acquises durant nos études.

Sur un plan plus personnel, on a pu découvrir le travail d'équipe et nous intégrer dans un climat d'étude professionnelle, d'où, on a vécu tous l'avancement du projet et savoir la procédure à suivre pour planifier un certain cahier de charge.

En définitive, les connaissances théoriques apprises durant notre cursus étant complétées ici. Notamment que la communication et le respect d'un planning préalablement établi restent les éléments essentiels de la réussite d'un projet.

Annexe

Tension nominale	$U_{nom} = 24 \text{ V}$
Tension maximale	$U_{max} = 32 \text{ V}$
Courant permanent maximal	$I_{max} = 2.2 \text{ A}$
Résistance aux bornes	$R = 1.91 \Omega$
Constante de couple	$K_c = 60.3 \text{ mNm. A}^{-1}$
Constance de vitesse	$K_e = 60.3 \text{ mNm. A}^{-1}$
Inductance	$L = 0.63 \text{ mH}$
Moment d'inertie rapporté au rotor	$J = 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 2.5 \times 10^{-6}$

Références bibliographiques

- [1] P. Rousseau «Asservissement linéaires continus», Ellipses, Paris, 2004.
- [2] H.Egon, M.Marie, P.Porée «Traitement du signal et automatique», Hermann, Paris, 2000.
- [3] P. Clerc “Automatique Continue & Echantillonnée”, Masson, Paris, 1996.
- [4] P. Barret «Machines Electriques», Ellipses, Paris, 2002.
- [5] B. Deforge & Q. David «Asservissement en position d’un axe linéaire», projet d’automatique, 2008.
- [6] C. le Lann «Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques», Projet de fin d’étude, 2007.
- [7] L. Couffignal «Le moteur à courant continu», cours, 2006.
- [8] M. A. Johnson & Mohammed H.Moradi «PID Control (New identification and design methods) », Springer, 2005
- [9] K. J. Astrom & T. Hagglund «Advanced PID Control», ISA, New York, 2006.
- [10] B. C. Kuo & F. Golnaraghi «Automatic Control Systems», John wiley and sons, New York, 2003.
- [11] E. Godoy & Collm “Régulation Industrielle”, Dunod, Paris, 2007