

UNIVERSITÉ PAUL SABATIER

Conception et mise en œuvre de commande à temps réel

---

## - Rapport final -

---

*Auteurs :*

Lucien RAKOTOMALALA  
David TOCAVEN

*Encadrants :*

Sylvain DUROLA  
Frédéric GOUAISBAUT  
Yann LABIT





# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Modélisation</b>	<b>3</b>
1.1 Choix du formalisme et de la modélisation . . . . .	3
1.2 Maquette et équations physiques . . . . .	3
1.2.1 Maquette : . . . . .	3
1.2.2 Équations physique . . . . .	4
1.2.3 Linéarisation . . . . .	5
1.2.4 Invariance . . . . .	5
1.3 Modèle de niveau 0, modèle EE0 . . . . .	5
1.4 Espace d'état d'ordre 3, modèle EE1 . . . . .	5
1.5 Espace d'état d'ordre 2, modèle EE2 . . . . .	6
<b>2 Analyse</b>	<b>7</b>
2.1 Analyse des modèles . . . . .	7
2.1.1 Stabilité . . . . .	7
2.1.2 Commandabilité . . . . .	7
2.1.3 Observabilité . . . . .	8
2.2 Analyse temporelle et fréquentielle . . . . .	8
2.2.1 Performances Statiques . . . . .	9
2.2.2 Performances dynamiques . . . . .	9
2.2.3 Analyse fréquentielle . . . . .	10
<b>3 Synthèse de commande</b>	<b>11</b>
3.1 Commande du système d'ordre 2 . . . . .	11
3.1.1 Rédaction du cahier des charges et démarche de réponse . . . . .	11
3.1.2 Calcul du retour d'état . . . . .	11
3.1.3 Observateur ordre plein sur modèle d'ordre 2 . . . . .	11
3.1.4 Construction de l'asservissement . . . . .	12
3.2 Validation de la commande . . . . .	12
3.2.1 Validation théorique . . . . .	12
3.2.2 Simulation <i>SIMULINK</i> . . . . .	12
3.2.3 Analyse boucle fermé du modèle d'ordre 3 . . . . .	13
3.3 Validation sur les modèles d'ordre supérieur . . . . .	13
3.3.1 Changement de base du modèle d'ordre 3 . . . . .	13
3.3.2 Analyse du changement de base et de l'erreur de reconstruction . . . . .	14
3.3.3 Changement de base du modèle d'ordre 4 et intégration de la commande . . . . .	15
3.3.4 Étude de la réponse entre l'erreur de reconstruction par rapport à une commande . . . . .	15
3.4 Simulation <i>SIMULINK</i> des modèles linéaires . . . . .	16
3.5 Conclusion . . . . .	17
<b>4 Validation de la commande en temps continue sur le modèle non linéaire</b>	<b>18</b>
4.1 Protocoles MIL/SIL . . . . .	18
4.1.1 Model in the loop (MIL) . . . . .	18
4.1.2 Software in the loop (SIL) . . . . .	18
4.2 Simulation sur Modèle Non linéaire . . . . .	18
4.2.1 Adaptation modèle . . . . .	19
4.2.2 Simulation et étude de performances . . . . .	19
4.2.2.1 Nouveau paramètres non linéaires . . . . .	19

4.2.2.2	Prototype 0 . . . . .	19
4.2.2.3	Prototype 1 . . . . .	20
4.3	Retour d'état avec action intégrale . . . . .	21
4.3.1	Simulation de l'action intégrale sur modèle linéaire et prototype sur modèle non linéaire . . . . .	21
4.3.1.1	Prototype 2 . . . . .	22
4.3.2	Conclusion et Validation . . . . .	23
4.4	Simulation sur moteur Réel . . . . .	23
4.4.1	Adaptation du modèle . . . . .	23
4.4.2	Test et étude de performances . . . . .	23
4.4.2.1	Étude du Prototype 1 . . . . .	23
4.4.2.2	Étude du Prototype 2 . . . . .	24
4.4.3	Conclusion et Validation . . . . .	24
<b>5</b>	<b>Commande temps discret</b>	<b>25</b>
5.1	Discrétisation de la commande . . . . .	25
5.1.1	Espace d'état à temps discret de la commande . . . . .	25
5.1.2	Équation récurrente . . . . .	26
<b>6</b>	<b>Implémentation</b>	<b>28</b>
6.1	Contraintes hardware . . . . .	28
6.1.1	Micro-contrôleur C167 . . . . .	28
6.1.2	CAN / CNA . . . . .	29
6.1.3	Conclusion . . . . .	30
6.2	Transformation CAN/CNA . . . . .	30
6.3	Implémentation . . . . .	31
6.3.1	Description des tâches . . . . .	31
6.3.2	implémentation . . . . .	31
6.3.3	Validation et correction . . . . .	31
<b>7</b>	<b>Bilan</b>	<b>32</b>
	<b>Annexes</b>	<b>34</b>
	<b>Codes Matlab</b>	<b>34</b>
	Modèles et analyses . . . . .	34
	Observateur et Asservissement . . . . .	35
	<b>Modèles SIMULINK</b>	<b>39</b>
	Modèle Global . . . . .	39
	Sous-système de commande . . . . .	39
	Sous-système d'observateur . . . . .	40
	<b>Simulation <i>SIMULINK</i></b>	<b>41</b>
	Modèles Non linéaire . . . . .	41
	Émulation Moteur réel . . . . .	41

# Table des figures

1.1	Schéma électrique/physique du banc moteur . . . . .	3
2.1	Réponse à un échelon unité de $V_g(t)$ des modèles EE0, EE1 et EE2. . . . .	8
2.2	Diagramme de Bode sur $V_g(t)$ des modèles EE0, EE1 et EE2. . . . .	9
2.3	Pôles et zéros dans le plan complexe du transfert vers $V_g(t)$ du modèles EE0. . . . .	10
3.1	Réponse du système asservi . . . . .	13
3.2	Transfert de la boucle fermé, modèle linéaire d'ordre 3 . . . . .	14
3.3	Transfert de la boucle fermé, modèle linéaire d'ordre 4 . . . . .	15
3.4	Réponses de l'erreur de reconstruction de l'état $\omega$ (vitesse) des modèle d'ordre 2 à 4 . . . . .	16
3.5	Réponses temporelles des boucles fermées sous <i>SIMULINK</i> . . . . .	16
3.6	Commandes $u(t)$ associées aux résultats de la figure 3.5 . . . . .	17
4.1	Schéma <i>SIMULINK</i> complet de l'asservissement du modèle du moteur Non linéaire . . . . .	19
4.2	Simulation réponse temporelle du modèle linéaire commandé par le prototype 0 . . . . .	20
4.3	Simulation réponse temporelle du modèle linéaire commandé par le prototype 1 . . . . .	21
4.4	Simulation signal de commande modèle non linéaire avec le prototype 1 . . . . .	21
4.5	Réponse temporelle du système linéaire asservi avec un retour d'état avec action intégrale . . . . .	22
4.6	Commande du système linéaire asservi avec un retour d'état avec action intégrale . . . . .	22
4.7	Réponse temporelle du système Non linéaire asservi avec un retour d'état avec action intégrale . . . . .	22
4.8	Commande du système Non linéaire asservi avec un retour d'état avec action intégrale . . . . .	22
4.9	Réponse teporelle $V_g(t)$ , commande émulé et procédé réel . . . . .	23
4.10	Réponse teporelle $V_g(t)$ , commande émulé et procédé réel, capture commentée . . . . .	23
5.1	Schéma de la commande par retour d'état à temps continue. . . . .	25
6.1	Schéma des différents composants du montage. . . . .	28
6.2	Erreurs de conversions possibles sur le CAN . . . . .	29
6.3	Erreurs de conversions entre le CAN et le CNA (pour le C167 n°1) . . . . .	30
6.4	Erreurs de conversions entre le CAN et le CNA (pour le C167 n°2) . . . . .	30
6.5	Valeurs possibles et possibles du CAN . . . . .	31
6.6	Valeurs possibles et possibles du CNA . . . . .	31
7.1	Sous système de commande avec action Intégrale . . . . .	40
7.2	Schéma <i>SIMULINK</i> complet de l'asservissement du modèle du moteur Non linéaire . . . . .	41
7.3	Schéma <i>SIMULINK</i> du <i>sub-system</i> de commande . . . . .	41
7.4	Mesure de simulation de l'erreur entre la référence et la sortie $V_s$ du modèle Non linéaire . . . . .	42
7.5	Mesure de simulation de l'erreur entre la référence et la sortie $V_s$ du modèle Non linéaire zoomé . . . . .	42
7.6	Schéma des blocs <i>Simulink</i> de l'émulation de la commande sur moteur réel . . . . .	43

# Introduction

Le rapport final inclura une hiérarchisation des émulations et des validations expérimentales, des justifications pour les choix matériels et logiciels, la prise en compte des informations à traiter sur une chaîne d'acquisition, un raisonnement construit pour les protocoles expérimentaux, un bilan sur le projet.

## A RÉÉCRIRE. Plan

intro a refaire

Les 2 chapitres de théories

1. Validation de la commande TC sur modèle NL

1.1. Protocoles MIL/SIL

1.1.1. MIL

1.1.2. SIL

1.2. Commande temps continue

1.2.1 Simulation

1.2.1.1. Adaptation modèle (avec nl)

1.2.1.2. Simulation et étude de perf

1.2.1.3. Conclusion et Validation

1.2.1 Sur moteur Réel (proto rapide)

1.2.1.1. Adaptation modèle (avec nl)

1.2.1.2. test et étude de perf

1.2.1.3. Conclusion et Validation

2. Commande temps discret

2.1. Contraintes hardware

2.1.1. CAN / CNA (protocole correction, temps conversion, échantillonnage bits )

2.1.2. C167 (ordo,taches,validation TR,temps calcul, fréquence fonctionnement)

2.2.3. Conclusion (contraintes tempo, squelette code correcteur)

2.2. Transformation commande en TD

2.1.1. Fonctions de transferts (observateur + retour état = 2 ft)

2.1.2. Transformée en z

3. Implémentation

3.1. Correction CAN/CNA

3.1.1. Implémentation prog récupération lu/écrite

3.1.2. Correction

3.1.3. Validation

3.2. Implémentation

3.2.1. Description taches

3.2.2. implémentation

3.3. Validation et correction

4. Bilan Dans cet UE, nous devons réaliser la commande d'un système temps réel du prototypage à l'implémentation sur un microcontrôleur : nous devons asservir un banc de moteurs à courant continu à l'aide d'un micro-contrôleur C167.

Ce premier rapport contient toute la partie théorique. Celle-ci est décomposée dans les trois premiers chapitres et un dernier chapitre qui détaille la suite des étapes à réaliser.

Le *chapitre 1 : Modélisation* contient l'étude physique qui nous a été donné en cours, le modèle le plus précis, non linéaire et variant, les différentes simplifications de celui-ci.

Ensuite, dans le *chapitre 2 : Analyse*, nous avons effectué une analyse de nos différents modèles afin de maîtriser l'impact de nos simplifications, étudier les performances de notre systèmes et définir celles souhaitées. Nous avons réalisé cela grâce, autant que nous avons pu, a une approche théorique et grâce à des simulations.

Le *chapitre 3 : Synthèse de commande*, qui est le dernier chapitre de la partie théorique, contient la conception de l'asservissement et l'étude des performances de celle-ci sur les différents modèles de notre système.

Dans le *chapitre ?? : Planification de la suite de l'asservissement*, nous détaillons comment nous allons tester la validité de nos modèles par rapport au modèle physique et les différentes étapes de la mise en œuvre sur micro-contrôleur. Ce chapitre nous permettra d'organiser au mieux notre démarche afin que la commande implémentée respecte bien les contraintes temps réel, garantisse la stabilité et les performances attendues tout en étant adaptée au support d'implémentation et au moteur asservi.

# Chapitre 1

## Modélisation

### 1.1 Choix du formalisme et de la modélisation

Notre modélisation sera basée sur les modèles physiques qui décrivent les différents constituants de notre système de procédé : deux moteurs couplés l'un à l'autre par un arbre simple. L'un étant générateur de force mécanique et l'autre générateur de courant afin de faire office de charge (il dissipe son énergie sur une résistance). Il y a aussi un tachymètre couplé à l'arbre principal par un réducteur. Nos modèles seront donc des modèles de connaissances.

Nous avons choisis de faire une modélisation espace d'état pour différentes raisons. La première est que cette représentation permet d'étudier facilement la valeur des différents états (l'étude de la stabilité asymptotique, par exemple, en est simplifiée dans un modèle espace d'état). Elle permet aussi de garder les états non observables et non commandables dans le modèle, une modélisation par fonctions de transferts ne le permet pas. Ce choix nous permet aussi, pour la suite, de concevoir un asservissement par retour d'état basé observateur, qui est l'asservissement que nous avons choisis. Le choix d'un modèle de connaissance améliore aussi l'analyse de l'influence des différents paramètres du modèle, ce qui nous permettra d'affiner notre modèle lors des tests sur le système réel.

### 1.2 Maquette et équations physiques

#### 1.2.1 Maquette :

Voici, figure 1.1, un schéma électrique et physique du banc qui fait office de procédé dans notre asservissement. Le circuit électrique de gauche correspond au Moteur à Courant Continu 1 (MCC) qui délivre la puissance

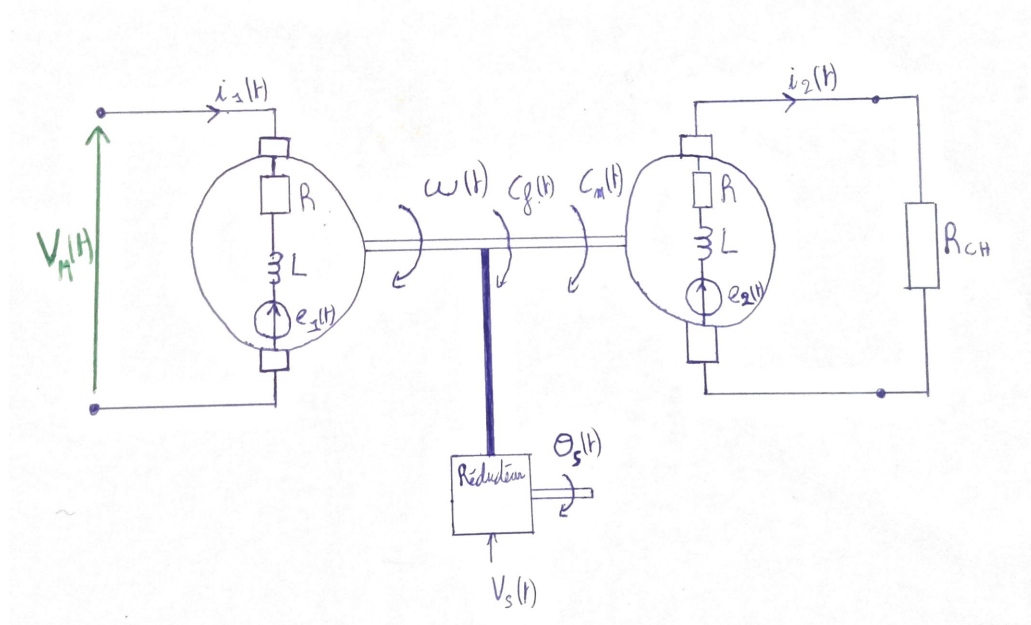


FIGURE 1.1 – Schéma électrique/physique du banc moteur



mécanique à partir d'une tension d'entrée  $V_M$ . Celle-ci est l'entrée de notre procédé. Le schéma électrique de droite représente le MCC 2, générateur de puissance électrique qui fait office de charge en alimentant une résistance  $R_{CH}$ . Entre ces deux schémas électriques, se trouve une représentation de l'arbre, des forces qu'il subit, du réducteur et du tachymètre qui délivre une tension proportionnelle à la position du moteur, c'est le signal  $V_s$ , nous l'étudierons en tant que sortie.

### 1.2.2 Équations physique

Voici les différentes équations décrivant notre procédé :

- Équations des moteurs :

$$V_m(t) = Ri_1(t) + L \frac{di_1(t)}{dt} + e_1(t) \quad (1.1)$$

$$e_2(t) = (R + R_{CH})i_2(t) + L \frac{di_2(t)}{dt} \quad (1.2)$$

- Équations banc :

$$J_2 \frac{d\omega(t)}{dt} = C_m(t) + C_f(t) \quad (1.3)$$

$$\frac{d\theta_s(t)}{dt} = \omega(t) \quad (1.4)$$

$$e_1(t) = K_e \omega(t) \quad (1.5)$$

$$e_2(t) = K_e \omega(t) \quad (1.6)$$

$$C_m(t) = K_c i_1(t) - K_c i_2(t) \quad (1.7)$$

$$C_f(t) = -\mu \omega(t) - C_0(t) \quad (1.8)$$

$$R_{CH}(t) = R_{CHn} + r R_{CH}(t) \Delta_1 \quad (1.9)$$

$$C_0(t) = -\text{sign}(C_m(t))C \quad (1.10)$$

$$V_s(t) = K_r K_s \theta_s(t) \quad (1.11)$$

$$V_g(t) = K_g \omega(t) \quad (1.12)$$

Où :

$R$  La résistance de l'induit aux moteurs.

