



ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE TUNISIE

TP THÉORIE DE LA COMMANDE

---

## TP : Commande de vitesse et de position d'un moteur électrique

---

Membres du groupe :

Mohamed Saidi

Yassine Jadli

Travail encadré par : M. BENHADJ BRAIEK Naceur, M. BOUAFOURA Mohamed

## Remerciements

Nous tenons à remercier tout particulièrement et à témoigner notre reconnaissance à M. BENHADJ BRAIEK Naceur et M. BOUAFOURA Mohamed Karim de nous avoir encadré ce TP, pour tout le temps qu'ils nous ont consacré, et surtout pour leur patience et leur constante disponibilité, qu'elle nous a aidés à bien achever ce travail dans des meilleures conditions.

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Présentation du système et du modèle mathématique</b>	<b>5</b>
2.1	Constitution et principes physiques . . . . .	5
2.2	Force contre-électromotrice . . . . .	6
2.3	Moteur à aimant permanent . . . . .	6
2.3.1	Modélisation de la partie électrique . . . . .	6
2.3.2	Modélisation de la partie mécanique . . . . .	6
2.3.3	Transformation dans le domaine de Laplace . . . . .	7
2.4	Moteur à excitation indépendante . . . . .	8
2.4.1	Modélisation de la partie électrique . . . . .	8
2.4.2	Modélisation de la partie mécanique . . . . .	8
<b>3</b>	<b>Simplification du modèle mathématique</b>	<b>9</b>
<b>4</b>	<b>Simulation du modèle originel et du modèle simplifié</b>	<b>10</b>
4.1	Moteur à aimant permanent . . . . .	10
4.1.1	Validation du modèle . . . . .	10
4.2	Moteur à excitation indépendante . . . . .	11
4.2.1	Validation du modèle . . . . .	12
4.3	Conclusion . . . . .	14
<b>5</b>	<b>Commande PID du système et simulation du système commandé</b>	<b>14</b>
5.1	Choix des paramètres du PID . . . . .	14
5.2	Simulation du système commandé . . . . .	15
<b>6</b>	<b>Analyse et commande du système dans l'espace d'état</b>	<b>16</b>
6.1	Représentation d'état . . . . .	16
6.2	Stabilité, commandabilité et observabilité . . . . .	16
6.3	Commande par retour d'état . . . . .	18
6.3.1	Principe . . . . .	18
6.3.2	Modèle Simulink dans l'espace des états sans commande . . . . .	18
6.3.3	Modèle commandé Simulink dans l'espace des états . . . . .	19
6.3.4	Simulation de système commandé . . . . .	20
<b>7</b>	<b>Commande numérique RST du système</b>	<b>21</b>
7.1	Principe . . . . .	21
7.2	Choix de polynôme $P(z^{-1})$ . . . . .	21
7.2.1	Polynôme dominant $P_D(z^{-1})$ . . . . .	22
7.2.2	Polynôme auxiliaire $P_a(z^{-1})$ . . . . .	22
7.3	Détermination des polynômes $R(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$ . . . . .	22
7.4	Détermination du polynôme $T(z^{-1})$ . . . . .	22
7.5	Détermination des paramètres de la commande RST . . . . .	22
7.6	Modèle simulink de la commande . . . . .	23
7.7	Simulation du modèle commandé . . . . .	23
<b>8</b>	<b>Interprétation des différentes structures de commande</b>	<b>24</b>
<b>9</b>	<b>Conclusion générale</b>	<b>25</b>

## Table des figures

1	Machine électrique . . . . .	5
2	Schéma électrique . . . . .	6
3	Schéma mécanique . . . . .	7
4	Schéma-bloc . . . . .	8
5	Schéma électrique . . . . .	8
6	Schéma mécanique . . . . .	9
7	Modèle simulink moteur à aimant permanent . . . . .	10
8	Réponse en position en boucle ouverte de la machine CC avec $C_r=0$ . . .	11
9	Réponse en vitesse en boucle ouverte de la machine CC avec $C_r=0$ . . .	11
10	Modèle simulink moteur à excitation indépendante . . . . .	12
11	Réponse en position en boucle ouverte de la machine CC . . . . .	12
12	Variation du couple moteur . . . . .	13
13	Réponse en vitesse en boucle ouverte de la machine CC . . . . .	13
14	Variation du flux . . . . .	13
15	Modèle simulink pour la commande PID . . . . .	14
16	Kc critique donnant cette réponse périodique . . . . .	14
17	paramètres PID . . . . .	15
18	Réponse en position du système non corrigé . . . . .	15
19	Réponse en position du système corrigé . . . . .	16
20	Code d'analyse du système d'état . . . . .	17
21	Exécution du code d'analyse du système d'état . . . . .	17
22	Abaque d'amortissement . . . . .	18
23	Schéma simulink du moteur à CC . . . . .	19
24	Schéma de commande simulink du moteur à CC . . . . .	19
25	Schéma de commande simulink du moteur à CC . . . . .	20
26	Réponse du moteur à CC après placement des pôles . . . . .	20
27	Schéma de commande RST . . . . .	21
29	Schéma simulink de la commande RST . . . . .	23
30	Réponse en vitesse échantionné du moteur CC . . . . .	23
31	Réponse en vitesse échantionné du moteur CC agrandi . . . . .	23
32	Asservissement de vitesse avec la commande RST . . . . .	24

# 1 Introduction

Les moteurs électriques occupent désormais un vaste espace de la vie sociale, tant dans la vie professionnelle et industrielle, que dans la vie quotidienne et domestique. Nous avons vu ces machines apparaître en grand nombre dans les transports guidés, les trains, les métros et les TGV.

La première génération de ces trains à grande vitesse utilisait des moteurs à courant continu, la deuxième génération utilisait des moteurs synchrones auto-entraînés combinés à des convertisseurs à thyristors et la troisième génération utilisait des moteurs asynchrones à entraînement vectoriel combinés à des onduleurs GTO. Des moteurs sont conçus chaque jour pour de nouvelles applications et tous ces moteurs doivent être commandés.

D'ailleurs, la technologie moderne a permis le développement des sciences tout en imposant la découverte de domaines théoriques de plus en plus complexes. Parmi ces sciences en pleine expansion et intégrant l'apport des technologies modernes, on compte la commande électrique des systèmes. De nos jours, cette discipline fait partie des sciences de l'ingénieur, elle traite de la commande, de l'analyse, de la modélisation et de la régulation des systèmes dynamiques dans le domaine de l'industrie.

Dans la plupart des processus industriels, les machines électriques ont une très grande importance dans l'industrie. En effet, la vitesse de rotation des machines électriques intervient dans beaucoup d'application industrielle. Les machines à courant synchrone ou asynchrone, se prêtent bien à des applications où la vitesse est constante, requiert une commande beaucoup plus complexe pour réaliser un entraînement à vitesse variable.

Toutefois, pour le cas des machines à courant continu, on peut faire changer la vitesse de rotation d'une façon aisée, et il est donc très souvent nécessaire d'avoir recours à une loi de commande.

Les commandes modernes n'ont réellement pu s'imposer que lorsque l'on a disposé de la puissance de calculs en temps réel des microprocesseurs et des processeurs de traitement de signaux (DSP). On pouvait enfin concevoir des algorithmes de commande complexe, implantables, basés sur une connaissance fine des modèles des machines électriques.

Nous allons donc dans un premier temps modéliser le système : nous présenterons le principe de fonctionnement de la machine à courant continu. Ensuite, nous décrirons la modélisation de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans un second temps nous allons vérifier la stabilité ,la commandabilité et l'observabilité de notre modèle.

Ensuite, nous présenterons l'application de plusieurs commandes à la conduite d'un moteur à courant continu. Nous essayerons différentes commandes pour notre système à savoir la commande PID ,la commande par retour d'état et la commande RST.

Le but est d'évaluer les performances de ces techniques de commande sur un système linéaire qui est le moteur à courant continu à aimant permanent.

## 2 Présentation du système et du modèle mathématique

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.

- En fonctionnement moteur, l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique.
- En fonctionnement générateur, l'énergie mécanique est transformée en énergie électrique. La machine se comporte comme un frein.

### 2.1 Constitution et principes physiques

Une machine électrique à courant continu est constituée :

- D'un stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique fixe créé soit par des enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents. Il est aussi appelé « inducteur » en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine.
- D'un rotor bobiné. Les enroulements rotoriques sont aussi appelés enroulements d'induits, ou communément « induit » en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine.

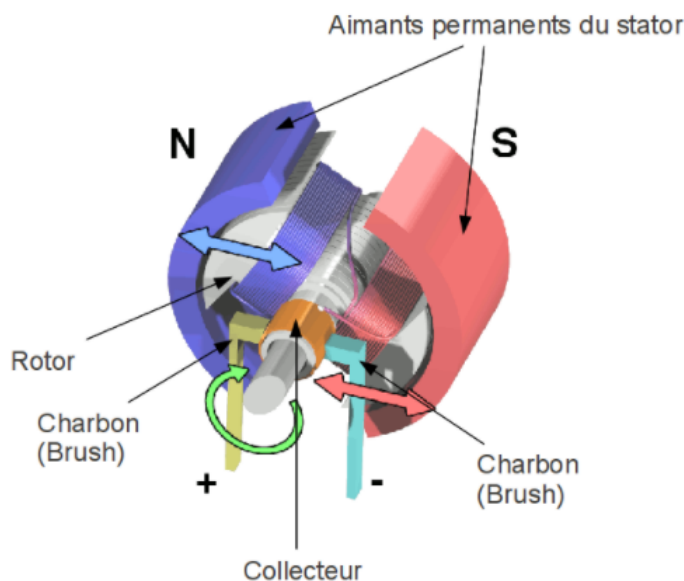


FIGURE 1 – Machine électrique

- Le courant  $I$ , injecté via les balais au collecteur, traverse le bobinage du rotor et change de sens (commutation) pendant la rotation grâce au système balais-collecteur. Ceci permet de maintenir la magnétisation du rotor perpendiculaire à celle du stator pendant la rotation.
- L'existence du couple s'explique par l'interaction magnétique entre stator et rotor et est proportionnelle à  $I$ .