$L$  L'inductance de l'induite des moteurs.

$i_1(t), i_2(t)$  Respectivement le courant dans les moteurs 1 et 2.

$e_1(t), e_2(t)$  Respectivement la force électromotrice des moteurs 1 et 2.

$R_{CH}(t)$  Résistance de charge.

$J_2$  Inertie totale (somme des inerties du rotor, du réducteur et de la charge).

$\omega_s(t)$  Vitesse radiale de l'arbre.

$\theta_s$  Position de rotation de l'arbre.

$C_m(t)$  Couple de l'arbre.

$C_f(t)$  Couple de frottement.

$K_e$  Constante de force électromagnétique.

$K_c$  Constante de couple.

$\mu$  Coefficient de frottement visqueux.

$C_0(t)$  Couple de frottement sec si rotation.

$R_{CHn}$  Résistance de charge nominale.

$r R_{CH}$  Rayon de l'incertitude de la résistance de charge.

$\Delta_1$  Perturbation de la résistance de charge bornée en  $[-1; 1]$ .

$K_r$  Facteur de réduction.

$K_s$  Constante du potentiomètre.

$K_g$  Constante de la génératrice tachymétrique.

$V_g(t)$  Tension reflétant la vitesse de rotation de l'arbre. Sortie de performance non mesurée.

$C$  Couple de frottement sec si  $\omega(t)$  assez grande.

### 1.2.3 Linéarisation

Les équations ci-dessous permettent de former un modèle du procédé. Néanmoins, l'équation 1.10 exprime une non linéarité sur les frottements secs du banc moteur. Afin d'avoir un modèle linéaire du moteur, nous avons transformé cette non linéarité en incertitude. Ainsi nous exprimons :

$$C_0(t) = C_{0n} + rC_0\Delta_2 \quad (1.13)$$

Où :

$C_{0n}$  Couple de frottement sec nominal.

$rR_{CH}$  Rayon d'incertitude du couple de frottement sec.

$\Delta_1$  Perturbation du couple de frottement sec bornée en  $[-1; 1]$ .

Nous avons maintenant des équations linéaires mais deux équations présentent des incertitudes dues aux perturbations  $\Delta_1$  et  $\Delta_2$  respectivement liés à la température de la résistance de charge et à la non linéarité du couple de frottement sec.

### 1.2.4 Invariance

Nous souhaitons exprimer le modèle du procédé sous la forme d'un espace d'état linéaire et invariant, donc il faut rendre invariant nos équations. Pour cela, nous allons considérer que la résistance de charge  $R_{CH}(t)$ , exprimée dans l'équation 1.9 et  $C_0(t)$ , dans l'équation 1.13 valent leurs valeurs nominales.

$$R_{CH}(t) = R_{CHn} \quad (1.14)$$

$$C_0(t) = C_{0n} \quad (1.15)$$

Nous pouvons maintenant former un modèle linéaire et invariant.

## 1.3 Modèle de niveau 0, modèle EE0

Notre modèle présente 4 dynamiques, nous avons donc 4 états dans notre vecteur d'état.

Le vecteur d'état choisit est :

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \Omega_m \\ \Theta_m \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

L'entrée  $u(t)$  du modèle est  $u(t) = V_m(t)$ .

Les sorties sont  $y(t) = \begin{bmatrix} V_g(t) \\ V_s(t) \end{bmatrix}$ .

Le modèle d'ordre 4 vaut donc :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{K_e}{L} \\ 0 & -\frac{(R+R_{ch})}{L} & 0 & -\frac{K_e}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_c}{J_2} & \frac{K_c}{J_2} & 0 & \frac{\mu}{J_2} \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) \\ y(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & K_g \\ 0 & 0 & K_r K_s & 0 \end{pmatrix} x(t) \end{cases} \quad (1.17)$$

## 1.4 Espace d'état d'ordre 3, modèle EE1

Afin de faciliter la création d'une commande, nous avons retiré l'état  $i_2(t)$  de l'état de la modélisation. Il permettra une validation intermédiaire.

L'état vaut maintenant

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_1 \\ \Omega_m \\ \Theta_m \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

L'entrée et les sorties n'ont pas changées.

L'espace d'état, d'ordre 3, vaut :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{K_e}{L} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_c}{J_2} & 0 & \frac{\mu}{J_2} \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) \\ y(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & K_g \\ 0 & K_r K_s & 0 \end{pmatrix} x(t) \end{cases} \quad (1.19)$$

## 1.5 Espace d'état d'ordre 2, modèle EE2

Pour correspondre avec un modèle de comportement, nous allons à nouveau réduire la représentation d'état (1.17) pour obtenir un modèle d'ordre 2. Pour cela, nous allons annuler l'effet des dynamiques des courants  $i_1$  et  $i_2$  qui sont beaucoup plus grandes que les dynamiques de  $\omega$  et  $\theta$ , qui sont celles que nous sommes capable de mesurer et que nous souhaitons asservir. Ainsi nous avons un espace d'état où il sera plus facile de concevoir un retour d'état. Le système d'ordre 3 servira donc de modèle permettant une validation intermédiaire entre celui d'ordre 2 et celui d'ordre 4.

Le vecteur d'état vaut maintenant :

$$x(t) = \begin{bmatrix} \Omega_m \\ \Theta_m \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Le modèle espace d'état d'ordre 2 vaut :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{(K_c K_e)}{J_2 R} - \frac{\mu}{J_2} \end{pmatrix} X(t) + \begin{pmatrix} \frac{K_c}{J_2 R} \\ 0 \end{pmatrix} V_m(t) \\ Y(t) = \begin{pmatrix} 0 & K_g \\ K_r K_s & 0 \end{pmatrix} X(t) \end{cases} \quad (1.21)$$

# Chapitre 2

## Analyse

Dans ce chapitre, nous allons dans une première partie, étudier la stabilité de nos différentes modélisations (espace d'état d'ordre 4, 3 et 2), puis leurs commandabilités et observabilités. Dans une seconde partie, nous étudierons les performances dynamiques des différents modèles à travers une analyse temporelles et fréquentielle. Dans l'ensemble du chapitre sera abordé l'impact des simplifications effectués sur les modèles espace d'état d'ordre 3 et 2. Comme nous souhaitons asservir le procédé en vitesse et non en position, nous étudierons la sortie de performance  $V_g(t)$  des modèles et non  $V_s(t)$ .

### 2.1 Analyse des modèles

#### 2.1.1 Stabilité

Nous avons décidé d'étudier la stabilité asymptotique afin de savoir si l'ensemble des états de nos modèles sont stables et non uniquement ceux qui sont observables comme en stabilité BIBO.

Les valeurs propres de notre système d'ordre 4 sont : (calculé à l'aide de matlab)

$$0; -132749,8861; -4,0655; -7748,0483 \quad (2.1)$$

Nous remarquons que les valeurs propres sont toutes à partie réelle négatives, le système d'ordre 4 est donc asymptotiquement stable.

Les valeurs propres de notre système d'ordre 3 sont : (calculé à l'aide de matlab)

$$0; -7748,0484; -3,9516 \quad (2.2)$$

Nous remarquons que les valeurs propres sont toutes à parties réelles négatives, le système d'ordre 3 est donc asymptotiquement stable.

C'était prévisible car le modèle d'ordre 3 est une simplification du modèle d'ordre 4, qui est stable. Nous remarquons aussi que la troisième valeur propre du système d'ordre 3, qui normalement doit être similaire à la troisième valeur propre du système d'ordre 4 a légèrement variée. Cette différence est une première conséquence de la perte d'une dynamique engendrée par la simplification.

Les valeurs propres de notre système d'ordre 2 sont : (calculé à l'aide de matlab)

$$0; -3,9506 \quad (2.3)$$

Nous remarquons que les valeurs propres sont toutes à parties réelles négatives, le système d'ordre 2 est donc asymptotiquement stable.

Comme précédemment, cette conclusion était prévisible, néanmoins on remarque une autre conséquence de la simplification sur la seconde valeur propre qui est légèrement différente de celle du modèle d'ordre 3.

#### 2.1.2 Commandabilité

L'étude de la commandabilité d'un système nous permettra de savoir quels états sont commandables, c'est à dire qu'il sera possible de modifier la dynamique qu'ils représentent par un asservissement. Cette étude se fera uniquement sur l'espace d'état d'ordre 4 car les deux autres modèles découlent de celui-ci. Un système (sous forme d'espace d'état) est commandable, d'après le critère de Kalman, si la matrice de commandabilité  $C_m$  est de rang plein donc égale à la dimension de A.

Où,  $C_m = \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix}$  Nous avons étudié la commandabilité sur matlab et le résultat est que :

$$\text{rang}(C_m) = n = 4$$

Donc le système est commandable. Cela nous permet de mettre en place un retour d'état.

### 2.1.3 Observabilité

L'étude de l'observabilité d'un système nous permettra de savoir quels états sont observables, c'est à dire s'il est possible de déterminer la valeur des états à partir de mesures de la sortie. Cette étude se fera uniquement sur l'espace d'état d'ordre 4 car les deux autres modèles découlent de celui-ci. Un système (sous forme d'espace d'état) est observable, d'après le critère de Kalman, si la matrice d'observabilité  $\mathcal{O}$  est de rang plein donc égale à la dimension de A.

$$\text{Où, } \mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad \text{Nous avons étudié l'observabilité sur matlab et le résultat est que :}$$

$$\text{rang}(\mathcal{O}) = \dim(A) = 4$$

Donc le système est observable, néanmoins intuitivement ce résultat semble faux.

## 2.2 Analyse temporelle et fréquentielle

Nous avons étudié les performances de nos modèles grâce à deux types de réponses :

- Une réponse à un échelon unité (voir figure 2.1).
- Une réponse fréquentielle représentée par un diagramme de Bode (voir figure 2.2).

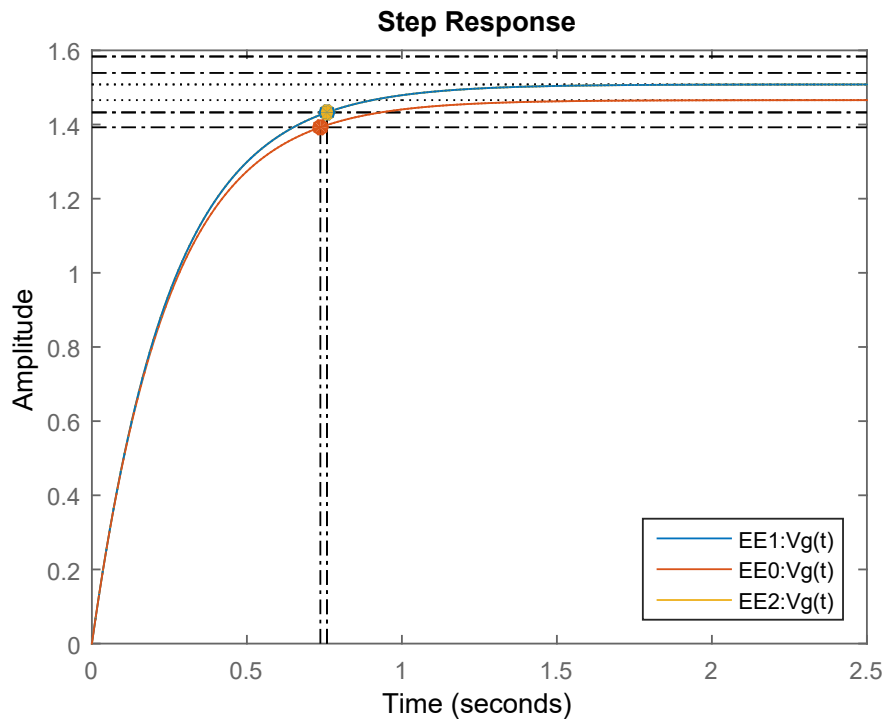


FIGURE 2.1 – Réponse à un échelon unité de  $V_g(t)$  des modèles EE0, EE1 et EE2.

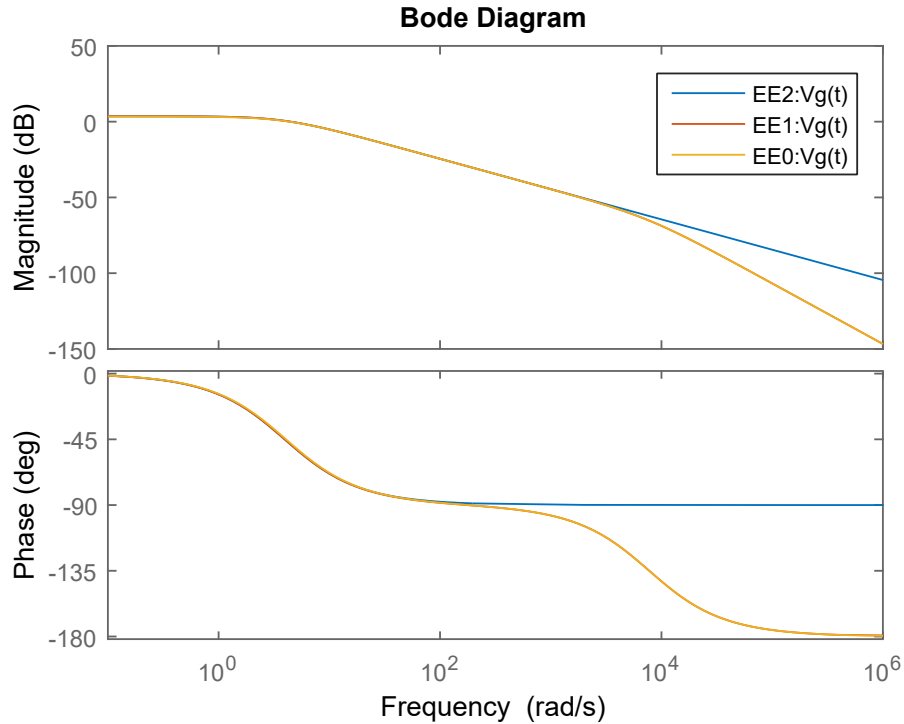


FIGURE 2.2 – Diagramme de Bode sur  $V_g(t)$  des modèles EE0, EE1 et EE2.

### 2.2.1 Performances Statiques

Nous étudions  $V_g(t)$  en temps que sortie de performance (figure 2.1).

Nos modèles présentent des gains statiques qui varient d'un modèle à l'autre, à cause des simplifications :

Gain statique de EE0 : 1,4658

Gain statique de EE1 : 1.5080

Gain statique de EE2 : 1.5080

On peut constater qu'entre le modèle EE0 et le modèle EE1, il y a une erreur de 0.0423 et qu'en le modèle EE1 et le modèle EE2 l'erreur vaut  $2.0241 \times 10^{-8}$ . La première simplification engendre une erreur d'environ 2% et la suivante de l'ordre de  $10^{-8}\%$ . L'asservissement risquera donc de présenter une erreur statique causée par ces simplifications.

### 2.2.2 Performances dynamiques

Nous étudions  $V_g(t)$  en temps que sortie de performance (figure 2.1).

Nous avons choisis d'étudier le temps de montée, le temps de réponse et le dépassement car ce sont des paramètres précis et déterminants en terme de performances.

Temps de montées :

Sur EE0 : 0.5404s

Sur EE1 : 0.5560s

Sur EE2 : 0.5561s

Erreur de EE0 à EE1 : 0.0156 s (2.8826%)

Erreur de EE1 à EE2 :  $1.3830 \times 10^{-4}$  s (0.0249%)

Nous pouvons remarquer que le temps de montée est aux alentours d'une demie seconde. Les différences entre les temps de montées des différents modèles risquent de créer une erreur sur l'asservissement, en effet elle témoigne d'une différence dans les dynamiques des modèles (ce qui est une conséquence logique de la simplification). Le test de la commande sur EE0 risque de démontrer une erreur dynamique.

Temps de réponses à 5% :

Sur EE0 : 0.7370 s

Sur EE1 : 0.7582 s

Sur EE2 : 0.7583 s

Erreur de EE0 à EE1 : 0.0212 s (2.8821%)

Erreur de EE1 à EE2 : 5.9211e-05 s (7.8089e-05%)

Comme pour la performance précédente , la valeur du temps de réponse varie et cela entrainera de potentielles erreurs d'asservissement.

Dépassements :

Le modèle en boucle ouverte ne présente pas de dépassement.

### 2.2.3 Analyse fréquentielle

On peut remarquer sur le diagramme de Bode, figure 2.2, qu'il y a une compensation pôle zéro dans le modèle EE0 car nous avons uniquement trois changements d'allures. Cela se confirme sur une vue des pôles et des zéros sur un plan complexe (voir figure 2.3) ou une fonction de transfert. Cette figure met en évidence la compensation d'un pôle électrique qui agit à haute fréquence. Sur le diagramme de Bode, nous pouvons aussi constater que les modèles semblent avoir des réponses fréquentielles assez similaires. On peut aussi voir l'absence de la dernière dynamique de EE2 due à la simplification.

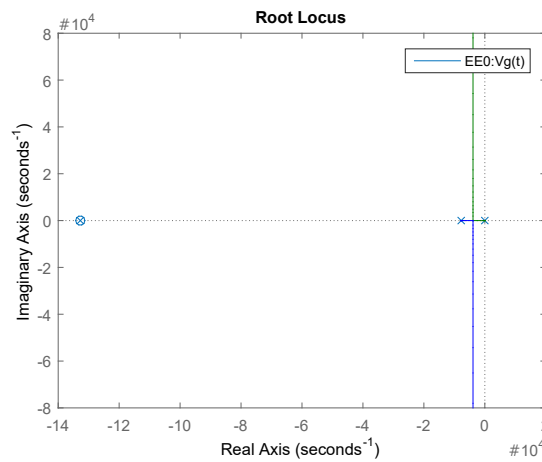


FIGURE 2.3 – Pôles et zéros dans le plan complexe du transfert vers  $V_g(t)$  du modèles EE0.

# Chapitre 3

## Synthèse de commande

### 3.1 Commande du système d'ordre 2

#### 3.1.1 Rédaction du cahier des charges et démarche de réponse

Après l'étude que nous venons de réaliser sur notre système, nous allons ici exprimer les attentes que doit réaliser la commande que nous allons implémenter. Nous souhaitons avoir :

- Erreur de position nulle.
- Pas d'oscillations
- Temps de réponse inférieur à 1 seconde.

La commande de notre système doit permettre d'asservir le système en vitesse, par rapport à une consigne. Pour le respecter, nous allons réaliser un placement de valeurs propres par retour d'état.

#### 3.1.2 Calcul du retour d'état

Pour garantir les performances dynamiques souhaitées, nous allons appliquer un placement de pôles par retour d'état. Ce réajustement des valeurs propres de la matrice dynamique du système nous permettra de répondre aux attentes du cahier des charges si le choix de celles-ci est correct. De même, nous devons choisir des valeurs propres qui ne sont pas être trop éloignées de celles du procédé, pour ne pas être trop exigeant avec la commande et le système. Nous avons, avec ces spécifications, choisi les valeur propres suivantes :

$$\lambda = \begin{pmatrix} -4 & -5 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

La commande par retour d'état est une méthode d'asservissement qui permet d'effectuer un placement de pôles. Cette correction se réalise grâce à un gain  $K$  qui va corriger l'état  $x$  d'un système. Cette loi de commande s'écrit :

$$u(t) = Ny_{ref} - Kx(t) \quad (3.2)$$

avec  $N$  un gain de pré-compensation,  $y_{ref}$  la vitesse de référence,  $x(t)$  la sortie mesuré du système et  $K$  le gain de retour. Si l'on applique cette loi à notre système en espace d'état, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = (A - BK)X(t) + BNy_{ref} \\ Y = CX(t) \end{cases}$$

Ainsi la nouvelle dynamique du système est donnée par la matrice  $A' = (A - BK)$  et doit admettre les valeurs propres que nous désirons appliquer à notre système.  $A$  et  $B$  étant des paramètres du système, nous allons utiliser le gain  $K$  pour répondre à ce problème. Avec la fonction *place* de MATLAB, nous sommes capable de concevoir ce vecteur  $K$ .

#### 3.1.3 Observateur ordre plein sur modèle d'ordre 2

Pour pouvoir réaliser notre commande par retour d'état, nous devons tous d'abord reconstruire l'ensemble des états du système dont nous n'avons pas accès. Dans notre cas, nous disposons d'une mesure de la position du moteur  $\theta$  avec  $V_s$  mais pas de la vitesse du moteur,  $\omega$ , qui est nécessaire pour asservir le moteur.



Nous préférons reconstruire les deux états  $\Omega$  et  $\theta$  à partir de  $V_s$  et de l'entrée du modèle d'ordre 2 pour simplifier les calculs nécessaire à sa construction. Les équations de l'observateur sont présentées par :

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = Fz(t) + Gy(t) + Hu(t) \\ \hat{x}(t) = Mz(t) + Ny(t) \\ \epsilon(t) = x - \hat{x} \end{cases}$$

où  $x$  représente l'état du système,  $\hat{x}$  l'état du système reconstruit et  $\epsilon$  l'erreur d'estimation à un temps  $t$ . Nous souhaitons contrôler la dynamique de ce paramètre pour pouvoir estimer correctement l'état de notre système. Pour cela, nous nous intéressons à :

$$\dot{\epsilon} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (3.3)$$

$$\Leftrightarrow \dot{\epsilon} = Ax + Bu - F\hat{x} - Gy - Hu \text{ en considérant } M = 1 \text{ et } N = 0 \quad (3.4)$$

$$\Leftrightarrow \dot{\epsilon} = Ax - F\hat{x} - GCx + u(B - H) \quad (3.5)$$

$$\Leftrightarrow \dot{\epsilon} = (A - GC - F)x + F\epsilon + u(B - H) \quad (3.6)$$

Il vient alors  $F = A - GC$  et  $B = H$  pour obtenir  $\dot{\epsilon} = F\epsilon$ . Ainsi l'erreur d'estimation est autonome et ne dépend pas des entrées et sorties du système, et il vient  $\epsilon(t) = e^{Ft}\epsilon(0)$ . Les valeurs propres de  $F$  vont ainsi déterminer la dynamique de l'erreur d'estimation, nous choisissons de les faire dépendre des valeurs propres désirées dans la partie 3.1.2 en les multipliant par 3, pour une convergence encore plus rapide.

$$v_{p_{obs}} = 3 \times \lambda \quad (3.7)$$

### 3.1.4 Construction de l'asservissement

Maintenant que l'observateur et le gain du retour d'état sont construits, nous allons les réunir pour former un unique modèle de commande. Pour ce modèle du système bouclé, nous prenons comme vecteur d'état  $X = \begin{pmatrix} X & \epsilon \end{pmatrix}^T$  et nous obtenons par construction :

$$\begin{cases} \dot{X} = \begin{pmatrix} (A - BK) & -BK \\ 0 & F \end{pmatrix} X + \begin{pmatrix} BN \\ 0 \end{pmatrix} y_{ref} \\ y(t) = \begin{pmatrix} C & 0 \end{pmatrix} X \end{cases}$$

Le gain de pré-compensation  $N$  est à partir gain statique du transfert entre  $Vg$  et  $y_{ref}$  noté  $G_{Vg/y_{ref}}$  pour permettre une erreur de position nulle. Il est :

$$N = \frac{1}{G_{Vg/y_{ref}}} \quad (3.8)$$

Cependant, pour permettre un asservissement du système en vitesse  $\omega$ , nous devons modifier légèrement le résultat obtenu. La description telle qu'elle est donnée du système bouclé va asservir le système en position, à cause du changement de dynamiques de la position  $\theta$  avec le retour d'état. Pour prévenir à cette mauvaise commande, nous avons annulé le retour de la mesure de position dans le système bouclé.

A partir de ce modèle, nous allons être capable d'éprouver la commande obtenu de manière théorique et avec une simulation SIMULINK.

## 3.2 Validation de la commande

### 3.2.1 Validation théorique

Pour commencer, nous allons identifier les valeurs propres de notre système afin de connaître les effets de l'observateur sur le retour d'état, même si à priori celui ci est autonome. Nous obtenons les  $\lambda_i$  valeurs propres suivantes :  $-5$ ,  $-4$ ,  $-15$  et  $-12$ . Nous remarquons que les  $\lambda_i$  n'ont pas été modifiées : nous avons les valeurs propres désirées par la commande et nous avons celles désirées pour l'erreur d'estimation de l'observateur.

### 3.2.2 Simulation SIMULINK

Pour compléter la validation de la commande, nous avons crée un prototype avec *SIMULINK* pour pouvoir simuler une réponse temporelle de la commande de notre système. La description du fichier se trouve en annexe

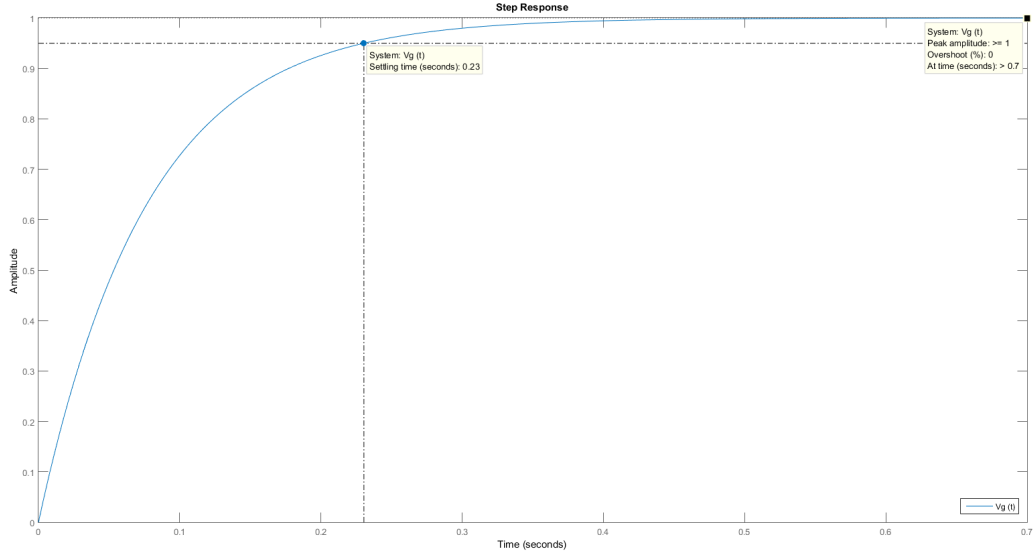


FIGURE 3.1 – Réponse du système asservi

7. Nous observons sur les figures 3.1 la réponse temporelle à une référence  $y_{ref} = 1$  : La réponse du système  $Vs$  simulé correspond aux changement de dynamique que nous avons espéré. De plus, après une observation de la commande  $u(t)$  appliquée sur le système, nous voyons que la tension maximale envoyée est borné dans l'ordre de grandeur des valeurs admises par le système physique.

### 3.2.3 Analyse boucle fermé du modèle d'ordre 3

Notre commande respecte le cahier des charges, nous validons ainsi la commande pour notre modèle linéaire d'ordre 2. Nous allons maintenant analyser cette même commande sur des modèles supérieur et plus complexes pour compléter sa validation. En effet, notre modèle a été très simplifié pour permettre la création d'une commande facilement. Si nous arrivons à prouver que cette commande marche sur des systèmes plus complexes, alors nous aurons prouvé que les dynamiques que nous avons simplifiées ne vont pas perturber notre commande.

## 3.3 Validation sur les modèles d'ordre supérieur

### 3.3.1 Changement de base du modèle d'ordre 3

Dans un premier temps, nous regarderons les effets de l'implantation de l'observateur d'ordre 2 sur les modèles d'ordre supérieur et plus précisément l'erreur d'estimation et le placement des valeurs propres, puis nous simulerons la commande obtenu pour observé les modifications des réponses.

Pour intégrer l'observateur dans un espace d'état d'ordre supérieur, nous avons du réorganiser les états du modèle, ici le modèle d'ordre 3, de façon à ce que les états reconstruits avec l'observateur soient en haut,  $x_1$ , et les non reconstruits en bas  $x_2$ .

- États reconstruits :  $\Omega_m$  et  $\Theta_m$ .
- États non reconstruits :  $i_1$

On obtient le vecteur d'état suivant :

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

donc  $x_1 = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix}$  et  $x_2 = i_1$ . Pour passer de  $X$  à  $\bar{X}$ , il faut utiliser une matrice de passage  $P_X$  définie par :

$$P_X \quad / \quad \bar{X} = P_X \cdot X \quad (3.10)$$

$$P_X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$(3.12)$$

Maintenant, nous devons calculer  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$ ,  $\bar{C}$ ,  $\bar{D}$  pour le nouvel espace d'état lié à  $\bar{X}$ .

$$\begin{cases} \bar{A} &= P^{-1}AP \\ \bar{B} &= P^{-1}B \\ \bar{C} &= CP \end{cases} \quad (3.13)$$

### 3.3.2 Analyse du changement de base et de l'erreur de reconstruction

Maintenant que nous avons replacé le modèle d'état, nous pouvons commencer l'analyse de celui-ci. Avec les résultats obtenus pendant les séances de TD et de cours, nous avons obtenu une relation de la dynamique de l'erreur

$$\dot{\epsilon} = F\epsilon - A_2x_2 \quad (3.14)$$

avec  $A_2$  la partie de la matrice  $A$  qui lie l'état  $\dot{x}_1$  à  $x_2$  dans la nouvelle base. Cet élément modifie les résultats que nous avons obtenu pour le modèle d'ordre 2 en indiquant que l'évolution de l'erreur de reconstruction des états n'est plus en fonction uniquement d'elle-même, mais aussi des états qui n'ont pas été reconstruits. Cette nouvelle donnée va perturber la convergence de la reconstruction de l'erreur, nous n'arriverons pas à reconstruire l'ensemble des états.

Nous allons étudier les nouvelles valeurs propres du système bouclé pour vérifier si celles-ci correspondent toujours au cahier des charges, en modélisant un espace d'état qui admet comme vecteur d'état  $x = \begin{pmatrix} \bar{X} & \epsilon \end{pmatrix}^T$ . Nous obtenons :  $-7748$ ,  $-20.61$ ,  $-3.832 \pm 6.931$  et  $-2.784$ , la stabilité asymptotique en boucle fermée est toujours respectée.

Pour continuer l'analyse de cette commande, nous obtenons à partir de tracé *MATLAB* les réponses temporelles du système en boucle fermée avec les caractéristiques suivantes :

- Le gain statique n'est plus respecté. Nous commençons à voir apparaître une erreur de position en régime statique. Cette erreur est due à l'erreur de reconstruction de
- le temps de réponse reste dans la clause du cahier des charges et pas d'oscillations

Pour finir l'analyse de la boucle fermée, nous allons étudier le transfert de  $V_g(t)$  avec la consigne et le comparer avec celui du modèle d'ordre 2. Nous obtenons le diagramme de Bode en figure 3.2.

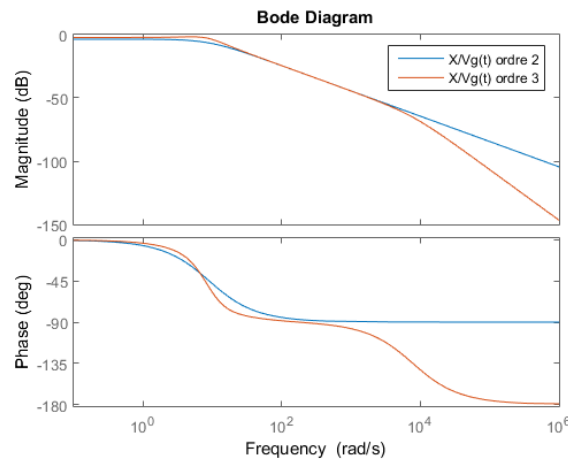


FIGURE 3.2 – Transfert de la boucle fermée, modèle linéaire d'ordre 3

Le résultat que nous obtenons confirme la stabilité asymptotique établie précédemment, cependant les différences notables avec le transfert du modèle d'ordre 2 en basse fréquence explique pourquoi nous n'avons pas pu respecter exactement le cahier des charges.

### 3.3.3 Changement de base du modèle d'ordre 4 et intégration de la commande

De la même manière que pour le modèle d'ordre 3, nous effectuons un changement de base avec la matrice de passage :

$$P = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Nous obtenons ainsi comme dans la section précédente, un modèle d'ordre 4 qui a comme vecteur d'état :

$$\bar{X} = (\theta \quad \omega \quad i_1 \quad i_2)^T \quad (3.16)$$

Les performances du système bouclé ont les mêmes problèmes que pour le modèle d'ordre 3. Les reconstructions des états ne convergent pas vers 0, comme nous l'avons vu précédemment, ce qui perturbe l'asservissement en vitesse.