## 2.2 Force contre-électromotrice

Dans le cas d'un fonctionnement en génératrice, le bobinage du rotor, traversé par le courant  $I$  se déplace dans le champ statorique. Il est donc le siège d'un courant induit (loi de Lenz) proportionnelle à l'intensité du champ statorique et à sa vitesse de déplacement, donc à la fréquence de rotation. L'ensemble de ces forces a pour conséquence l'apparition d'une force électromotrice (FEM) globale aux bornes de l'enroulement rotorique qui est proportionnelle à l'intensité du champ statorique et à la vitesse de rotation du moteur et qui permet la production de courant.

Dans le cas d'un fonctionnement en moteur, cette FEM est produite également mais s'oppose au courant d'alimentation du moteur. Elle est alors appelée "force contre-électromotrice" (FCEM).

## 2.3 Moteur à aimant permanent

### 2.3.1 Modélisation de la partie électrique

La partie électrique du moteur peut-être simplifiée au schéma suivant :

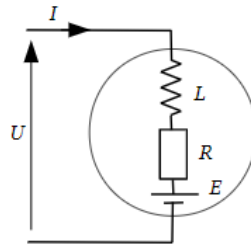


FIGURE 2 – Schéma électrique

- $I$  est le courant traversant l'induit (A) ;
- $U$  est la tension aux bornes de l'induit (V) ;
- $L$  est l'inductance des enroulements du moteur (mH) ;
- $R$  est la résistance électrique interne du moteur (Ohm) ;
- $E$  est la force contre-électromotrice (symbolisé par un générateur) ;
- $U_L, U_R$  et  $U_E$  sont les tensions aux bornes de l'inductance, de la résistance et de la FCEM.

Les équations électriques sont :

$$- U(t) = U_{L(t)} + U_{R(t)} + U_{E(t)} = L \frac{dI(t)}{dt} + R \cdot I(t) + U_{E(t)}$$

$$- U_{E(t)} = K_E \cdot \omega(t) \text{ où } K_E \text{ est la constante de force électromotrice qui relie cette FCEM à la vitesse de rotation de l'arbre moteur } \omega(t)$$

### 2.3.2 Modélisation de la partie mécanique

Le modèle mécanique simplifié consiste à représenter le rotor par un volant d'inertie  $J$  soumis à : - un couple moteur  $C_m$  provenant du champ magnétique tel que  $C_m = K_c \cdot I(t)$  où  $K_c$  est la constante de couple ; - un couple de frottement  $C_f$  proportionnel à la vitesse de rotation du rotor tel que  $C_f = f \cdot \omega(t)$  où  $f$  est le coefficient de frottement visqueux.

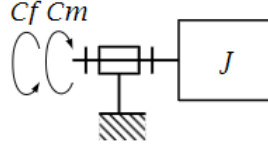


FIGURE 3 – Schéma mécanique

Le principe fondamental de la dynamique (seconde loi de Newton) appliqué à un solide en rotation permet d'écrire

$$C_m - C_f = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} \Rightarrow K_c \cdot I(t) - f \cdot \omega(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt}$$

### 2.3.3 Transformation dans le domaine de Laplace

Équations électriques :

$$\begin{aligned} - U(p) &= LpI(p) + R \cdot I(p) + U_{E(p)} \\ - U_{E(p)} &= K_E \cdot \Omega(p) \\ \Rightarrow U(p) &= LpI(p) + R \cdot I(p) + K_E \cdot \Omega(p) \quad (1) \end{aligned}$$

Équation mécanique :

$$- K_c \cdot I(p) - f \cdot \Omega(p) = J \cdot p \cdot \Omega(p) \quad (2)$$

Fonction de transfert

$$(1) \Rightarrow U(p) - K_E \cdot \Omega(p) = I(p)(Lp + R) \Rightarrow I(p) = \frac{U(p) - K_E \cdot \Omega(p)}{Lp + R}$$

En remplaçant dans l'équation (2) :

$$\begin{aligned} K_c \cdot \frac{U(p) - K_E \cdot \Omega(p)}{Lp + R} - f \cdot \Omega(p) &= J \cdot p \cdot \Omega(p) \\ \Rightarrow K_c \cdot \frac{U(p)}{Lp + R} &= \left( J \cdot p \cdot + f + \frac{K_c \cdot K_E}{Lp + R} \right) \Omega(p) \\ \Rightarrow \frac{\Omega(p)}{U(p)} &= \frac{K_c}{(J \cdot p \cdot + f)(Lp + R) + K_c \cdot K_E} \end{aligned}$$

$$H(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{K_c}{J \cdot L \cdot p^2 + (J \cdot R + L \cdot f)p + R \cdot f + K_c \cdot K_E}$$

Il s'agit d'un système du second ordre.

Cette fonction de transfert peut se mettre sous forme canonique :

$$H(p) = \frac{\frac{K_c}{R \cdot f + K_c \cdot K_E}}{\frac{J \cdot L}{R \cdot f + K_c \cdot K_E} \cdot p^2 + \frac{J \cdot R + L \cdot f}{R \cdot f + K_c \cdot K_E} p + 1}$$



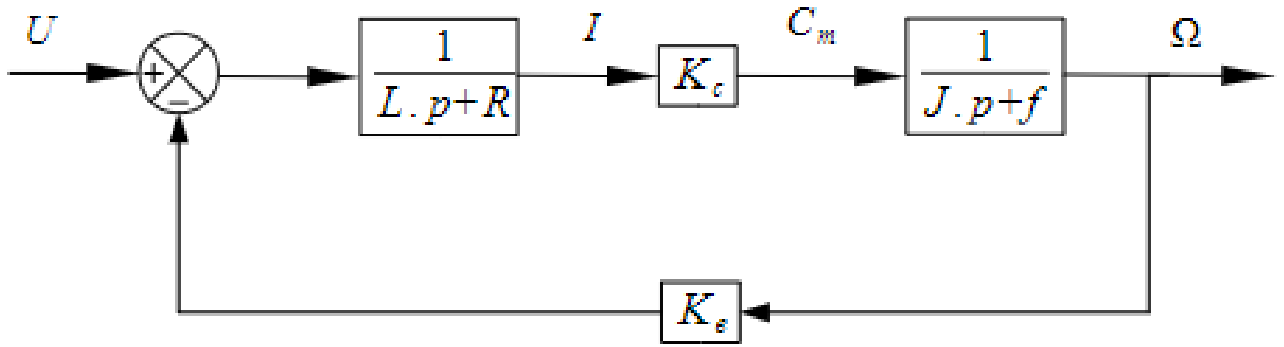


FIGURE 4 – Schéma-bloc

## 2.4 Moteur à excitation indépendante

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

### 2.4.1 Modélisation de la partie électrique

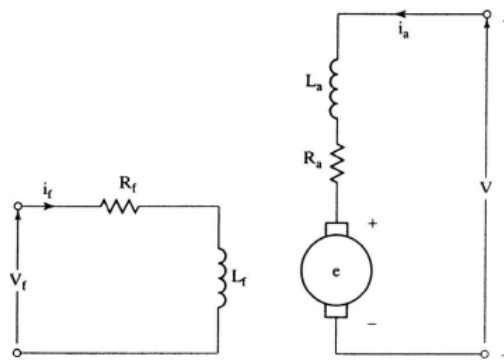


FIGURE 5 – Schéma électrique

- L'inducteur est alimenté par une source indépendante.
- Grande souplesse de commande.
- Large gamme de vitesse.
- Utilisé en milieu industriel, associé avec un variateur électronique de vitesse et surtout sous la forme moteur d'asservissement.
- Fourni un couple important à faible vitesse.
- Equation de l'inducteur (excitation) :  $L_f \frac{dI_f}{dt} = -R_f I_f + V_f$
- Equation de l'induit :  $L_a \frac{dI_a}{dt} = -R_a I_a - E_a + V_a$  où  $E_a = k\phi\omega$  avec  $\omega$  vitesse de rotation en radians/seconde. Le flux est une fonction linéaire du courant d'excitation :  $k\phi = M I_f$

### 2.4.2 Modélisation de la partie mécanique

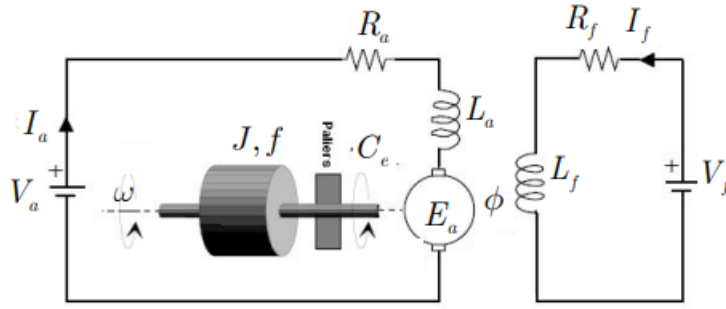


FIGURE 6 – Schéma mécanique

- La tension aux bornes de l'induit  $u_a(t)$  (l'indice 'a' correspond à Anker, c'est-à-dire induit en langue allemande).
- le circuit électrique de l'induit, faisant apparaître :
  - La résistance de l'induit  $R_a$ .
  - L'inductance de l'induit  $L_a$ .
  - Une tension  $e_m(t)$  appelée f.e.m. (force électro-motrice), proportionnelle à la vitesse angulaire  $\omega(t)$ .
  - Le courant traversant le circuit d'induit  $I_a(t)$ .
  - La vitesse  $\omega(t)$  du rotor du moteur.