De plus, les approximations de modélisation ont montré dans l'analyse des modèles une erreur statique que nous ne pouvons pas corriger avec une commande construite sur le modèle d'ordre 2. Nous avons toutefois voulu analyser le transfert entre  $Vg$  et la consigne et obtenons : Nous avons de plus amples écart en basse fréquence

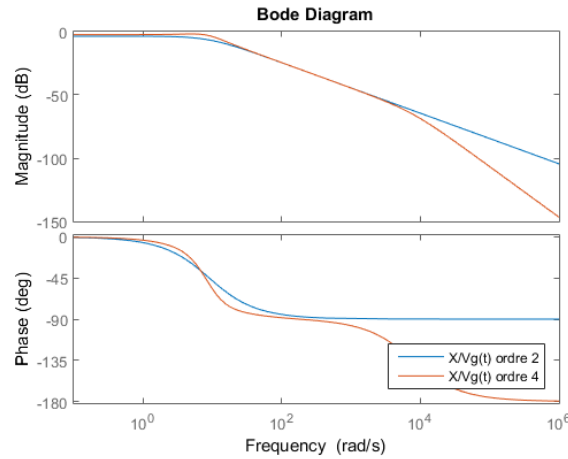


FIGURE 3.3 – Transfert de la boucle fermée, modèle linéaire d'ordre 4

avec un dépassement encore plus grand que pour le modèle d'ordre 3. Ce dépassement joue beaucoup sur les oscillations du système en boucle fermée. Le cahier des charges n'est encore une fois pas respecté pour ce modèle mais admet un temps de réponse proche de celui du modèle d'ordre 2.

En sachant ceci, nous savons que les dynamiques qui ont été simplifiées ne sont pas l'origine des écarts que nous venons d'exposer, il s'agit de la dynamique de l'observateur qui n'est pas optimale.

### 3.3.4 Étude de la réponse entre l'erreur de reconstruction par rapport à une commande

Avec les changements de base calculés précédemment, nous avons souhaité analyser les transferts entre l'erreur de reconstruction  $\epsilon$  et la commande  $u$ . Pour cela, nous avons utilisé une réponse temporelle affichée en figure 3.4. Dans cette figure, nous voyons que l'erreur pour le modèle  $EE2$  d'ordre 2, l'erreur converge très rapidement vers 0. Pour les autres modèles, l'erreur converge aussi, mais pas vers 0. Ce décalage du régime statique de  $\epsilon$  ne nous permettra pas de reconstruire parfaitement l'état de la vitesse du moteur, mais uniquement de nous en approcher.

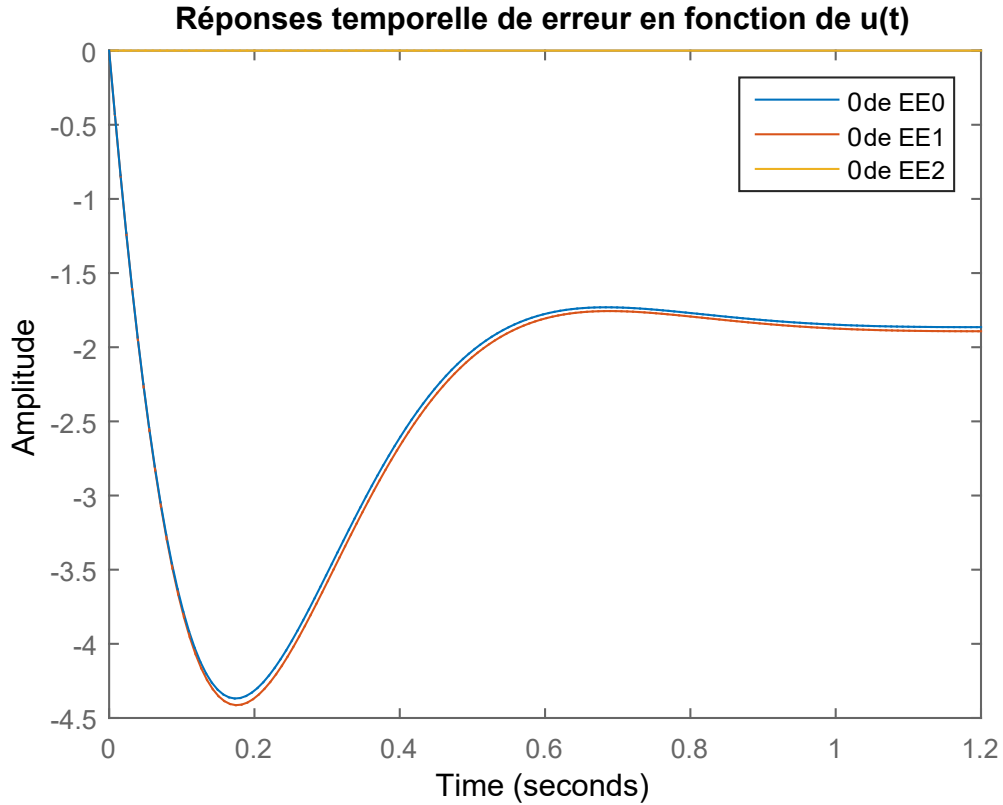


FIGURE 3.4 – Réponses de l'erreur de reconstruction de l'état  $\omega$ (vitesse) des modèle d'ordre 2 à 4

### 3.4 Simulation *SIMULINK* des modèles linéaires

Maintenant que l'observateur est prêt à être implémenter sur les modèles d'ordre 3 et 4, nous allons pouvoir commencer à exécuter des simulations des commandes de ces deux modèles. Deux choix s'offrent à nous, nous pouvons utiliser, dans un premier cas, le changement de base et donc un système en espace d'état de notre système bouclé. Dans cette situation, nous aurions accès à la vitesse asservis en fonction d'une référence. Le deuxième choix, celui qui nous semble le plus judicieux, consiste à brancher chaque élément sur un schéma *SIMULINK*. Nous avons ainsi accès à tous les échanges de signaux entre tous les blocs.

Les schémas blocs que nous avons simulés sont disponibles en annexe 7. La réponse temporelle de  $V_g(t)$  se trouve, pour les modèles linéaires d'ordre 2 à 3, dans la figure 3.5, ainsi que la commande qui est associé à cette réponse, en figure 3.5.

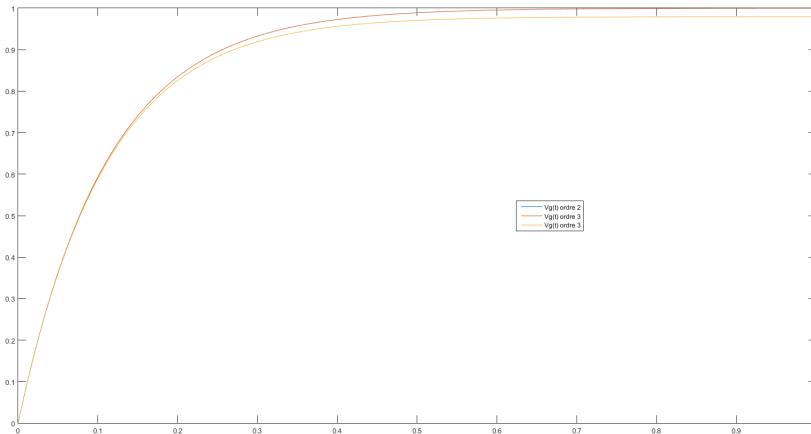


FIGURE 3.5 – Réponses temporelles des boucles fermées sous *SIMULINK*

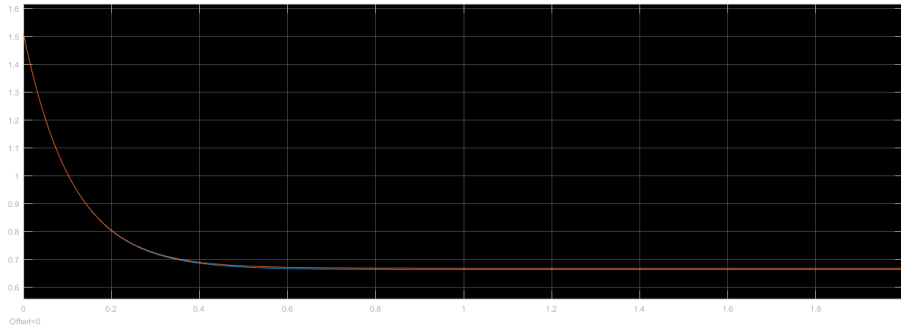


FIGURE 3.6 – Commandes  $u(t)$  associées aux résultats de la figure 3.5

Sur ces figures, pour le modèle linéaire d'ordre 4, nous avons obtenu le bon temps de réponse et pas d'oscillations. L'erreur du régime permanent est de 2%. Ces résultats nous permettent de regarder une simulation des signaux de  $Vg(t)$ . D'après ces résultats, la commande que nous souhaitons appliquer respecte le cahier des charges en termes d'oscillations de la réponse et de temps de réponse mais pas pour le gain statique. Cependant, nous ne pouvons en tirer aucune conclusion, il reste encore d'autres modèles plus complexes sur lequel notre commande doit être testée.

### 3.5 Conclusion

Nous avons maintenant terminé les exemples de simulations sur les modèles linéaires du moteur que nous avons calculé. A partir de cet instant, nous avons deux possibilités, nous pouvons tester directement le retour d'état sur le moteur, sans vraiment connaître les conséquences du passage de notre modèle linéaire au procédé réel du moteur, soit nous analysons d'abord la loi de commande créée ici, sur un modèle non linéaire. Nous aborderons cette dernière proposition dans le chapitre prochain.

## Chapitre 4

# Validation de la commande en temps continu sur le modèle non linéaire

Maintenant que les étapes de démonstration et de simulation de la commande sur des modèles linéaires sont terminés, nous allons pouvoir créer notre premier prototype, que nous nommerons prototype 0. Il correspondra à notre solution 0. Nous allons d'abord effectuer ce que nous appelons un *Model in the loop* où nous allons chercher à améliorer ce premier prototype en utilisant uniquement des simulations. Par la suite, nous améliorerons le prototype en utilisant une technique d'émulation dite *Software in the loop*.

### 4.1 Protocoles MIL/SIL

Dans cette partie, nous allons expliquer les démarches que nous utiliserons pour valider nos prototypes.

#### 4.1.1 Model in the loop (MIL)

Pour faire une validation MIL, nous allons utiliser le modèle non linéaire pour simuler la correction. Toute cette opération sera effectuée sous *MATLAB* à l'aide d'un bloc *SIMULINK* qui simule le modèle non linéaire. Pour valider le prototype de commande du correcteur, celui-ci devra respecter la ou les condition que nous lui imposerons. S'il ce n'est pas le cas, une amélioration de ce prototype sera nécessaire et elle nous permettra de créer un prototype  $N$  (pour  $N$  itérations de cette boucle).

#### 4.1.2 Software in the loop (SIL)

Après la validation en MIL, nous passerons à une validation *Software in the loop*. Le prototype obtenu au bout de la boucle MIL sera ici testé sur sa partie logicielle. Nous testerons ici si le temps concret de commande est vérifié, en branchant directement le calcul de la commande sur un autre ordinateur ou bien en utilisant un moteur réel. Pour cela, nous n'hésiterons pas à effectuer un prototypage rapide, une fonction de *MATLAB*, qui permet de recevoir et d'émettre des signaux analogiques depuis un ordinateur via une carte E/S.

De même que pour le MIL, si le prototype  $N$  ne valide pas le cahier des charges, nous devons recommencer le test en créant un nouveau prototype  $N + 1$  jusqu'à que la commande soit satisfaisante.

A présent, nous pouvons commencer à tester les prototypes de commandes du moteur sur des modèles plus complexe : nous disposons pour cela d'un modèle non linéaire ainsi que d'un banc moteur. Nous suivront les consignes que nous venons de présenter en 4.1, en commençant par présenter le moyen utilisé pour adapter la simulation. Comme il est évoqué dans le titre de ce chapitre, nous sommes ici en temps continu. Les hypothèses pour la discrétisation ne sont pas traités dans cette partie, nous avons choisi de construire le prototype de commande à temps discret quand nous aurons d'abord validé complètement la commande en temps continu, et que nous auront présenté toutes les contraintes que la discrétisation devra surmonter.

### 4.2 Simulation sur Modèle Non linéaire

Nous disposons de la démarche que nous allons utiliser pour valider notre simulation. Pour cette partie, nous utiliserons un bloc *SIMULINK* qui nous permettra de simuler un modèle très proche du banc moteur. Ce modèle n'a pas reçu les simplifications que posent les hypothèses faites en 1.2.3 et en 1.2.4. Un bloc *SIMULINK* est disponible à cet effet, sous forme de *S-Function*. Il utilise la modélisation et les paramètres utilisés en 1.2.2 pour créer un système Entrées/Sorties beaucoup plus proche que le modèle linéaire d'ordre 4.

### 4.2.1 Adaptation modèle

Pour permettre l'utilisation de ce modèle, nous devons d'abord lancer une compilation de la *S-function*. Cette opération est nécessaire car la *S-function* est un code en langage C qui s'adapte à la simulation *SIMULINK*, et émet ainsi d'obtenir des performances en temps de calcul plus élevé qu'en bloc de simulation classique. Nous avons choisi d'en-capsuler tout le bloc de commande (Gain du retour d'état et reconstruction d'état) dans un bloc *sub-system* que nous détaillons en annexe 7. Ce sous bloc prend en entrée 2 signaux : la consigne de référence  $y_{ref}$  et la sortie mesurée du système  $y_m = V_s$  (Position du moteur, cf chapitre 1), et calcule la commande qu'il émet sur le connecteur nommé  $u$ .

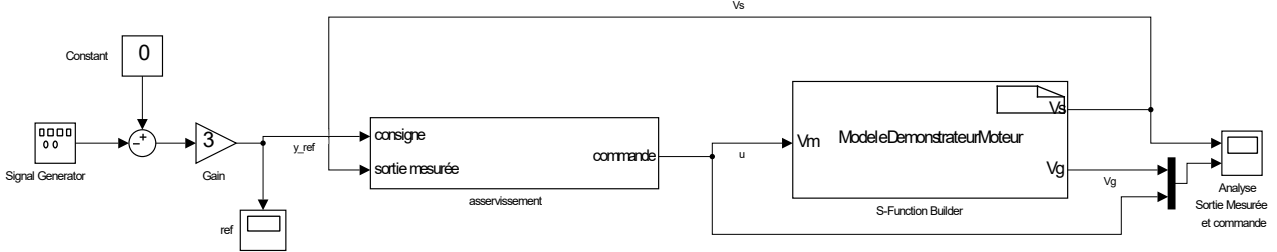


FIGURE 4.1 – Schéma *SIMULINK* complet de l'asservissement du modèle du moteur Non linéaire

Nous avons placé des points de mesure au sur le signal de référence ainsi qu'en sortie du système. Nous obtenons ainsi une réponse temporelle que nous allons étudier dans la sous section suivante.

### 4.2.2 Simulation et étude de performances

#### 4.2.2.1 Nouveau paramètres non linéaires

Utilisons maintenant la simulation précédente pour étudier les performances de notre commande. Nous avons dans un premier temps observé la reconstruction d'état du système et nous avons pu noter un problème. Un premier problème apparaît, nous avons un nouveau paramètre que nous n'avons pas modélisé dans les parties 1 et 2.

Cette nouvelle dynamique correspond à la mesure de la position du moteur : elle se retrouve être borné entre  $[-5V; +5V]$  qui correspond aux limites des tensions générés par le banc moteur. Si elle dépasse l'un des seuils, elle est immédiatement retranscrite sur le seuil opposé. Nous pouvons représenter ce phénomène avec le système d'équation suivant :

$$V_s(t) = \begin{cases} K_r K_s \theta_s & \text{si } \theta_s \in \left[ \frac{-5}{K_r K_s}; \frac{+5}{K_r K_s} \right] \\ -5 & \text{si } \theta_s < \frac{-5}{K_r K_s} \\ +5 & \text{si } \theta_s > \frac{+5}{K_r K_s} \end{cases}$$

La non linéarité de cette dynamique a été enlevé lors de la modélisation du système en modèle linéaire. Cela pose un problème pour la reconstruction de la vitesse par rapport à la position : nous avons remarqué en 3.3.3 et en 3.14 que lorsque l'observateur (pour l'ordre 2) était implémenté sur des modèle d'ordre supérieur, la dynamique de l'erreur de reconstruction n'était pas uniquement dépendante de lui même, les états non présents dans le modèle d'ordre 2, i.e. les 2 courants  $i_1$  et  $i_2$ , ajoutent un décalage dans la reconstruction des états  $\omega$  et  $\theta$ .

#### 4.2.2.2 Prototype 0

Avec tous ces éléments, nous sommes capables d'expliquer pourquoi les résultats obtenus pour les valeurs propres décidées dans les parties précédente donnent une reconstruction trop erroné de l'état du système. La reconstruction de la vitesse par rapport à la position qui est renvoyé vers l'opposé à chaque dépassement de  $[-5; 5]$  avec les valeurs propres de l'observateur placé en  $3 \times v_{pdes}$  (cf 3.1.3) donnent une restitution décalée, qui converge très mal et qui donc ne peut pas être utilisé pour calculer une commande. La non linéarité apparaît, pour une consigne de vitesse de  $3V$ , à peu près 4 fois par seconde. L'observation de la réponse de ce prototype



est disponible sur la figure 4.2. Dans cette réponse temporelle, le gain  $K$  est donnée par le vecteur suivant :

$$K = \begin{pmatrix} 0 & 0.089 \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Pour rappel, nous annulons le retour de l'état de position pour asservir le moteur en vitesse uniquement. (cf 3.1.4). Nous observons sur cette figure que le changement de seuil de la tension  $V_s$  fausse totalement la

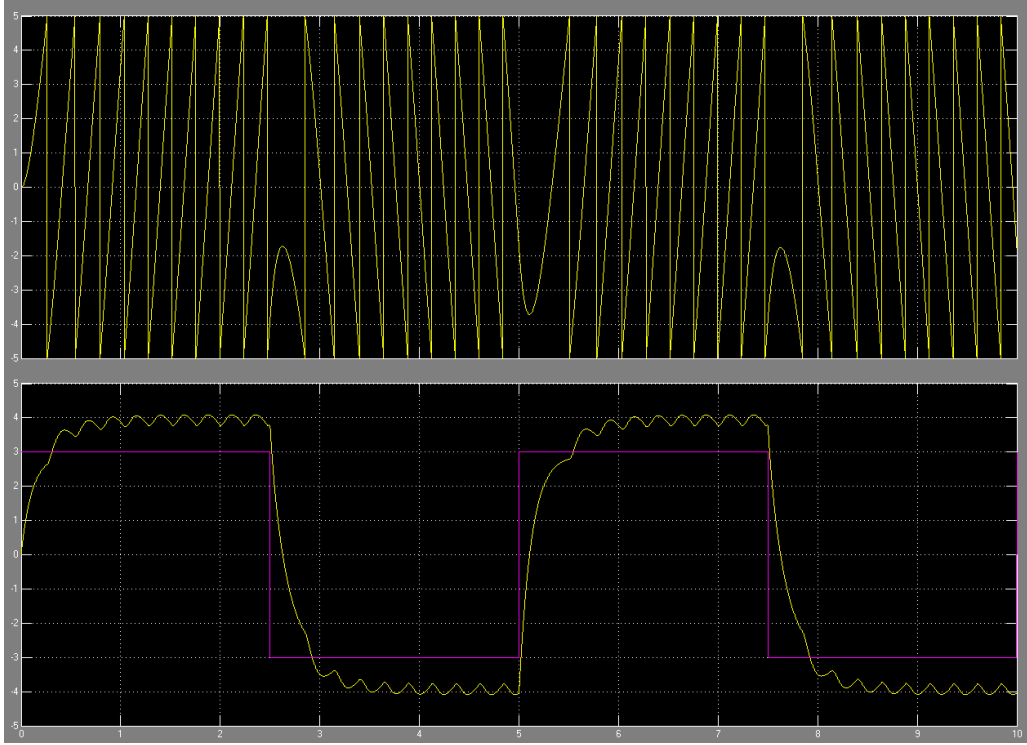


FIGURE 4.2 – Simulation réponse temporelle du modèle linéaire commandé par le prototype 0  
Simulation des signaux  $V_s$  (Bloc du haut), de  $y_{ref}$  (Bloc du bas/courbe violette) et de  $V_m$  (Bloc du bas/courbe jaune)

reconstruction de la vitesse. Pour minimiser l'erreur sur ce modèle, nous devons faire coller les valeurs propres de l'observateur avec celles du système en boucle fermée. Cela devrait réduire les effets non linéaires de la sortie  $V_s$ . Nous choisissons de commencer l'étude d'un nouveau prototype.

#### 4.2.2.3 Prototype 1

Nous avons changé les valeurs propres de l'observateur pour les faire correspondre avec les valeurs propres désirées.

Une nouvelle simulation faite sur ce nouveau prototype nous donne les résultats montrés dans la figure 4.3. Nous pouvons voir une erreur sur le régime permanent qui subsiste toujours. Ce léger décalage devrait pouvoir être corrigé sur un modèle linéaire avec un ajout d'un gain pour compenser ce manque. Or, nous sommes sur un modèle non linéaire et cette méthode ne peut pas fonctionner.

Un zoom sur l'erreur du régime permanent, disponible en annexe 7 - figures 7.4 et 7.5, nous indique que pour une consigne  $y_{ref} = 3$ , nous obtenons  $V_m(t_f) \approx 2.85$ . Nous avons donc une erreur en régime statique

$$\epsilon_y = y_{ref} - V_m(t_f) = 0.15, \text{ qui correspond pour la consigne demandée à : } \epsilon = \frac{\epsilon_y}{y_{ref}} = 5\%$$

Avant de terminer l'analyse de ce prototype, nous nous intéressons au signal de commande envoyé sur l'émulation du moteur. Celle-ci se trouve dans la figure 4.4.

La commande a une amplitude supérieure à celle de la référence, nous sommes donc dans un asservissement tel que la référence ne peut pas demander la vitesse maximale du moteur. En effet, si la référence demande une vitesse du moteur qui amène un signal de commande dépassant la tension maximale, la vitesse ne sera plus asservie par la commande, et nous serons dans un cas non déterminé où nous n'avons aucune possibilité de savoir si le cahier des charges sera respecté. Nous décidons de passer à l'implémentation d'un nouveau prototype. Ce prochain prototype devra corriger l'erreur de position ou du moins la minimiser et il devra vérifier que la commande ne dépasse pas le seuil maximal de la référence, pour un temps de réponse toujours dans les cotes du cahier des charges.

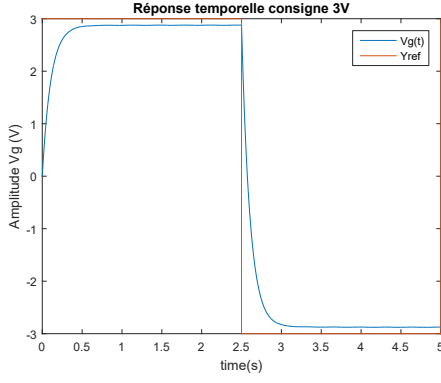


FIGURE 4.3 – Simulation réponse temporelle du modèle linéaire commandé par le prototype 1

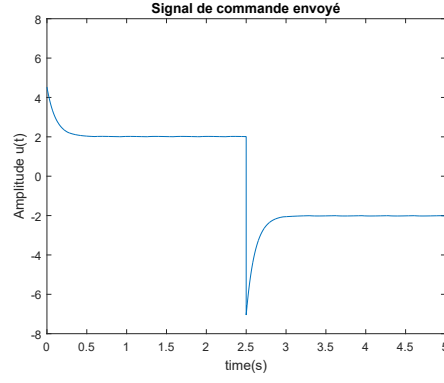


FIGURE 4.4 – Simulation signal de commande modèle non linéaire avec le prototype 1

*Nous proposons de modéliser un nouveau prototype de commande en réutilisant le retour d'état et en ajoutant une action intégrale.*

### 4.3 Retour d'état avec action intégrale

Ce nouveau prototype de commande va calculer un nouveau retour d'état, en utilisant cette fois ci la différence entre la référence et la sortie mesurée du système. Pour sa construction, nous nous référons au cours du Master ISTR EEA sur la construction d'un retour d'état.

Dans cet asservissement, un nouvel état du système noté  $x_i$  apparaît dans la chaîne directe. Il est décrit par la dynamique suivante :

$$\dot{x}_i = y_{mes} - y_{ref} \quad (4.2)$$

Ainsi, cet état dépend directement de la mesure et de la référence. Les équations du reste de l'espace d'état sont inchangés, et ainsi nous pouvons obtenir une nouvelle représentation d'état donnée avec comme vecteur d'état  $X(t) = \begin{pmatrix} x & x_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta & \omega & x_i \end{pmatrix}$

$$\dot{X} = \begin{pmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{pmatrix} X(t) + \begin{pmatrix} B \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} y_{ref} \quad (4.3)$$

Nous posons ensuite la nouvelle loi de commande :

$$u(t) = -K_i x_i(t) - K_p x(t) \quad (4.4)$$

Le gain  $K_i$  est le gain intégral associé à  $x_i$  et le gain  $K_p$  correspond au gain du retour d'état précédemment établi. Ces gains seront calculés comme un placement de pôle, avec la fonction *place*, une fois que les valeurs propres sont choisies. Pour celles ci, nous voulons appliquer la même dynamique que celle étudiée en 3.1.2 en plus de la nouvelle (pour  $x_i$ ). Les valeurs obtenues pour les gains sont les suivantes :

$$K_p = \begin{pmatrix} 0 & 0.5825 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

$$K_i = 28.5507 \quad (4.6)$$

Nous annulons encore le retour de la vitesse dans la chaîne directe. Nous allons maintenant effectuer des simulations de ce nouveau retour sur le modèle linéaire. Une fois les simulations validées, nous pourrions passer à la validation de ce nouveau prototype sur un modèle non linéaire.

#### 4.3.1 Simulation de l'action intégrale sur modèle linéaire et prototype sur modèle non linéaire

Les simulations sur modèle linéaire que nous avons effectuées de ce retour d'état ont été faites uniquement sur le modèle d'ordre 4 qui est, de par son ordre, le plus complexe des modèles linéaires à notre disposition. Nous avons effectué les simulations avec l'environnement *SIMULINK*, le schéma du retour est disponible en annexe 7, figure 7.1. Dans ces schémas, nous n'avons pas mesuré la vitesse du moteur, nous l'avons reconstruit. Le signal de  $y_{mes}$  ne peut pas être la vitesse car inaccessible à la mesure. Nous sommes donc obligés de reconstruire ce signal, via l'observateur en utilisant  $\hat{x}$ .

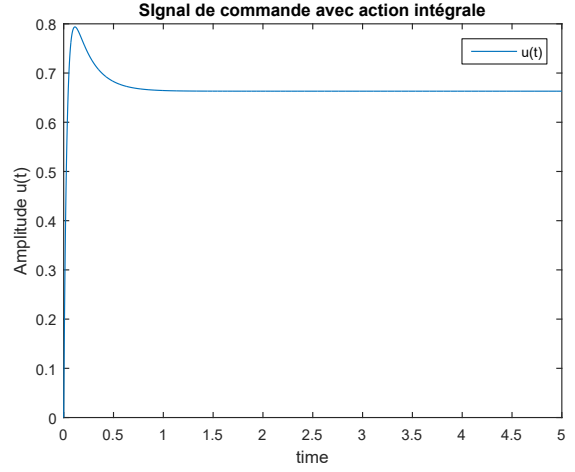
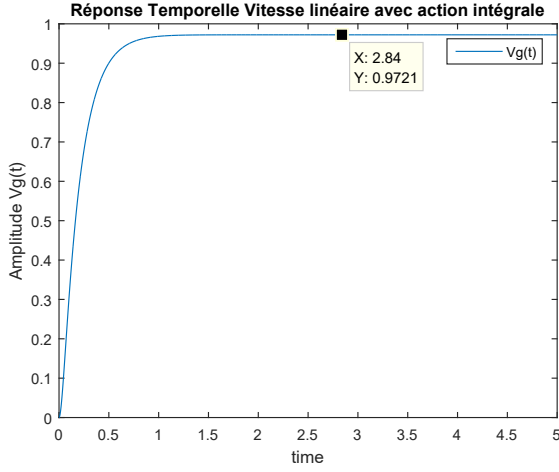


FIGURE 4.5 – Réponse temporelle du système linéaire asservis avec un retour d'état avec action intégrale

FIGURE 4.6 – Commande du système linéaire asservis avec un retour d'état avec action intégrale

Nous obtenons les courbes présentées en figures 4.5 et 4.6. Dans ces réponses simulés, nous observons toujours une erreur de position en régime statique.

$$\epsilon_y = y_{messtatique} - y_{ref} = 0.03 \text{ donc : } \epsilon = 3\%$$

Comme nous le disions précédemment, le signal utilisé pour faire converger de l'erreur du régime statique est un signal reconstitué grâce à l'observateur. Cependant, il prend aussi les inconvénients de celui ci. Nous avons remarqué que l'observateur disposait d'une dynamique de reconstruction erroné(3.3.4), nous la retrouvons ici dans cette simulation. La commande appliquée est tout à fait convenable, elle ne dépasse pas la référence ce qui signifie qu'il est possible d'augmenter cette référence. Le temps de réponse n'a pas pu être mesuré correctement, cependant les observations de la figure 4.5 nous montrent que le régime statique est atteint quand la simulation dépasse les 1 seconde.

#### 4.3.1.1 Prototyp 2

Nous avons choisi de mettre cette nouvelle commande dans un nouveau prototype. Il est donc composé d'un retour d'état avec une action intégrale. Pour le valider, nous allons maintenant le simuler sur le même modèle non linéaire qui a été introduit pour les deux premiers prototypes. Nous pouvons observer les résultats sur les deux figures 4.7 pour le signal de performances  $Vg(t)$  et 4.8 pour la commande  $u(t)$  qui est envoyé dans le procédé non linéaire. Sur ces courbes, nous pouvons noter que l'erreur du régime statique est, cette fois ci,

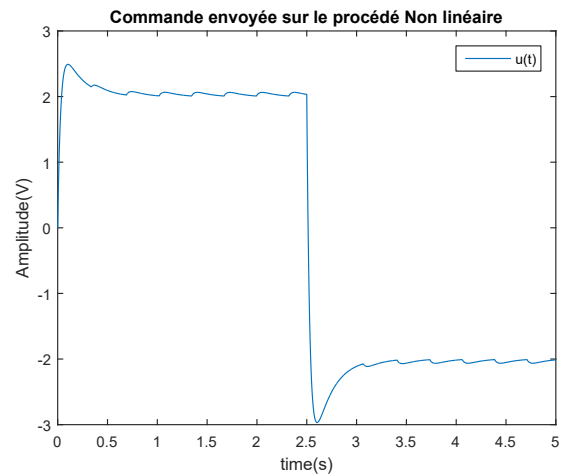
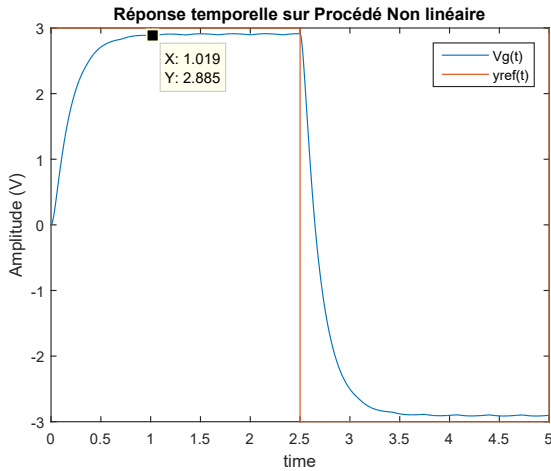


FIGURE 4.7 – Réponse temporelle du système Non linéaire asservis avec un retour d'état avec action intégrale

FIGURE 4.8 – Commande du système Non linéaire asservis avec un retour d'état avec action intégrale

$\epsilon_y = 3 - 2.885 = 0.115$ , soit,  $\epsilon = 3.8\%$ . Cette valeur n'est pas inférieure à tous les prototypes testés jusqu'à

présent, cependant le signal de commande  $u(t)$  ne dépasse pas  $y_{ref}$ , donc les limites d'amplitude de la commande ne seront pas dépassées. Le temps de montée est lui aussi respecté et nous n'avons pas d'oscillations. La validation de ce prototype n'est pas tout à fait donnée, mais nous savons qu'avec l'erreur de reconstruction de  $\omega$ , obtenir une erreur en régime statique non nul demande la création d'un modèle beaucoup plus perfectionné.

### 4.3.2 Conclusion et Validation

Les 3 prototypes qui ont été ressortis du *Model in the loop* n'ont pas tous la même valeur. Nous avons, pour résumer, un prototype 0 possède un observateur avec de mauvaises valeurs propres, et fait osciller la reconstruction des états. Nous disposons aussi d'un autre prototype qui lui contient une bonne dynamique en régime transitoire mais n'a pas un bon régime permanent. Enfin, le prototype 2, dispose aussi d'un très bon régime transitoire mais il n'attend pas l'idéal d'une erreur nulle en régime permanent.

## 4.4 Simulation sur moteur Réel

Nous souhaitons maintenant améliorer nos prototypes avec le banc moteur directement. En utilisant la fonction de prototypage rapide de *MATLAB*, nous sommes capables de générer une émulation du micro contrôleur. Celui-ci va s'occuper de récupérer les sorties mesurées du banc moteur, calculer la commande correspondante et la générer sur l'entrée de commande du moteur. Cette partie va utiliser le protocole *SIL* décrit en début de chapitre.