- Equation de couple :

On l'obtient à partir de la puissance électromagnétique :  $P = C_e \cdot \omega = I_a E_a = I_a k \phi \omega$

Ce qui donne :

$$C_e = k I_a \phi = M I_f I_a$$

- Equation mécanique :

$$J \frac{d\omega}{dt} = -f \cdot \omega + C_e - C_r$$

Où  $C_r$  est le couple résistant imposé par la charge,  $J$  le moment d'inertie total (machine + charge entraînée) et  $f$  le frottement proportionnel à la vitesse de rotation. - Position du rotor :

$$\dot{\theta} = \omega$$

### 3 Simplification du modèle mathématique

Pour le moteur à aimant permanent le modèle mathématique est déjà linéaire donc aucune simplification à faire.

Toutefois, pour le modèle à excitation indépendante on a une non linéarité venant du fait que (  $C_e = k I_a \phi = M I_f I_a$  ).

Donc pour résoudre ce problème de non linéarité et pour diminuer le nombre de variable de commande une seule au lieu de deux on va supposer que le flux d'excitation est constant (  $I_f = I_1, V_f = V_1$  ). Par conséquent, la non linéarité est enlevé automatiquement.

## 4 Simulation du modèle originel et du modèle simplifié

Paramètres de la machine utilisé :

- Puissance nominale  $P_n = 3500$  W
- Vitesse nominale  $\omega_n = 1750\text{rpm} = \frac{1750}{60} * 2\pi = 183.26\text{rad/sec}$ .
- $V_a$  Nominale 240 V
- Courant nominal d'induit  $I_{an} = 16$  A
- $V_f$  Nominale 300 V
- Résistance de l'induit  $R_u = 2,581\Omega$
- Inductance de l'induit  $L_a = 0.028\text{H}$
- Résistance de l'inducteur  $R_f = 281,3\Omega$
- Inductance de l'inducteur  $L_f = 156\text{H}$
- Inductance mutuelle  $M = 0.9483\text{H}$
- Inertie du rotor  $J = 0,02215 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
- Coefficient de frottement  $f = 0.002953 \text{ N.m.s}$
- Couple nominal  $C_{en} = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{3500}{183.26} = 19.1 \text{ N.m}$
- Constante de couple  $K_a = MI_f = 0.9483 * \frac{300}{281.3} = 1.0113$

### 4.1 Moteur à aimant permanent

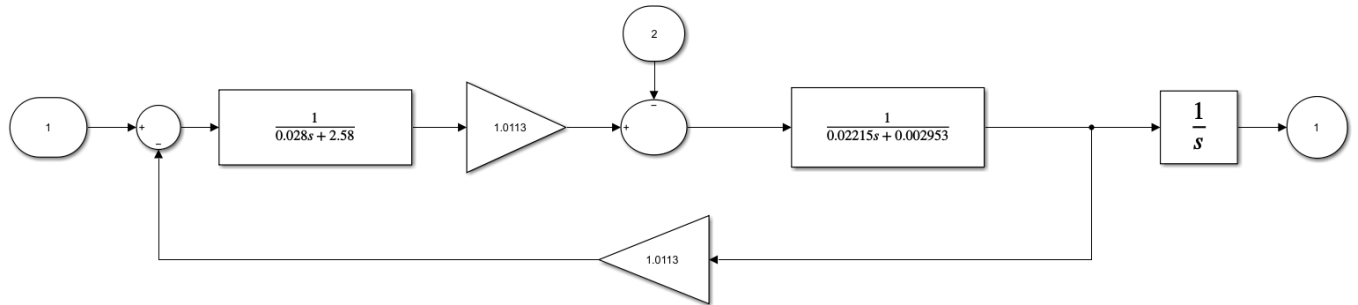


FIGURE 7 – Modèle simulink moteur à aimant permanent

#### 4.1.1 Validation du modèle

On remarque que le moteur est en rotation permanente, ce qui montre qu'on ne peut imposer une position désirée à la machine en boucle ouverte.

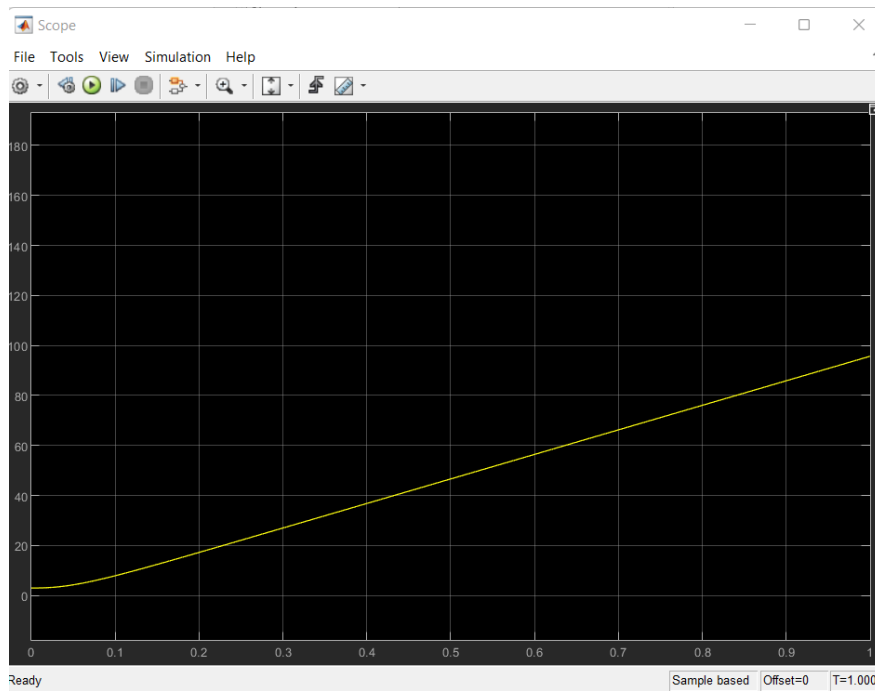


FIGURE 8 – Réponse en position en boucle ouverte de la machine CC avec  $Cr=0$

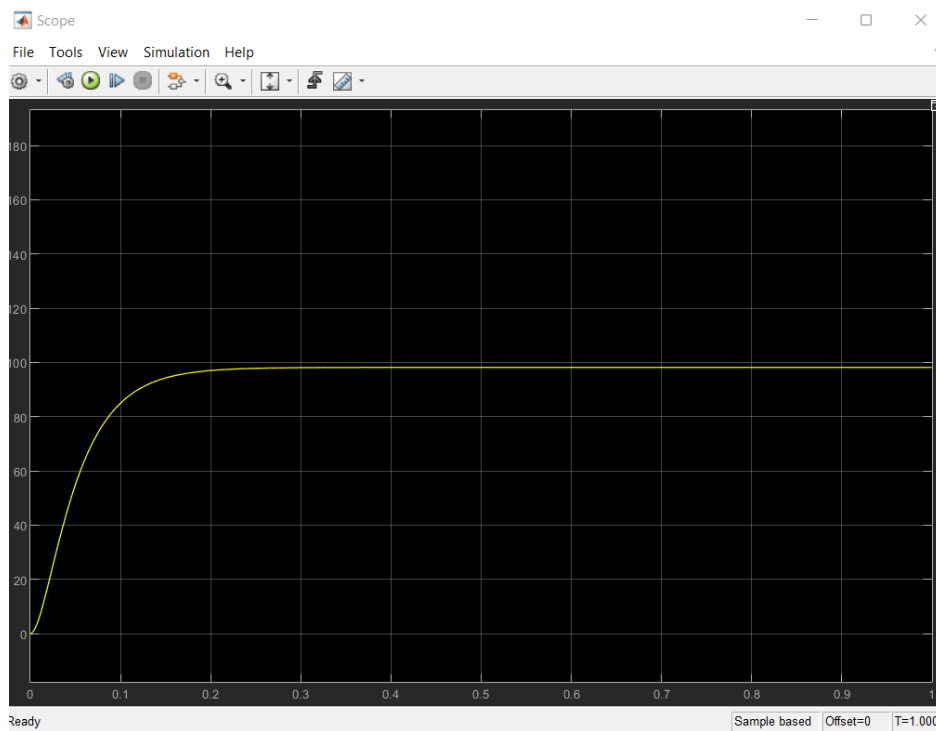


FIGURE 9 – Réponse en vitesse en boucle ouverte de la machine CC avec  $Cr=0$

## 4.2 Moteur à excitation indépendante

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.