### 4.4.1 Adaptation du modèle

Pour cette étude, nous avons réutilisé le bloc de simulation utilisé pour le *MIL*. Nous le connectons au bloc conçu pour envoyer et recevoir des signaux analogiques de la carte E/S. Ensuite, un *build* de la simulation complète est nécessaire pour ensuite lancer une émulation de la commande en temps réel. Vous trouverez le schéma *SIMULINK* que nous avons utilisé en annexe, figure (7.6).

### 4.4.2 Test et étude de performances

Nous avons à notre disposition plusieurs prototypes déjà étudiés en *MIL*. Cependant, nous n'utiliserons que les prototypes 1 et 2, qui disposent des meilleures performances. Pour cette partie, nous souhaitons surtout analyser si les contraintes de temps réel sont respectées. Nous sommes dans une émulation, c'est à dire que chaque temps, entre la réception et l'émission est compté.

#### 4.4.2.1 Étude du Prototype 1

Les résultats obtenus sur l'émulation de la commande du prototype 1 vont vous être présentés dans cette partie. Les observations des performances du système semblent, pour une simple analyse de cette réponse,

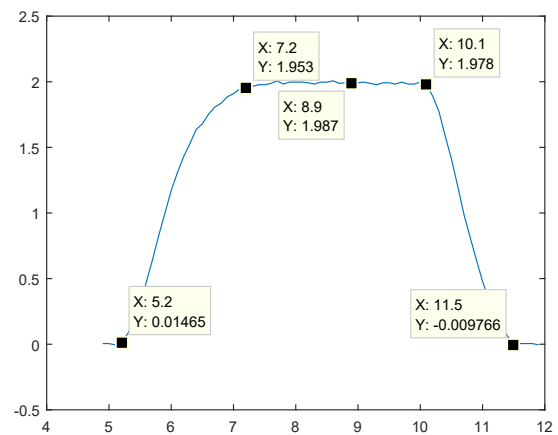
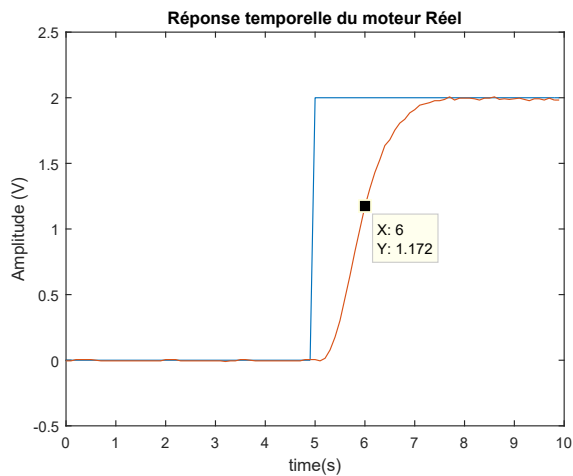


FIGURE 4.9 – Réponse temporelle  $V_g(t)$ , commande émulée et procédé réel

FIGURE 4.10 – Réponse temporelle  $V_g(t)$ , commande émulée et procédé réel, capture commentée

perturbées par le temps de réponse de l'un des deux éléments du test. Nous remarquons que  $V_g(t)$  est beaucoup

plus lent qu'en simulation : la courbe de montée est décalé avec la consigne de manière significative. Les relevés donnent les résultats suivants : temps de montée  $t_m = 2s$ . Il est donc impératif de tester un nouveau prototype.

#### 4.4.2.2 Étude du Prototype 2

Nous n'avons pas été en mesure de valider ce prototype, pour plusieurs raisons. Nous avons été retardé lors de la simulation de ce nouveau prototype, les multiples problèmes rencontrés lors de l'implémentation *SIMULINK* ne nous ont pas permis de faire des test sur le banc moteur.

#### 4.4.3 Conclusion et Validation

Au cours de ce chapitre, nous avons pu aborder la mise en place des validations avec les protocoles utilisés pour y arriver. Grâce à ces outils, nous avons été capable de créer 3 prototypes de commande, un premier que nous allons abandonner du fait de ses mauvais résultats sur simulation avec un procédé non linéaire. Un deuxième prototype est quand à lui validé sur le modèle non linéaire mais doit être améliorer, i.e donner d'autres prototype, pour être validé sur émulation avec le moteur réel. Le troisième et dernier prototype est pour nous le plus compliqué mais aussi celui en qui possède le plus de chance de réussir : sa construction mathématique fait de ce prototype un bloc de calcul fort et il devrait sans doute converger vers la bonne solution à notre problème.

Nous allons maintenant passer au début de l'implémentation des prototypes sur des calculateurs électroniques. Nous devons pour cela analyser les contraintes liées à cette problématique, pour essayer d'écarter les situations qui pourrait amener nos prototypes à échouer dans la commande du moteur. Ces solutions amèneront la création de prototype qui seront des déroulements des deux prototype que nous avons gardé au bout de la *SIL*.

# Chapitre 5

## Commande temps discret

Afin d'implémenter la commande, nous allons adapter la commande de façon à ce qu'elle soit implémentable sur le micro-contrôleur. Ensuite, nous évaluerons cette transformation. Voici, ci-dessous figure 6.1, le schéma général des différents éléments.

### 5.1 Discrétisation de la commande

Nous allons à présent transformer la commande en temps continue en une forme qui permet l'implémentation sur un micro-contrôleur. Nous avons choisi de l'implémenter sous la forme d'une équation récurrente. Pour cela, dans un premier temps, nous avons transformé la commande (composée d'un observateur, d'un retour d'état et d'un pré-compensateur) en une forme espace d'états puis nous la discrétiserons. Ensuite, nous allons la transformer en une fonction de transfert pour finalement la transformer en équation récurrente.

#### 5.1.1 Espace d'état à temps discret de la commande

La commande est de la forme suivante (figure 5.1) :

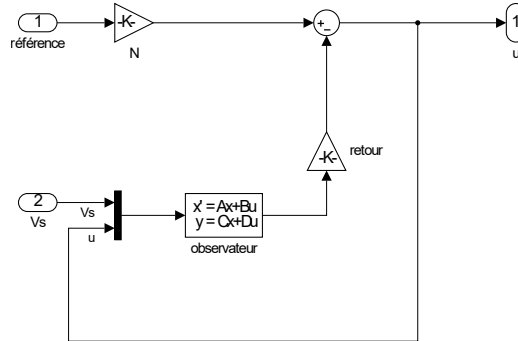


FIGURE 5.1 – Schéma de la commande par retour d'état à temps continue.

Voici, issue des équations ?? et 3.4, l'observateur simplifié (équation 5.1).

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = Fz(t) + GV_S(t) + Bu(t) \\ \hat{x}(t) = z(t) \end{cases} \quad (5.1)$$

Ainsi que le retour d'état :

$$u(t) = -K\hat{x}(t) + NV_{ref}(t) \quad (5.2)$$

Nous allons rassembler ces équations afin de créer un nouvel espace d'état :

$$\begin{aligned} \begin{cases} \dot{z}(t) = Fz(t) + GV_S(t) + Bu(t) \\ u(t) = -Kz(t) + NV_{ref}(t) \end{cases} &\Leftrightarrow \begin{cases} \dot{z}(t) = (F - KB)z(t) + GV_S(t) + BNV_{ref}(t) \\ u(t) = -Kz(t) + NV_{ref}(t) \end{cases} \\ &\Leftrightarrow \begin{cases} \dot{z}(t) = (F - KB)z(t) + \begin{bmatrix} G & BN \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S(t) \\ V_{ref}(t) \end{bmatrix} \\ u(t) = -Kz(t) + \begin{bmatrix} N & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S(t) \\ V_{ref}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Maintenant que nous avons exprimé la commande sous la forme d'un espace d'état, avec pour entrées  $V_{ref}(t)$  la consigne et  $V_S(t)$ , la sortie de position mesurée, nous pouvons discrétiser la commande. Nous avons choisi de discrétiser la commande grâce à matlab, avec l'option *tustin* afin d'avoir une commande la plus fidèle possible à celle en temps continu. Cela donne la commande à temps discret suivante :

$$\begin{aligned} \begin{cases} z(z-1) = Az(z) + B \begin{bmatrix} V_S(t) \\ V_{ref}(t) \end{bmatrix} \\ u(z) = Cz(z) + D \begin{bmatrix} V_S(t) \\ V_{ref}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \\ \Leftrightarrow \begin{cases} z(z-1) = \begin{bmatrix} 0.7679 & 0.03725 \\ -0.00193 & 0.6207 \end{bmatrix} z(z) + \begin{bmatrix} 0.08301 & 0.2089 \\ 3.612 & 0.001737 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S(t) \\ V_{ref}(t) \end{bmatrix} \\ u(z) = \begin{bmatrix} 8.589 * 10^{-05} & -0.07211 \end{bmatrix} z(z) + \begin{bmatrix} 1.35 & -7.73 * 10^{-05} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S(t) \\ V_{ref}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.4)$$

### 5.1.2 Équation récurrente

Nous allons maintenant transformer l'espace d'état de l'équation 5.4 en fonctions de transferts, à l'aide de matlab :

$$\frac{u(z)}{V_s(z)} = \frac{1.35z^2 - 2.135z + 0.8435}{z^2 - 1.389z + 0.4767} \quad (5.5)$$

$$\frac{u(z)}{V_{ref}(z)} = \frac{-7.73 * 10^{-05}z^2 - 8.582 * 10^{-21}z + 7.73 * 10^{-05}}{z^2 - 1.389z + 0.4767} \quad (5.6)$$

Afin d'avoir une commande causale, nous avons passé les fonctions de transferts en  $z^{-1}$  :

$$\frac{u(z^{-1})}{V_s(z^{-1})} = \frac{1.35 - 2.135z^{-1} + 0.8435z^{-2}}{1 - 1.389z^{-1} + 0.4767z^{-2}} \quad (5.7)$$

$$\frac{u(z^{-1})}{V_{ref}(z^{-1})} = \frac{-7.73 * 10^{-05} - 8.582 * 10^{-21}z^{-1} + 7.73 * 10^{-05}z^{-2}}{1 - 1.389z^{-1} + 0.4767z^{-2}} \quad (5.8)$$

Nous avons ensuite, à partir des équations 5.7 et 5.8, créé une seule équation :

$$\begin{aligned} u(z^{-1})(1 - 1.389z^{-1} + 0.4767z^{-2}) &= (1.35 - 2.135z^{-1} + 0.8435z^{-2})V_s(z^{-1}) \\ &\quad + (-7.73 * 10^{-05} - 8.582 * 10^{-21}z^{-1} + 7.73 * 10^{-05}z^{-2})V_{ref}(z^{-1}) \end{aligned} \quad (5.9)$$

Nous avons maintenant une seule équation pour représenter la commande à temps discret. Il faut maintenant la transformer en équation récurrente, pour cela nous allons utiliser la propriété suivante :

$$f(z)z^n = f_{k+n} \quad (5.10)$$

Cela donne, une fois réorganiser de façon à isoler la sortie  $u_k$  et à partir de l'équation 5.9 :

$$\begin{aligned} u_k &= 1.389u_{k-1} - 0.4767u_{k-2} + 1.35V_{s_k} - 2.135V_{s_{k-1}} + 0.8435V_{s_{k-2}} \\ &\quad - 7.73 * 10^{-05}V_{r_k} - 8.582 * 10^{-21}V_{r_{k-1}} + 7.73 * 10^{-05}V_{r_{k-2}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Où, par soucis de lisibilité,  $V_s = V_s$  et  $V_r = V_{ref}$ . Le coût temporel de ce calcul est au minimum de  $8 * 400ns = 3,2ms$ . Maintenant que nous avons une équation implémentable sur micro contrôleur, il faut créer un code le permettant, à partir de celui fourni.





### 6.1.2 CAN / CNA

Nous allons détailler deux types de conversions nécessaires à ce projet.

**CAN :** (Conversion Analogique Numérique.) Durant cette opération, le convertisseur échantillonne grâce à un bloqueur (discrétisation temporelle) puis quantifie (discrétisation de l'amplitude) le signal analogique. Il restitue un signal numérique après un temps de conversion  $t_{CAN}$ . Nous avons besoin de ce type de convertisseur pour la lecture des entrées dans notre cas,  $V_D$ . La qualité de notre conversion dépend de plusieurs éléments :

- Le nombre de bits de sortie (la sortie ne pouvant prendre que  $2^{n_{br}Bit}$  valeurs différentes). Nous avons des CAN 11 bits.
- La fréquence de conversion du signal analogique  $f_e$  par rapport à la fréquence utile maximale du signal à convertir  $f_{max}$ . Le théorème de Shannon préconise d'avoir au moins le rapport de l'équation 6.1, en pratique nous respecterons le rapport de l'équation 6.2. Cela évite le repliement.

$$f_e > 2 * f_{max} \quad (6.1)$$

$$f_e \approx 10 * f_{max} \quad (6.2)$$

Nous avons considéré que la fréquence utile maximale de la position d'un moteur à courant continu est d'environ  $f_{max} = 100Hz$ . Nous avons donc prendre :

$$f_e = 1kHz \quad (6.3)$$

$$T_e = 1ms \quad (6.4)$$

$$(6.5)$$

- La conversion doit être linéaire. En effet, il existe différentes erreurs possibles. Il peut y avoir un offset, une erreur de gain ou une non-linéarité intégrale ou différentielle (voir figure 6.4).

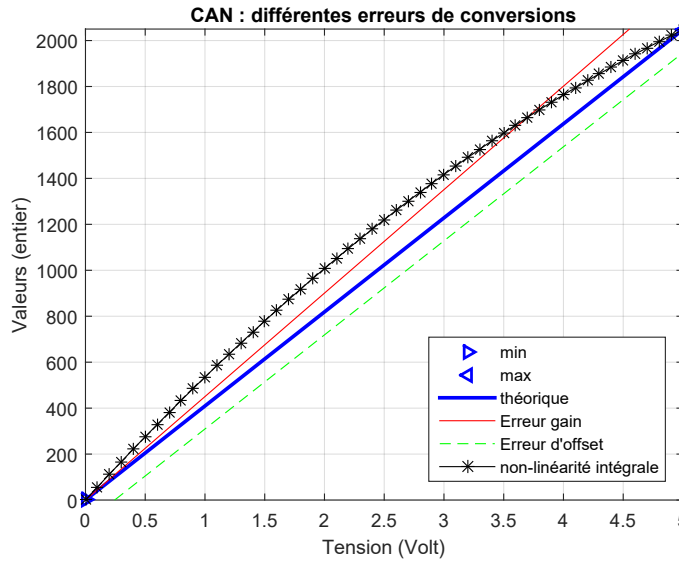


FIGURE 6.2 – Erreurs de conversions possibles sur le CAN

**CNA :** (Conversion Numérique Analogique.) Ici, le convertisseur transforme le signal numérique en un signal analogique après un temps de conversion  $t_{CNA}$  (équation 6.6). Nous avons besoin de ce type de convertisseur pour la génération de la sortie dans notre cas,  $V_s$ . La qualité de notre conversion dépend de plusieurs éléments similaires au CAN. L'entrée du CNA est un entier codé sur 12 bits et il génère une tension comprise entre  $-5$  et  $5$  Volts.

$$t_{CAN} = 14 * t_{cc} + 2 * t_{sc} + 4 * TLC \quad (6.6)$$

$$= 9,7\mu s \quad (6.7)$$

Par manque de temps, nous n'avons pas eu le temps mettre en place un protocole complet d'étude des erreurs de conversions, nous avons uniquement émis des valeurs avec le CNA et les avons lu avec le CAN afin que les valeurs mesurées et générées correspondent à peu près à celles désirées. Nous avons fait ceci pour 1000 valeurs. Nous avons réaliser ce test pour les deux micro-contrôleurs et cela donne des résultats différents. La figure 6.3 est le résultat de l'analyse du micro-contrôleur de gauche en salle de TP. Nous voyons que la conversion est

assez mauvaise, d'autres tests ont mis en évidence que le problème vient du CAN : de multiples lectures d'une tension constante donnent des résultats avec une variation importante, trop pour être du bruit numérique ou électromagnétique. Nous avons ré effectué le même test sur le second micro-contrôleur (celui de droite) et, figure 6.4, on remarque qu'il y a deux saturations : avant  $E1$  et après  $E2$ . Entre les deux, la conversion est à peu près constante. Le second C167 est donc plus fiable en terme de lecture et d'écriture de tensions.

Cette approche présente l'avantage d'être rapide mais elle est néanmoins peu précise. En effet, les erreurs du CAN peuvent être masqués par celles du CNA et inversement. Elle ne permet non plus de savoir d'où vient le problème, à moins d'effectuer d'autres expériences.