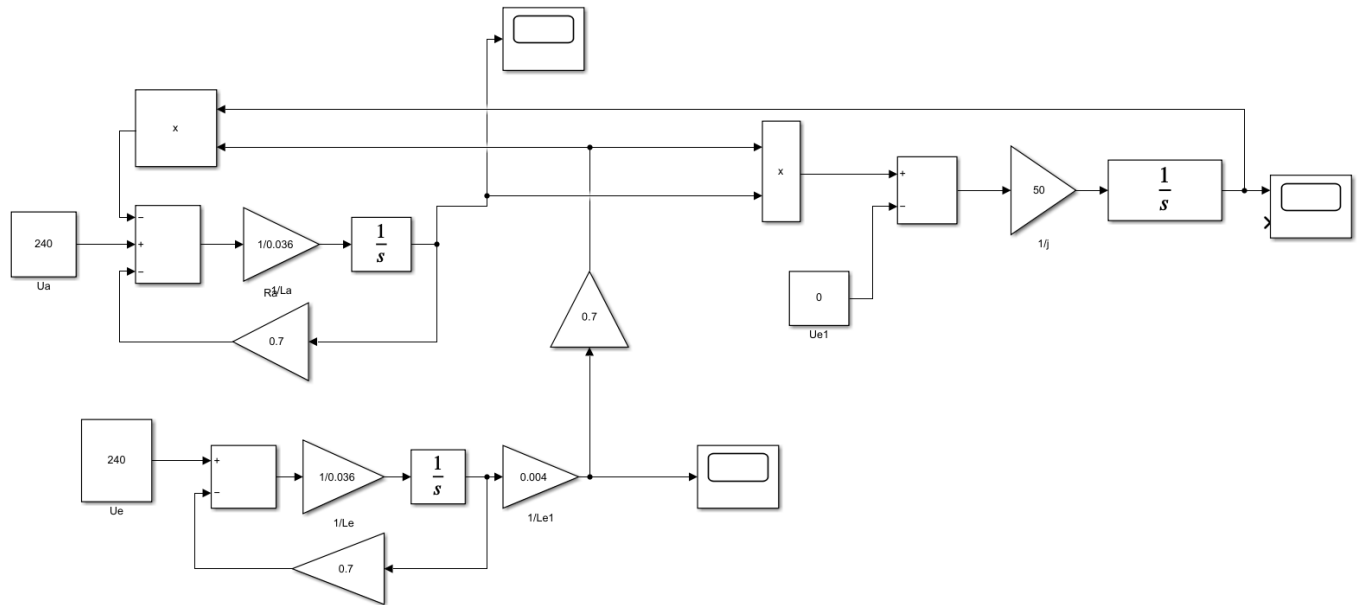


FIGURE 10 – Modèle simulink moteur à excitation indépendante

#### 4.2.1 Validation du modèle

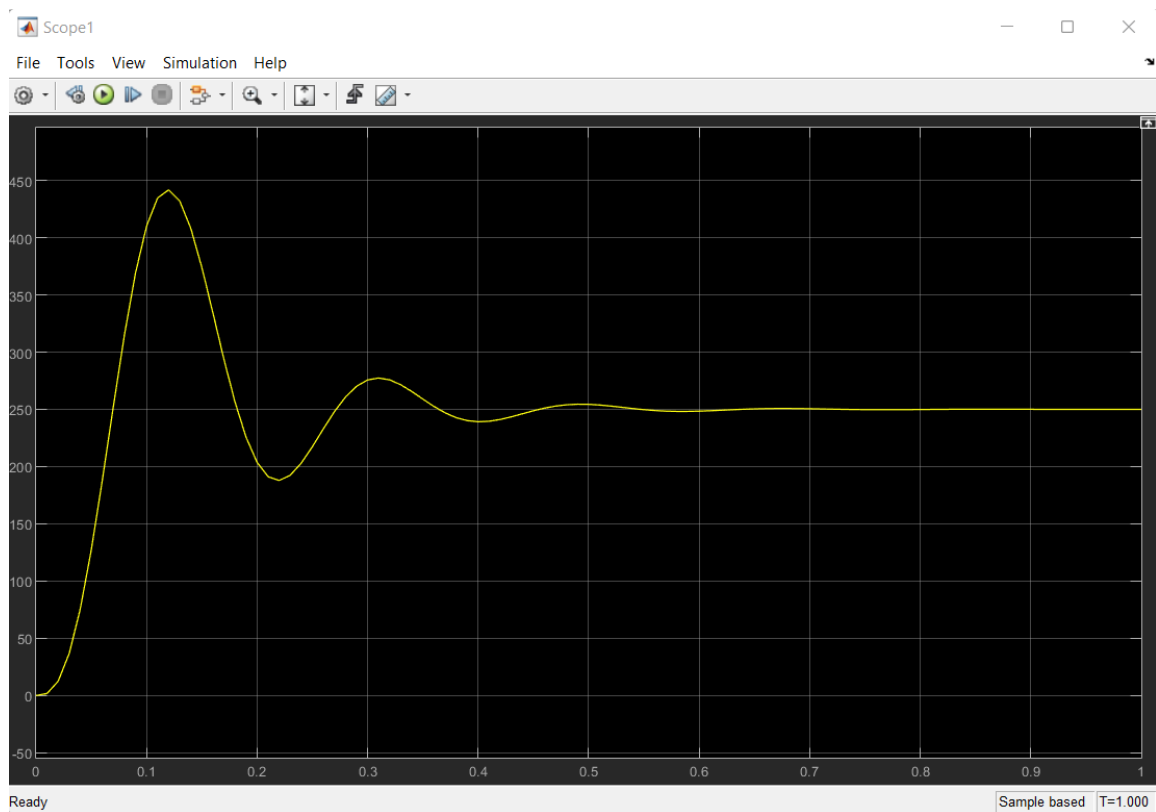


FIGURE 11 – Réponse en position en boucle ouverte de la machine CC

On remarque ainsi quelques dépassements avant la convergence vers la valeur final en régime permanent cela est due en fait à la présence d'un couple de charge.

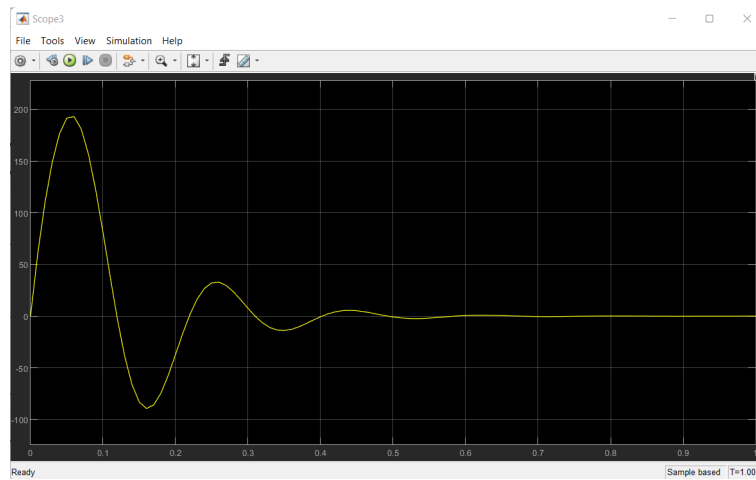


FIGURE 12 – Variation du couple moteur

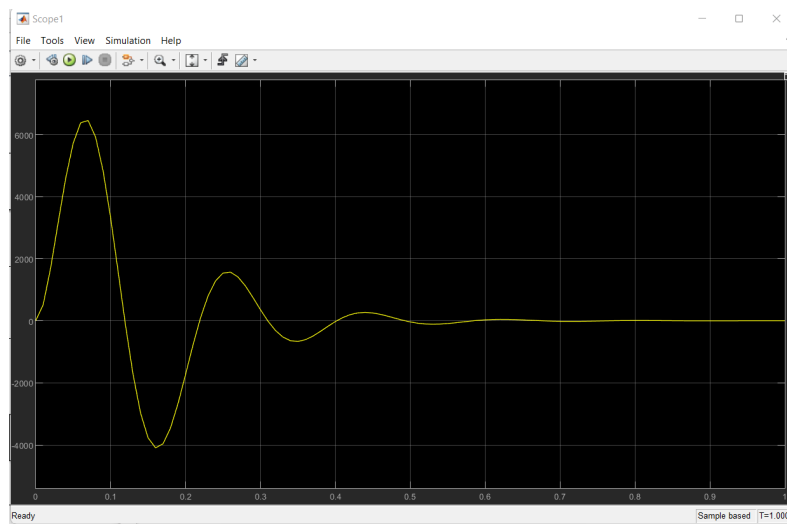


FIGURE 13 – Réponse en vitesse en boucle ouverte de la machine CC

On remarque ainsi l'effet du couple sur la variation de la vitesse.

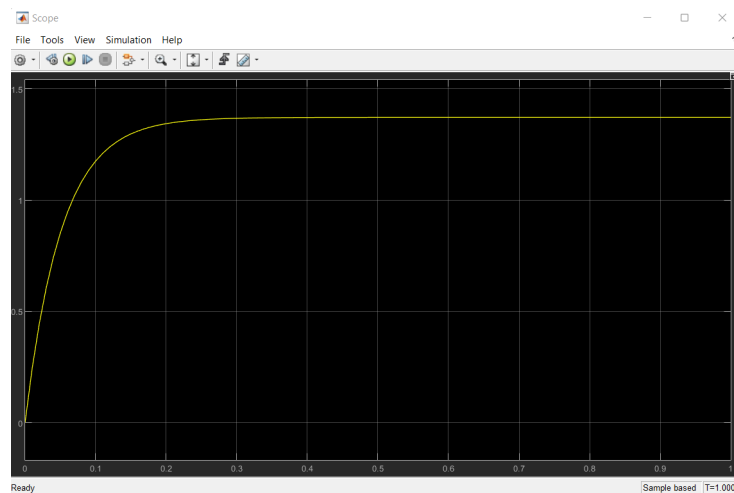


FIGURE 14 – Variation du flux

### 4.3 Conclusion

Cette étude préliminaire a montré que le moteur à courant continu possède de très bonnes caractéristiques de stabilité et de rapidité. De plus, avec l'excitation séparée, on peut contrôler indépendamment le couple et le flux dans la machine. Néanmoins, pour des applications d'entraînement et de positionnement, il est nécessaire d'ajouter une structure de commande pour assurer le suivi et la précision du positionnement désiré. Aussi on a un erreur statique qu'on se propose de l'éliminer à l'aide d'un correcteur PID.

## 5 Commande PID du système et simulation du système commandé

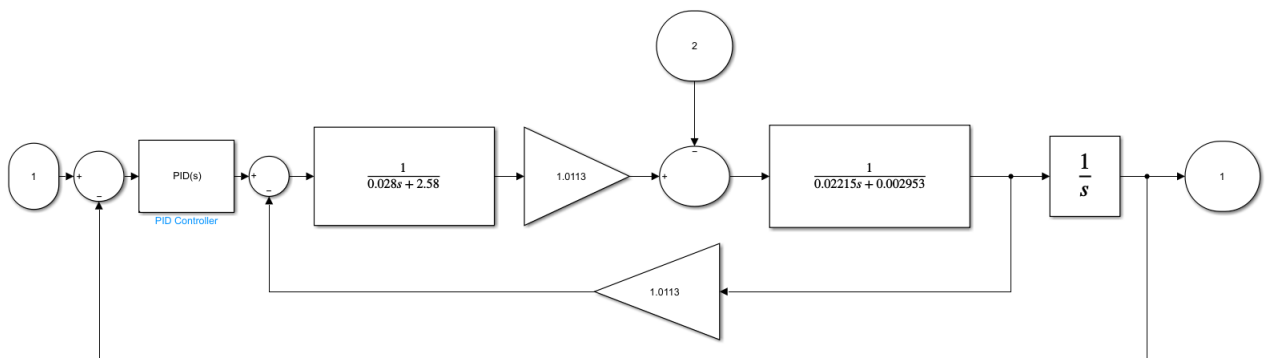


FIGURE 15 – Modèle simulink pour la commande PID

### 5.1 Choix des paramètres du PID

On a utilisé la méthode de Ziegler Nichols pour déterminer les paramètres du PID. Pour cela on a déterminé d'abord  $K_c$  critique et  $T_c$  la période critique.

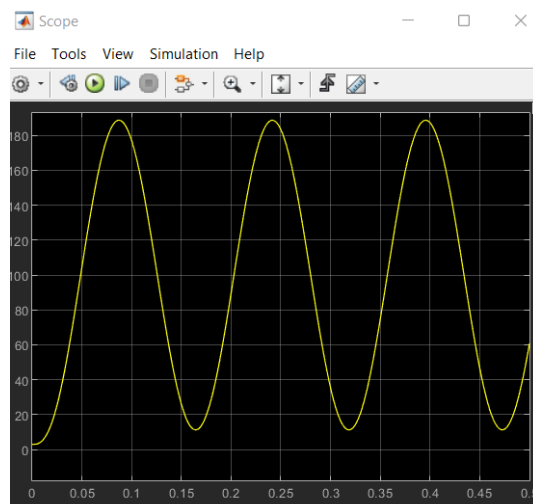


FIGURE 16 –  $K_c$  critique donnant cette réponse périodique

La valeur de  $K_c$  qui nous donne cette réponse périodique est  $K_c=94$ . D'après le schéma  $T_c=0.16$ . D'où les paramètres du PID sont les suivants :

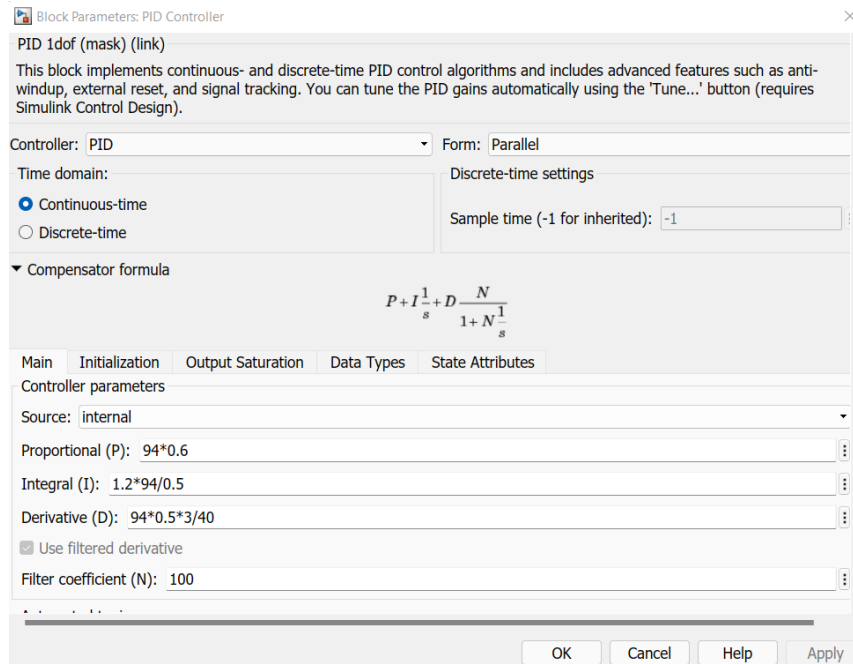


FIGURE 17 – paramètres PID

## 5.2 Simulation du système commandé

Nous, on désire annuler l'erreur statique. Ceci va nous coûter un peu en terme de rapidité mais ce n'est pas grave le système reste comme même rapide.

Avant la correction on a eu :

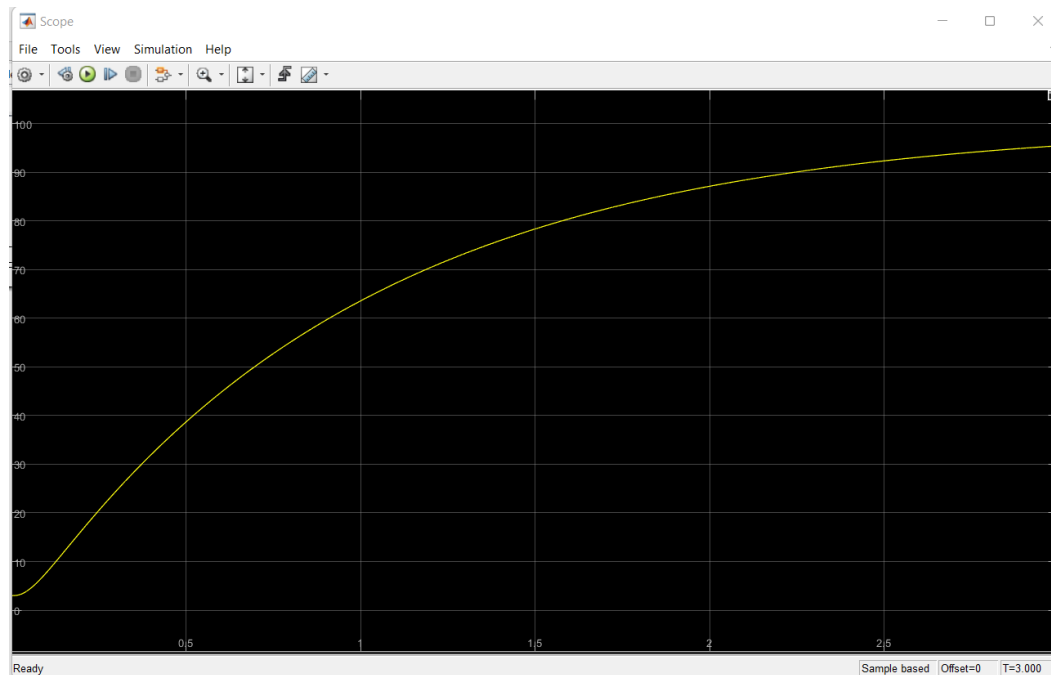


FIGURE 18 – Réponse en position du système non corrigé



Après la correction on a eu :

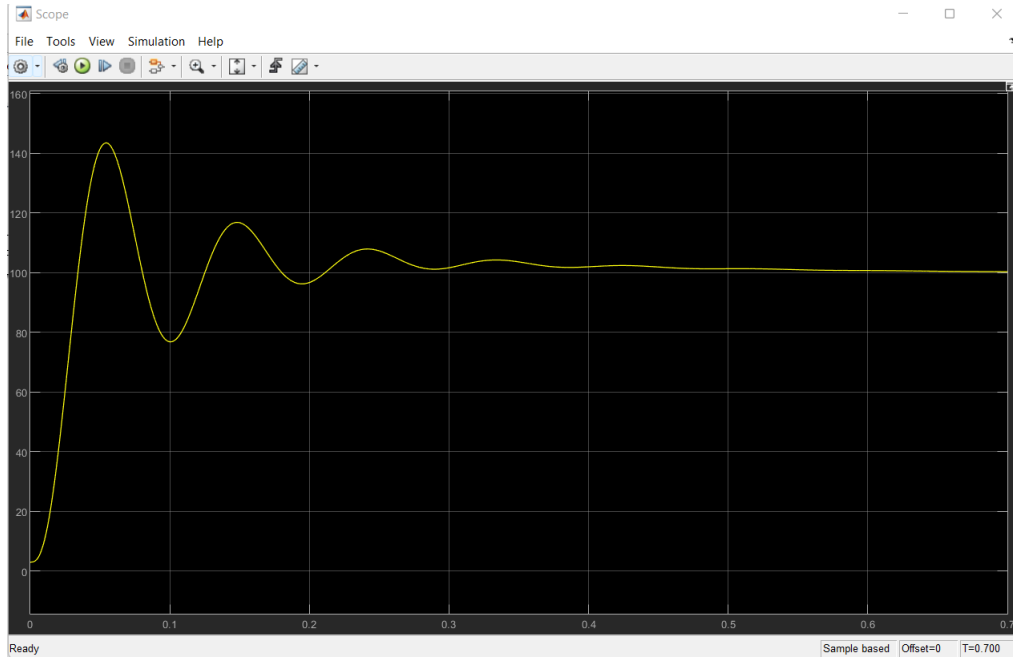


FIGURE 19 – Réponse en position du système corrigé

## 6 Analyse et commande du système dans l'espace d'état

### 6.1 Représentation d'état

D'après l'étude faite dans la partie modélisation on a obtenu les trois équations suivantes :

$$\begin{aligned} L_f \dot{I}_f &= -R_f I_f + V_f \\ L_a \dot{I}_a &= -R_a I_a + M I_f \omega + V_a \\ \dot{\theta} &= \omega \\ J \dot{\omega} &= -f \cdot \omega + M I_f I_a - C_r \end{aligned}$$