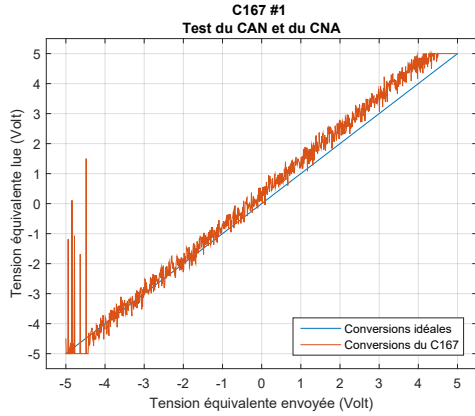


FIGURE 6.3 – Erreurs de conversions entre le CAN et le CNA (pour le C167 n°1)

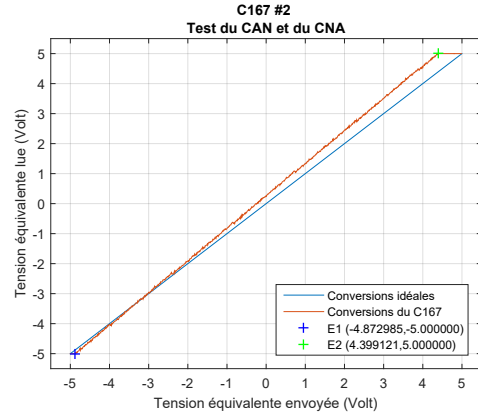


FIGURE 6.4 – Erreurs de conversions entre le CAN et le CNA (pour le C167 n°2)

Un protocole de test complet aurait été :

- Pour le CAN :
  - Générer, à partir d'un générateur de basse tension, un signal triangle de 0 à 5 Volt de fréquence faible.
  - Lire toutes les valeurs et les faire afficher sur un terminal par le micro-contrôleur.
  - Les comparer (à l'aide d'un tableur ou de Matlab) et vérifier la linéarité de la conversion.
  - À partir des ces résultats, créer une fonction qui corrige les erreurs, si possible.
- Pour le CNA :
  - Générer, à partir du micro-contrôleur un signal triangle de -5 à 5 Volt de fréquence faible.
  - Récupérer les valeurs à partir d'un CAN déjà corrigé (carte d'acquisition Matlab, ou le CAN précédemment si la correction donne de très bons résultats).
  - Les comparer (à l'aide d'un tableur ou de Matlab) et vérifier la linéarité de la conversion.
  - À partir des ces résultats, créer une fonction qui corrige les erreurs, si possible.

### 6.1.3 Conclusion

(contraintes tempo, squelette code correcteur)

## 6.2 Transformation CAN/CNA

Afin de réaliser notre commande, nous avons dû transformer la valeur entière lue pour  $V_S$  par le CAN en un équivalent de la tension de type nombre à virgule flottante. Figure 6.5, nous pouvons observer les valeurs que peut convertir le CAN et les valeurs dont nous avons besoins. Nous n'utilisons ici que la moitié de la valeur lue par le convertisseur car nous n'avons besoin de convertir que des valeurs comprises entre 0 et 5 Volt. Ici, la plage de conversion est donc à moitié utilisée. Dans un premier temps, nous avons décaler la valeur lue (avec un et bit à bit) afin d'avoir la valeur sur  $[0, 1023]$  (équation 6.8) puis nous avons réalisé la conversion en tension avec l'équation 6.9.

$$V_{CANr} = V_{CAN\&bb1023} \quad (6.8)$$

$$V_{volt} = \frac{5}{2^{10} - 1} V_{CANr} \quad (6.9)$$

La génération de la sortie  $V_M$  nécessite aussi une conversion du CNA depuis la tension calculée par la commande (nombre à virgule flottante) vers un entier compris entre  $-5$  et  $5$  Volts. Néanmoins, la commande calcule une valeur comprise entre  $-5$  et  $5$  Volts, mais la carte de puissance branchée sur la sortie du CNA nécessite en entrée une tension comprise entre  $0$  et  $5$  Volt. Il faut donc, dans un premier temps, redresser la valeur calculée  $V_{com}$  par la sortie sur une intervalle  $[0; 5]$   $V_{redr}$ , puis le convertir en entier  $V_{CNA}$ . Pour cela nous utilisons les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{red} &= \frac{1}{2} V_{com} + 2,5 \\ V_{CNA} &= \frac{10}{2^{12}-1} V_{red} - 5 \\ V_{CNA} &= \frac{V_{com}}{819} - \frac{4090}{819} \end{aligned} \quad (6.10)$$

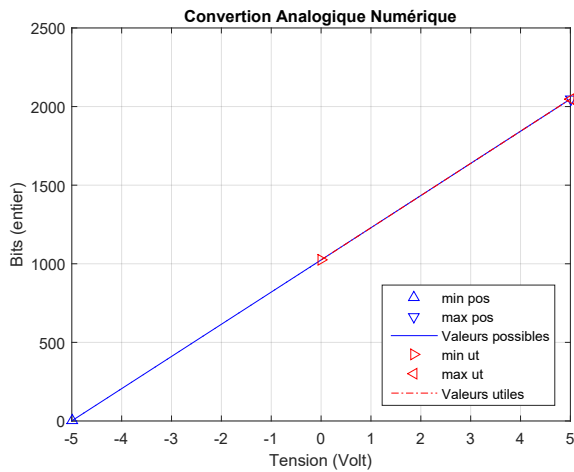


FIGURE 6.5 – Valeurs possibles et possibles du CAN

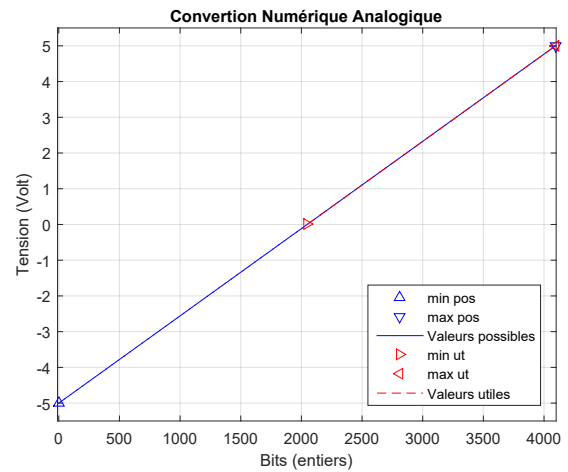


FIGURE 6.6 – Valeurs possibles et possibles du CNA

## 6.3 Implémentation

### 6.3.1 Description des tâches

### 6.3.2 implémentation

### 6.3.3 Validation et correction

## Chapitre 7

### Bilan

# Annexes

# Annexe 1 - Scripts Matlab

## Modèles et analyses

```
1 clear
2 close all
3 MoteurScript
4 %% Modele Niveau 0 - Ordre 4 - EE
5 %%% Modele espace d'etat LINEAIRE
6 % etat      = [ i1 ; i2 ; theta ; omega ]
7 % entree    = [ Vm ]
8 % sorties   = [ Vg ; Vs]
9
10 % Matrices EE
11
12 EE0.a      =[-R/L,      0,      0,      -Ke/L;
13             0,      -(R+Rchn)/L,      0,      -Ke/L;
14             0,      0,      0,      1;
15             Kc/J2,      Kc/J2,      0,      -mu/J2];
16
17 EE0.b      =[1/L;
18             0;
19             0;
20             0];
21
22 EE0.c      =[0, 0, 0,      Kg;
23             0, 0, Kr*Ks, 0 ];
24
25 EE0.d      =[0;
26             0];
27 % EE
28 EE0.ee= ss(EE0.a,EE0.b,EE0.c,EE0.d);
29 % Valeurs propres
30 EE0.vp = eig(EE0.ee);
31
32 % gain statique
33 EE0.gain = dcgain(EE0.ee(1));
34 %% Modele Niveau 1 - Ordre 3 - EE
35 %%% Modele espace d'etat LINEAIRE
36 % etat      = [ i1 ; omega ; theta ]
37 % entree    = [ Vm ]
38 % sorties   = [ Vg ; Vs]
39
40 % Matrices EE
41 EE1.a = EE0.a([1,3,4],[1,3,4]);
42 EE1.b = EE0.b([1, 3, 4]);
43 EE1.c = EE0.c(:, [1, 3, 4]);
44 EE1.d = EE0.d;
45
46 % Espace Etat
47 EE1.ee= ss(EE1.a,EE1.b,EE1.c,EE1.d);
```

```

48 % Valeurs propres
49 EE1.vp = eig(EE1.aa);
50
51 % gain statique
52 EE1.gain = dcgain(EE1.aa(1));
53 %% Modele Niveau 2 - Ordre 2 - EE
54 %%% Modele espace d'etat LINEAIRE
55 % etat      = [ theta ; omega ]
56 % entree    = [ Vm ]
57 % sorties   = [ Vg ; Vs]
58
59 % Matrices EE
60 % EE2.a = [ -(Ks*Ke)/(J2*R) , 0 ;
61 %          1 , 0 ]; % ca marche pas...
62 EE2.a = [ 0 , 1 ;
63           0 , -(Kc*Ke)/(R*J2)-(mu/J2) ];
64 EE2.b = [ 0 ;
65           Kc/(J2*R) ];
66
67 EE2.c = EE1.c(:, [2, 3]);
68 %EE2.c = [];
69 EE2.d = EE1.d;
70
71 % EE
72 EE2.aa = ss(EE2.a, EE2.b, EE2.c, EE2.d);
73 % Valeurs propres
74
75 EE2.vp = eig(EE2.aa);
76
77 % gain statique
78 EE2.gain = dcgain(EE2.aa(1));
79
80 % Commandabilitee
81 Controlabilite = ctrb(EE0.a, EE0.b);
82 disp('Controlable ?')
83 disp(rank(Controlabilite) == size(EE0.a, 1))
84
85 % Observabilite
86
87 [ABAR, BBAR, CBAR, T, K] = obsvf(EE0.a, EE0.b, EE0.c)
88
89 % etude de performance temporelle
90 EE0.stepChar = stepinfo(EE0.aa(1), 'SettingTime', 0.05)
91 EE1.stepChar = stepinfo(EE1.aa(1), 'SettingTime', 0.05)
92 EE2.stepChar = stepinfo(EE2.aa(1), 'SettingTime', 0.05)

```

## Observateur et Asservissement

```

1 %% Creation de notre observateur
2 % reconstruction de tous les atats :
3 espaceEtat1
4
5 %% Cahier des charges
6 vp_desire = [-8; -5];
7 %% observateur
8 obsver.H = EE2.aa.b;
9 obsver.M = eye(size(EE2.aa.a));
10 obsver.vp = vp_desire*3; %*3
11 obsver.G = place(EE2.aa.a', EE2.aa.c(2,:), obsver.vp)'; % Ne pas utiliser
    acker
12

```



```

13 obsver.F = EE2.ee.a - obsver.G*EE2.ee.c(2,:);
14           %      a      b      c      D
15 obsver.ee = ss(obsver.F, [obsver.G obsver.H], obsver.M, 0);
16
17 %% commande
18
19 K = place(EE2.ee.a, EE2.ee.b, vp_desire);
20 K = [0 K(2)];
21 EE2_bf.a = [EE2.ee.a-EE2.ee.b*K      -EE2.ee.b*K;
22            [0 0; 0 0]                obsver.F];
23
24 EE2_bf.b = [EE2.ee.b; 0;0];
25
26 EE2_bf.c = [EE2.ee.c [0 0;0 0]];
27 EE2_bf.ee = ss(EE2_bf.a, EE2_bf.b, EE2_bf.c, EE2.ee.d);
28
29 EE2_bf.gain = dcgain(EE2_bf.ee(1));
30 %% Analyse du retour d'etat base observateur
31 % Pour EE1 :
32 % Changement de base de EE1
33 P = [0      0      1;
34      1      0      0;
35      0      1      0];
36 EE1_c.a = inv(P)*EE1.ee.a*P;
37 EE1_c.b = inv(P)*EE1.ee.b;
38 EE1_c.c = EE1.ee.c*P;
39
40 EE1_c.ee = ss(EE1_c.a, EE1_c.b, EE1_c.c, EE1.ee.d);
41
42 % Partitionnement de l'EE
43 EE1.A1 = EE1_c.ee.a(1:2,1:2);
44 EE1.A2 = EE1_c.ee.a(1:2,3);
45 EE1.A3 = EE1_c.ee.a(3,1:2);
46 EE1.A4 = EE1_c.ee.a(3,3);
47
48 EE1.B1 = EE1_c.ee.b(1:2);
49 EE1.B2 = EE1_c.ee.b(3);
50
51 EE1.C = [EE1_c.ee.c];
52
53
54 % Construction des matrices
55 EE1_obsver.A = [EE1.A1      EE1.A2      [0 0;0 0]      ;
56               EE1.A3      EE1.A4      [0 0 ]      ;
57               [0 0;0 0]      -EE1.A2      obsver.F];
58 EE1_obsver.B = [EE1.B1; EE1.B2; [0;0]];
59 EE1_obsver.C = [EE1.C [0 0;0 0];
60               [0 0 0 0 1]]; % Pour affiche de l'erreur
61                             % de reconstrction de la
62
63 % Espace d'etat
64 EE1_obsver.ee = ss(EE1_obsver.A ,EE1_obsver.B, EE1_obsver.C, [0;0;0]);
65
66
67 % gain statique
68 EE1_obsver.gain = dcgain(EE1_obsver.ee(1));
69 % comparaison de gain statique
70
71 err_gain_stat=EE2.gain - EE1_obsver.gain;
72
73 % Analyse pour EE0

```

```

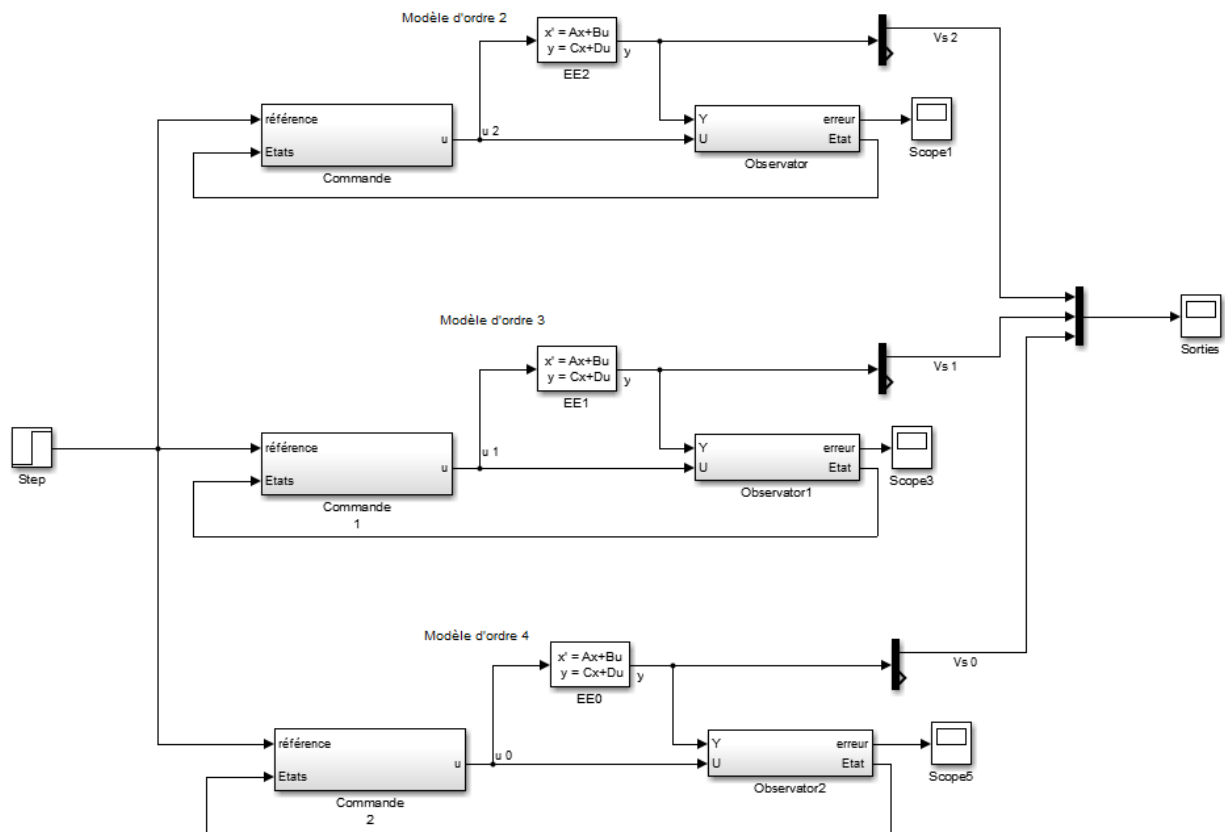
74 % Changement de base [theta, omega, i1, i2]
75 P_0 = [0 0 1 0; 0 0 0 1; 1 0 0 0; 0 1 0 0];
76
77 EE0_c.a = inv(P_0)*EE0.ee.a*P_0;
78 EE0_c.b = inv(P_0)*EE0.ee.b;
79 EE0_c.c = EE0.ee.c*P_0;
80
81 EE0_c.ee = ss(EE0_c.a,EE0_c.b,EE0_c.c, EE0.d);
82 % Partitionnement de l'EE
83 EE0.A1 = EE0_c.ee.a(1:2,1:2);
84 EE0.A2 = EE0_c.ee.a(1:2,3:4);
85 EE0.A3 = EE0_c.ee.a(3:4,1:2);
86 EE0.A4 = EE0_c.ee.a(3:4,3:4);
87
88 EE0.B1 = EE0_c.ee.b(1:2);
89 EE0.B2 = EE0_c.ee.b(3:4);
90
91 EE0.C = [EE0_c.ee.c];
92
93
94 % Construction des matrices
95 EE0_obsver.A = [EE0.A1      EE0.A2      [0 0;0 0]    ;
96                EE0.A3      EE0.A4      [0 0;0 0]    ;
97                [0 0;0 0]    -EE0.A2      obsver.F];
98 EE0_obsver.B = [EE0.B1; EE0.B2; [0;0]];
99 EE0_obsver.C = [EE0.C [0 0;0 0]]; % Pour affiche de l'erreur
100                                % de reconstrcution de la
101
102 EE0_obsver.ee = ss(EE0_obsver.A, EE0_obsver.B, EE0_obsver.C, EE0_c.ee.d);
103
104 % Analyse du trasfert de epsilon
105 EE0_obsver.vp = eig(EE0_obsver.ee);
106 % bodemag(EE1.ee(1), EE1_obsver.ee(1))
107
108 %%
109
110
111 %% Calcul du systeme en boucle ferme base observateur de EE1
112 %      cf Cours de GOUAISBAULT
113 % Etat EE0 : x = [ i1      ; i2      ; theta ; omega ]
114 % Etat EE1 : x = [ i1      ; theta ; omega ]
115 % Etat EE2 : x = [ theta ; omega ]
116
117 % EE1
118
119 EE1_bf.a = [EE1.A1-EE1.B1*K      EE1.A2      -EE1.B1*K      ;
120            EE1.A3-EE1.B2*K      EE1.A4      -EE1.B2*K;
121            [0 0;0 0]      -EE1.A2      obsver.F];
122 EE1_bf.b = EE1_obsver.B;
123 EE1_bf.c = EE1_obsver.C;
124
125 EE1_bf.ee = ss(EE1_bf.a, EE1_bf.b, EE1_bf.c, EE1_obsver.ee.d);
126 EE1_bf.vp = eig(EE1_bf.ee);
127
128 % EE0
129
130
131 EE0_bf.a = [EE0.A1-EE0.B1*K      EE0.A2      -EE0.B1*K      ;
132            EE0.A3-EE0.B2*K      EE0.A4      -EE0.B2*K;
133            [0 0;0 0]      -EE0.A2      obsver.F];
134 EE0_bf.b = EE0_obsver.B;