En prenant ( $C_r=0$ ) on obtient la forme d'état comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & -\frac{K_a}{L_a} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_a}{J} & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_a$$

### 6.2 Stabilité, commandabilité et observabilité

Pour cette fin nous allons calculer les valeurs propres de la matrice A et le rang de la matrice de commandabilité à travers le code suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -92.179 & 0 & -36.118 \\ 0 & 0 & 1 \\ 45.657 & 0 & -0.13332 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 35.714 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, Bd = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -45.147 \end{bmatrix}$$

```

1
2 - Ra=2.58; %Résistance de l'induit
3 - La= 0.028; %Inductance de l'induit
4 - j= 0.02215; %Inertie du rotor
5 - f = 0.002953; %Coefficient de frottement
6 - K=1.0113;
7 - A=[-Ra/La 0 -K/La;0 0 1;K/j 0 -f/j]
8 - B=[1/La;0;0]
9 - Bd=[0;0;-1/j];
10 - eig(A) %mat A stable
11
12 - comm=[B A*B A*A*B];
13 - rank(comm) %commandable
14 - BF_Poles=[-40 -46.0517-48.2939i -46.0517+48.2939i];
15 - K1 = place(A, B, BF_Poles) %les k qui donnent les poles désirés
16

```

FIGURE 20 – Code d’analyse du système d’état

Après exécution :

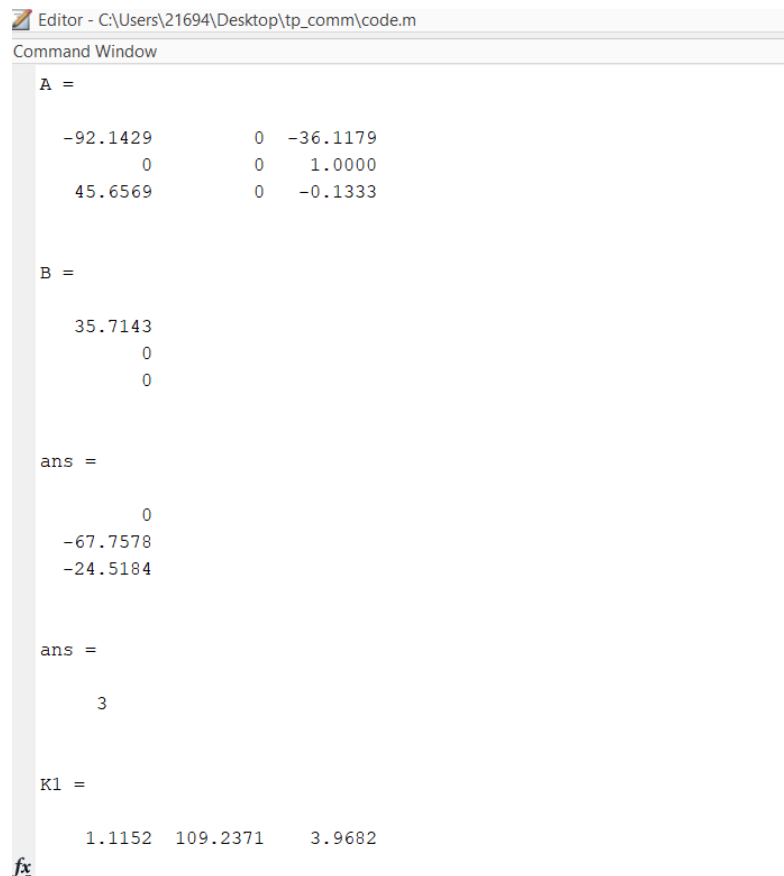


FIGURE 21 – Exécution du code d’analyse du système d’état

On obtient les valeurs propres suivantes : 0, -24.498, -67.814 , ce qui montre que le système est stable en boucle ouverte et le rang de la matrice de commandabilité est égale à 3 donc le système est commandable.

## 6.3 Commande par retour d'état

### 6.3.1 Principe

Le but de la commande par placement de pôles est d'imposer au système un comportement spécifié ou des performances désirées à travers l'application d'une loi de commande qui place les pôles du système en boucle fermée aux positions qui réalisent ces performances.

La détermination des pôles désirés en boucle fermée est basée sur des critères de réponse transitoire et/ou de réponse fréquentielle, telles que la vitesse, l'amortissement, ou la bande passante, aussi bien que sur des conditions sur le régime permanent.

On désire concevoir un retour d'état qui satisfait : La réponse indicielle a un dépassement inférieur à 5% et une erreur de 10% pour un temps d'établissement inférieur à 0.05 sec.

Pour cela on doit choisir  $\zeta = 0.7$  et donc  $\omega_n = 66.73$

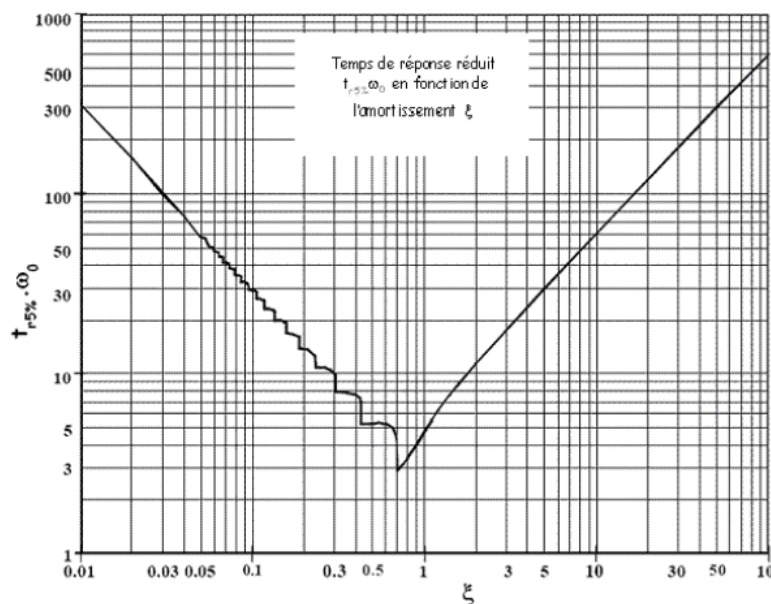


FIGURE 22 – Abaque d'amortissement

Le vecteur K désiré est donc  $K1 = \text{place}(A, B, \text{BF\_Poles}) = 1.1152 \quad 109.2371 \quad 3.9682$  d'après le code présenté précédemment dans la partie Stabilité, commandabilité et observabilité.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure 25. On peut remarquer que la position du Moteur à courant continu se stabilise à la position désirée.

### 6.3.2 Modèle Simulink dans l'espace des états sans commande

Ce schéma résume le modèle dans l'espace de laplace déjà fait précédemment et dans l'espace des états.

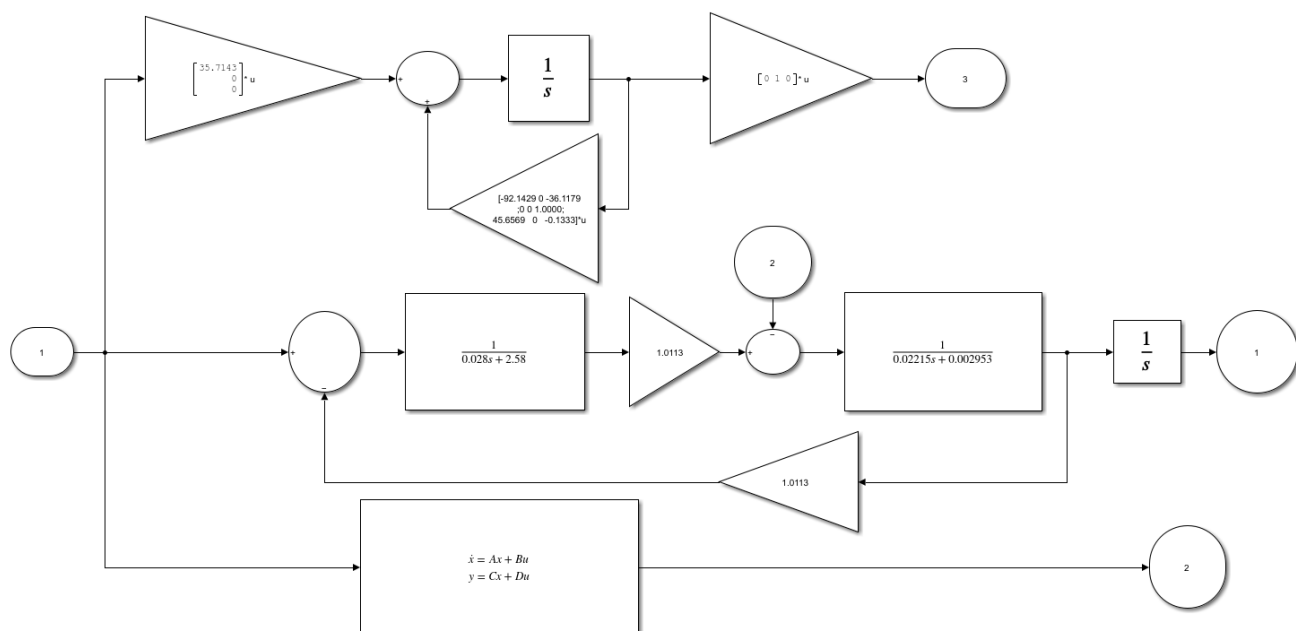


FIGURE 23 – Schéma simulink du moteur à CC

### 6.3.3 Modèle commandé Simulink dans l'espace des états

Dans l'espace des états :

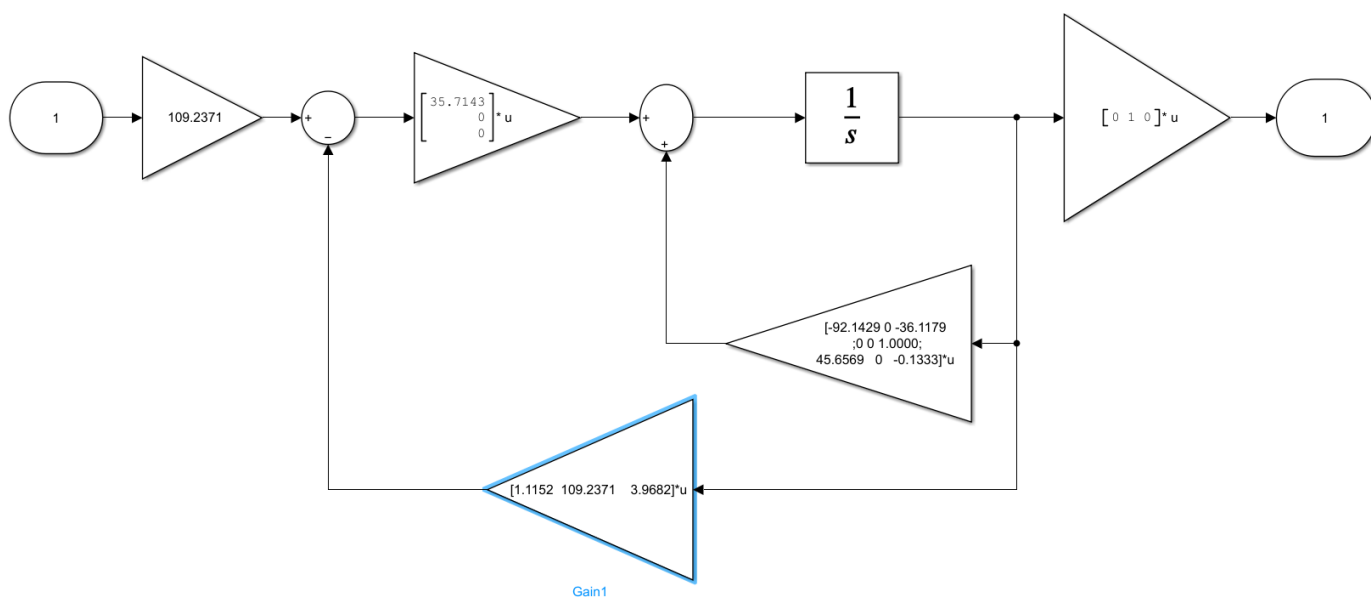


FIGURE 24 – Schéma de commande simulink du moteur à CC

Dans l'espace de laplace :

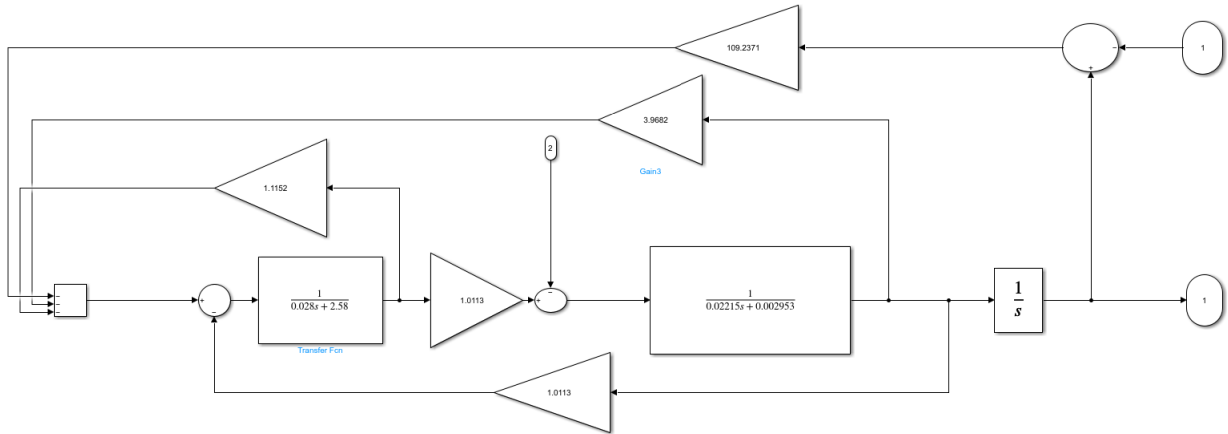


FIGURE 25 – Schéma de commande simulink du moteur à CC

On vérifie ensuite que ces deux modèles nous donnent les mêmes résultats suite à la commande.

#### 6.3.4 Simulation de système commandé

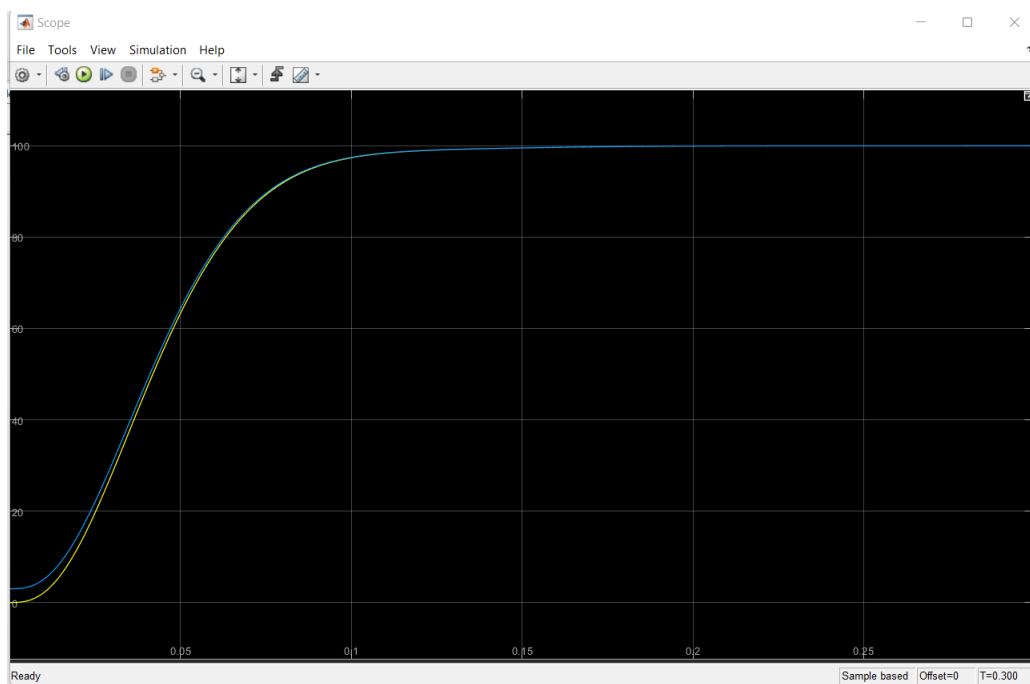


FIGURE 26 – Réponse du moteur à CC après placement des pôles

Les deux courbes sont presque confondues donc la commande dans l'espace d'état est la même dans l'espace de laplace. On remarque donc que la position du MCC se stabilise à la position désirée.

## 7 Commande numérique RST du système

### 7.1 Principe

La technique de régulation RST est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande. Le principe est basé sur la résolution de l'équation de Bézout qui conduit à l'identification des polynômes  $R, S$  et  $T$ , permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse.

La diversité des structures de commande RST disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier de charge d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part. Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- > Stabilité de la boucle.
- > Rejet des perturbations.
- > Suivi la référence.

Le principe de la commande RST peut-être donné par la figure suivante :

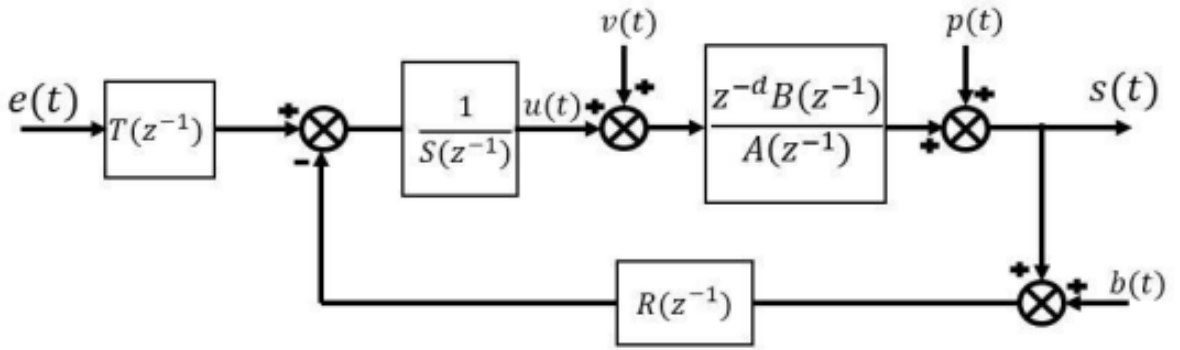


FIGURE 27 – Schéma de commande RST

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1})} = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{P(z^{-1})}$$

Où  $P(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1})$

Le polynôme  $P(z^{-1})$  va définir les pôles du système en B.F.