```

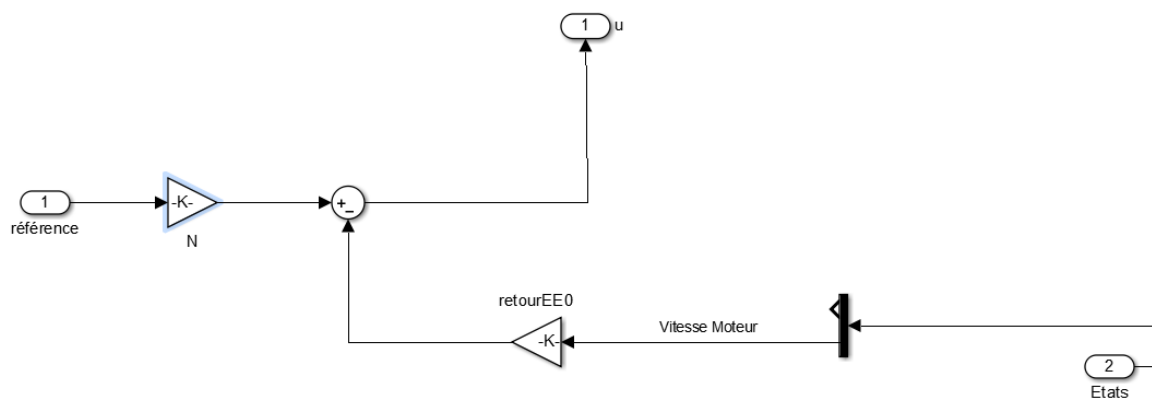
```
135 EEO_bf.c = EEO_obsver.C;  
136  
137 EEO_bf. ee = ss(EEO_bf.a, EEO_bf.b, EEO_bf.c, EEO_obsver.ee.d);  
138 EEO_bf.vp = eig(EEO_bf.ee);
```

# Annexe 2 - Modèles SIMULINK

## Modèle Global



## Sous-système de commande





# Annexe 3 - Simulation *SIMULINK*

## Modèles Non linéaire

### Schéma *SIMULINK*

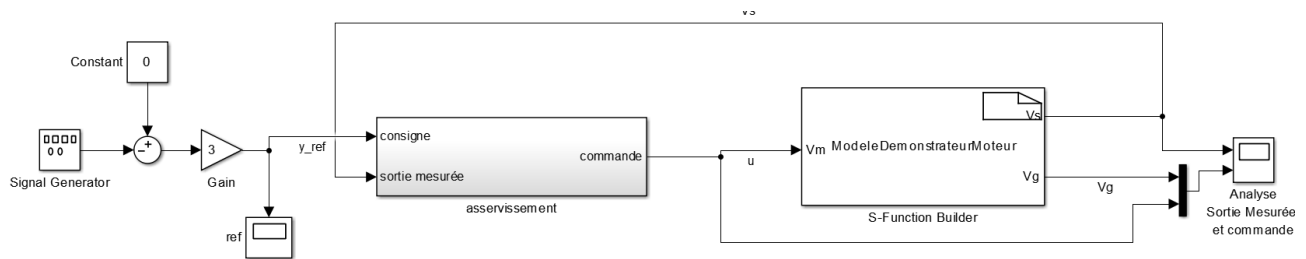


FIGURE 7.2 – Schéma *SIMULINK* complet de l'asservissement du modèle du moteur Non linéaire

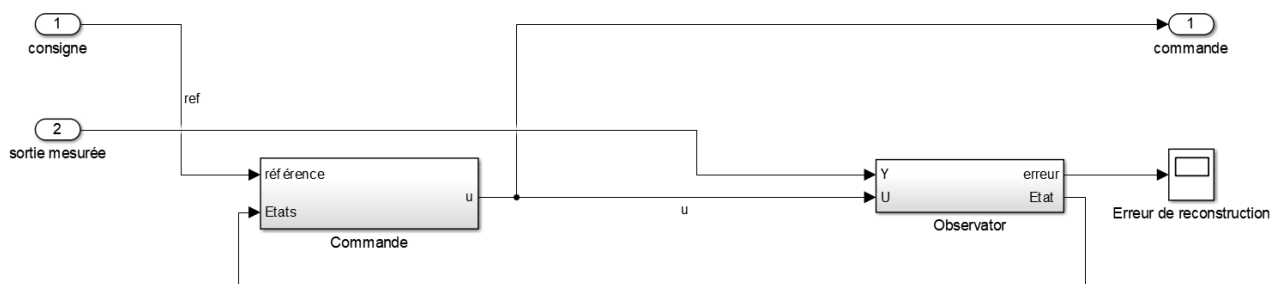


FIGURE 7.3 – Schéma *SIMULINK* du *sub-system* de commande

## Réponses temporelles

## Émulation Moteur réel

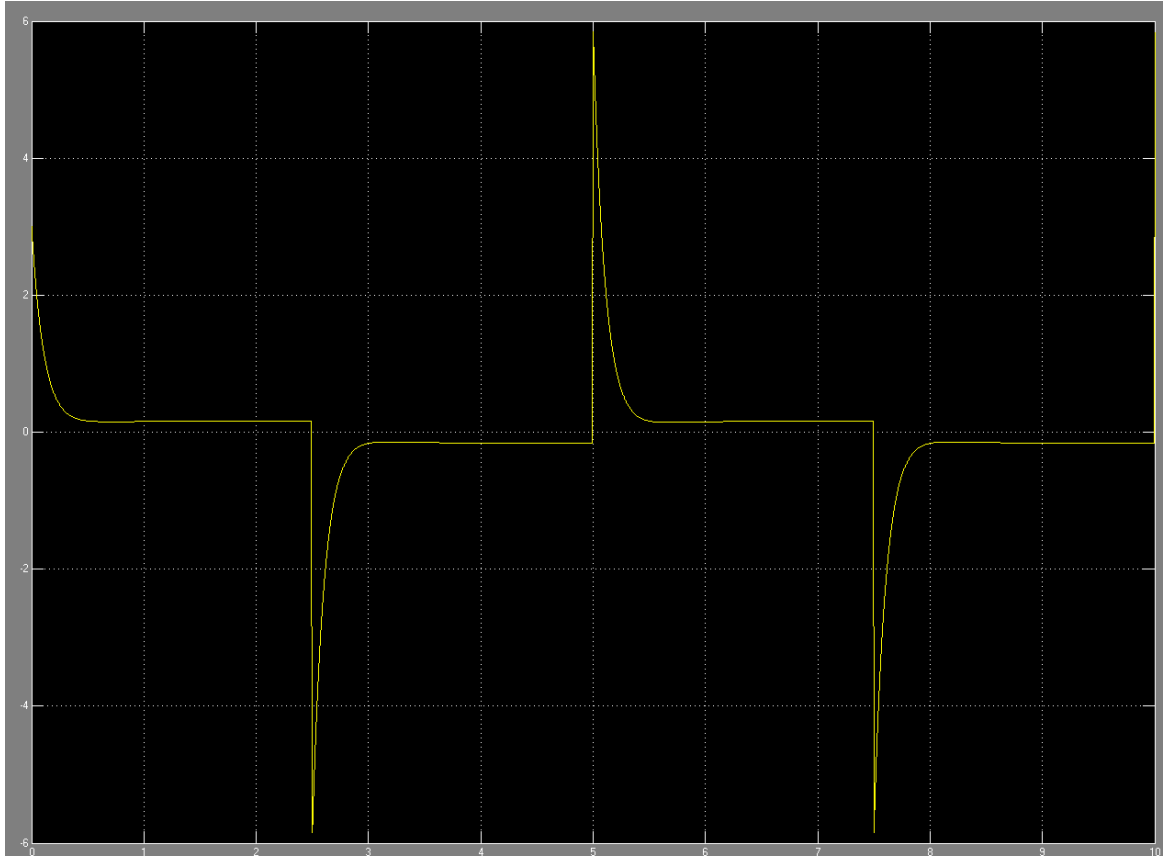


FIGURE 7.4 – Mesure de simulation de l'erreur entre la référence et la sortie  $V_s$  du modèle Non linéaire

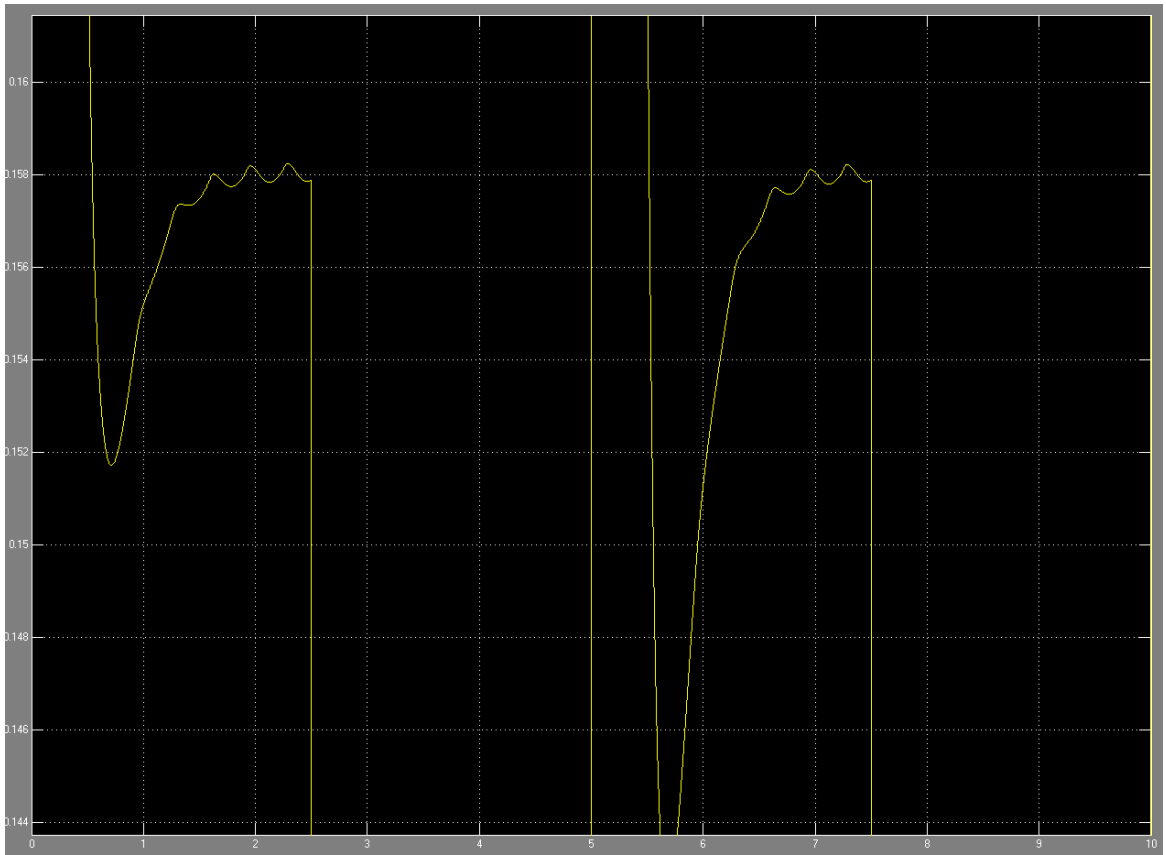


FIGURE 7.5 – Mesure de simulation de l'erreur  $\epsilon$  du modèle Non linéaire centré sur l'axe des ordonnées en  $[0.144; 0.16]$ .

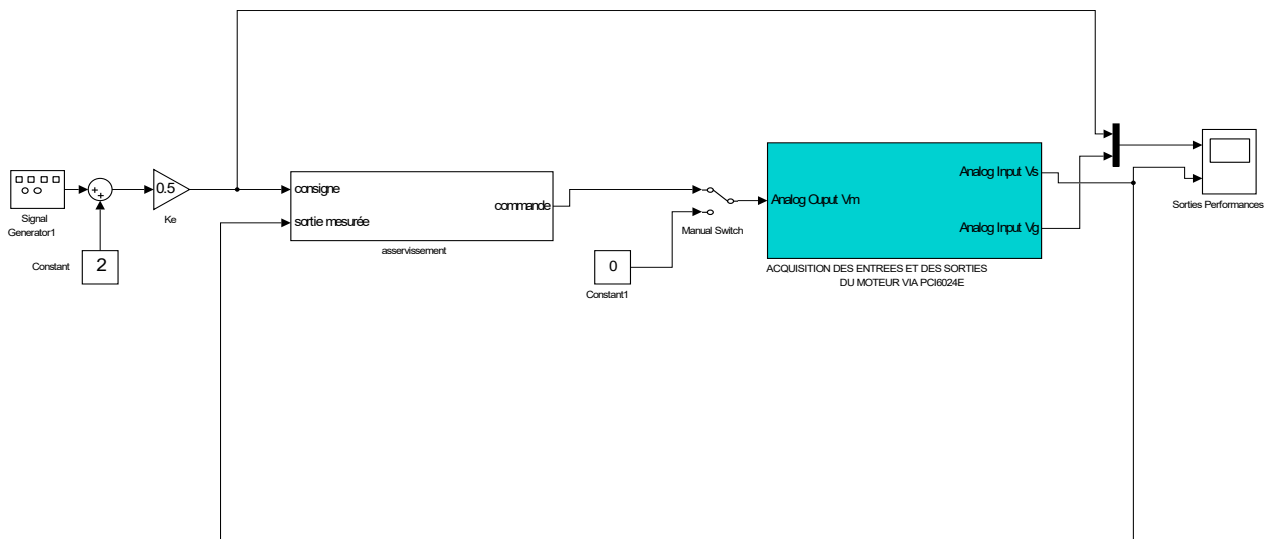


FIGURE 7.6 – Schéma des blocs *Simulink* de l'émulation de la commande sur moteur réel