### 7.2 Choix de polynôme $P(z^{-1})$

Les dynamiques de régulation sont définies par le polynôme  $P(z^{-1})$ . On choisit un polynôme stable, c'est-à-dire, les racines de  $P(z^{-1})$  appartiennent au disque unité. Le polynôme  $P(z^{-1})$  est composé de deux polynômes : polynôme dominants  $P_D(z^{-1})$  et polynôme auxiliaire  $P_a(z^{-1})$ .

$$P(z^{-1}) = P_D(z^{-1}) \cdot P_a(z^{-1})$$

### 7.2.1 Polynôme dominant $P_D(z^{-1})$

La dynamique de la régulation (et du rejet de perturbation) est fixée par les pôles de  $P_D(z^{-1})$ . Il faut les choisir afin d'assurer un rejet de perturbation satisfaisant (en termes de rapidité et de dépassement).

### 7.2.2 Polynôme auxiliaire $P_a(z^{-1})$

Les pôles auxiliaires sont introduits pour la robustesse. Ils sont choisis plus rapides que les pôles dominants pour qu'ils ne provoquent pas des effets sur la dynamique de régulation.

### 7.3 Détermination des polynômes $R(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$

Les polynômes  $R(z^{-1})$  et  $S(z^{-1})$  sont déterminés par l'identification entre le polynôme choisi et cet Eq :

$$A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1}) = P_D(z^{-1}) \cdot P_a(z^{-1})$$

### 7.4 Détermination du polynôme $T(z^{-1})$

Les polynômes  $T(z^{-1})$  est choisi par les conditions suivantes :

- Gain statique unitaire au processus

C'est-à-dire compensation de  $P_D(z^{-1})$  et de  $P_a(z^{-1})$ .

On pose donc :

$$T(z^{-1}) = G(z^{-1}) \cdot P(z^{-1})$$

$$G(z^{-1}) = \begin{cases} \frac{1}{B(1)} & \text{si } B(1) \neq 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases}$$

### 7.5 Détermination des paramètres de la commande RST

Nous on désire avoir une réponse ayant comme coefficient d'amortissement  $\xi = 0.7$  et une pulsation naturelle  $\omega = 3rd.s^{-1}$ .

```

16
17 - h1 = tf(1630.6, [1 92.26 1660.12])
18 - hd1 = c2d(h1, 0.1, 'zho')
19
20 - step(h1, '--', hd1, '-')
21 - m1=[1      0      0      0;
22      -0.087    1      0.85    0;
23      9.84e-5  -0.087  0.46    0.85;
24      0         9.84e-5 0      0.46]
25
26 - pole1=[1;-0.124;0.015;0];
27 - rst=inv(m1)*pole1
28

```

(a)

```

1.0000
-0.0556
0.0219
0.0000
fx >> code

```

(b)

D'où on a :

La fonction de transfert en boucle ouverte est :  $G(z^{-1}) = \frac{0.8501z+0.04634}{z^2-0.08743z+9.845e-05}$

Le polynôme T est :  $T(z^{-1}) = (1-0.124 z^{-1} + 0.015z^{-2})\frac{1}{0.891}$

Le polynôme R est :  $R(z^{-1}) = 1 - 0.0556 z^{-1}$

Le polynôme S est :  $S(z^{-1}) = 0.0219 + 0.00001 z^{-1}$

## 7.6 Modèle simulink de la commande

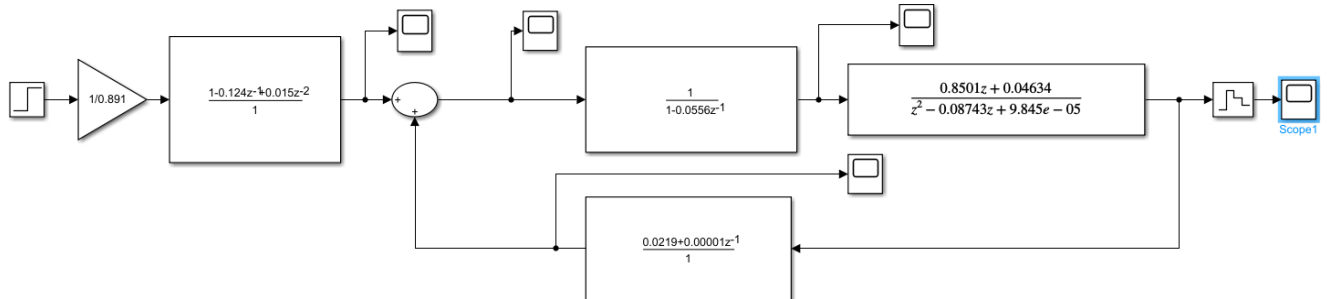


FIGURE 29 – Schéma simulink de la commande RST

## 7.7 Simulation du modèle commandé

Avant la commande on a eu un erreur en vitesse.

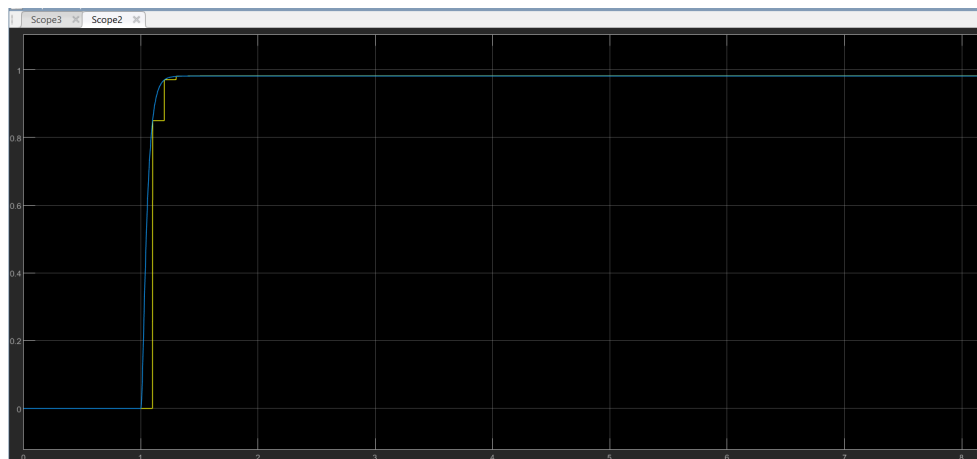


FIGURE 30 – Réponse en vitesse échantionné du moteur CC



FIGURE 31 – Réponse en vitesse échantionné du moteur CC agrandi



Après la commande l'erreur en vitesse s'est annulé.



FIGURE 32 – Asservissement de vitesse avec la commande RST

## 8 Interprétation des différentes structures de commande

La commande numérique demeure un outil très important dans le contrôle des machines ce qui élargit son application dans plusieurs domaines à savoir l'électronique , la physique, la mécanique et d'autres disciplines.

On a vu à travers ce TP réalisé, l'intérêt de l'algorithme de la commande RST et son principe général qui se représente par deux boucles. La première comporte le procédé et le régulateur à paramètres ajustables, la seconde permet d'adapter en ligne les paramètres du régulateur, en fonction d'un certain indice de performance. Cette commande est exploitée pour contrôler un moteur à courant continu. Elle a permis de répondre aux différents objectifs espérés d'une commande notamment la stabilité, le suivi de la consigne et le rejet de la perturbation.

Le correcteur RST donne des meilleurs résultats et permet d'atteindre un cahier de charge très exigeant. Par rapport aux correcteurs PID, seuls les correcteurs RST peuvent garantir la poursuite d'une rampe ou le rejet de perturbation en sinusoïdale.

Concernant la commande par placement de pôles son but est d'imposer au système un comportement spécifié ou des performances désirées à travers l'application d'une loi de commande qui place les pôles du système en boucle fermée aux positions qui réalisent ces performances. Cette tâche peut être accomplie en utilisant la loi de commande suivante :  $u = -Kx$ .

Les trois actions du correcteur PID permettent de commander le moteur électrique à courant continu, tout en garantissant une annulation de l'erreur permanente de la sortie , vis-à-vis d'échelons en entrée de consigne, cette propriété de précision est due à la présence d'un intégrateur.

L'ajout d'une action dérivée a permis d'augmenter la stabilité du moteur électrique, et de diminuer les dépassements de la réponse indicielle. L'ajout de cette dérivée n'est pas systématique dans certains cas il l'utilisation d'un régulateur PI suffit comme l'asservissement en vitesse du moteur électrique par exemple.

Le régulateur PID donne l'opportunité de le régler sans connaissance approfondie du système c'est son avantage par rapport aux autres correcteurs. En effet, on dispose de méthodes empiriques, basées uniquement sur la réponse temporelle du système, selon une procédure expérimentale, comme la méthode d'oscillation de Ziegler Nichols, permettant dans la majorité des cas d'aboutir à des performances acceptable.

## 9 Conclusion générale

Les systèmes industriels ont souvent un comportement qui ne correspond pas à nos attentes par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour ces systèmes.

L'objectif de ce TP est la synthèse des différentes stratégies de commandes, puis la mise en œuvre de ces stratégies en application au moteur à courant continu ayant pour but d'améliorer la poursuite des trajectoires de référence.

Par ailleurs nous avons étudié 3 approches de la commande : PID, RST et à retour d'état. Dans la première partie de ce travail, nous avons abordé la modélisation du moteur à courant continu à excitation séparée et à aimant permanent en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique du la moteur. L'étude en boucle ouverte du moteur montre que sa réponse dynamique est stable et pour faire suivre une trajectoire désirée il faudra une structure de commande en boucle fermée.

On a trouvé notamment un erreur statique et on l'a réglé par le correcteur PID.

La dernière partie de ce rapport a été consacrée à l'étude de la commande RST qui est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif principal de la commande adaptative est de maintenir des performances désirées pour un système en présence d'incertitudes ou variations paramétriques du procédé. La commande RST nous a aussi permis d'annuler l'erreur en vitesse.