

BE Chaîne d'acquisition

Compte Rendu



4AE - SE1- Semestre 1
Pauline Dupuy - Karine Marche

TABLE DES MATIÈRES

1. Introduction	3
1.1 Principe et missions à réaliser	3
1.2 Objectifs, compétences développées	3
1.3 Cahier des charges à respecter	4
2. Mission n°1 : l'asservissement de couple par le courant	5
2.1. Première approche (réponses au questionnaire)	5
2.2. Asservissement dans le domaine continu	8
2.2.1. Capteur de courant N(p)	8
2.2.2. Filtre F(p)	9
2.2.3. Moteur M(p)	10
2.2.4. Hacheur H(p)	11
2.2.5. Correcteur C(p)	12
• Correcteur continu C(p)	14
• Correcteur continu C(p) avec saturateur	21
2.3. Asservissement dans le domaine discret (transformée bilinéaire)	25
2.3.1 Détermination de la fréquence d'échantillonnage	25
• Minimum de la fréquence d'échantillonnage	25
• Maximum de la fréquence d'échantillonnage	25
2.3.2. Correcteur discret C(z) avec saturateur	27
3. Implémentation de la régulation de couple	31
3.1. Test du dispositif	31
3.2. Implémentation du correcteur	31
3.2.1. Code sous Keil	31
3.2.2. Vérification en simulation	32
3.3. Essais du correcteur	33
4. Mission n°2 : l'asservissement de couple par la vitesse	38
5. Conclusion	39

1. Introduction

1.1 Principe et missions à réaliser

À travers ce Bureau d'Étude, on nous propose de réaliser un asservissement de courant et de vitesse sur une trottinette électrique. Ce compte rendu portera sur la régulation de courant au sein de notre montage grâce à un correcteur numérique calculé par un microcontrôleur STM32.

Nous avons commencé par étudier les parties composant le système dans sa globalité, notamment le groupe motopropulseur, la commande électrique mais aussi le hacheur 4 quadrants. Nous allons donc dans un premier temps procéder à un rappel général sur les objectifs de ce BE et les compétences développées puis nous verrons le cahier des charges à respecter. Nous décortiquons chaque bloc et trouverons les fonctions de Laplace de chaque bloc. Ensuite, nous exposerons les différentes méthodes mises en œuvre pour réaliser un correcteur : le choix du type de correcteur, sa fonction de transfert analogique $C(p)$ et testeront sa réponse sous MATLAB en boucle ouverte et en boucle fermée. Nous procérons aux mêmes étapes sur le plan discret (car il s'agit d'un correcteur numérique que nous souhaitons mettre en place via un microcontrôleur de type STM32). Enfin, nous implémenterons la régulation de couple sur la trottinette en testant le dispositif et en faisant tous les essais nécessaires.

Pour finir, nous discuterons de la finalité du BE, de ses apports ainsi que les difficultés rencontrées.

1.2 Objectifs, compétences développées

L'objectif de ce bureau d'étude est :

- d'implémenter la commande en couple d'une trottinette électrique,
- d'implémenter la commande en vitesse de la trottinette électrique.

Pour cela il faudra exploiter de nombreuses compétences comme :

- Analyser des architectures électroniques,
- Comprendre et commander un élément de puissance (hacheur + moteur électrique),
- Mobiliser ses connaissances en automatique continu pour dimensionner un asservissement,
- Faire évoluer la conception automatique continu vers une conception tout numérique par l'approximation bilinéaire,
- Utiliser Matlab et Simulink avec méthode,
- Programmer un système embarqué (couche applicative bare métal),
- Mesures,
- ...

1.3 Cahier des charges à respecter

- **Spécification de l'asservissement de couple**

- Marge de phase supérieure ou égale à 45° dans le pire des cas,
- Fréquence de transition en boucle ouverte 300 et 500Hz,
- Erreur statique nulle en boucle fermée.

- **Méthode imposée**

- Vous travaillerez avec un script .m bien structuré, bien commenté. On y trouvera toutes les constantes, la définition des diverses fonctions de transfert, les lancements des simulations (step, Bode...) et également les modélisations Simulink (voir point suivant),
- Conjointement au script, vous construirez un voire plusieurs schéma-blocs sous Simulink dont les blocs seront remplis à partir des variables élaborées dans le script

2. Mission n°1 : l'asservissement de couple par le courant

2.1. Première approche (réponses au questionnaire)

1. Quelle est la tension de batterie requise pour le fonctionnement de la trottinette ? Ce niveau de tension est-il dangereux ?

Parfois, il existe des certifications à avoir mais ce n'est pas le cas ici. Ce qui représente un danger, c'est le courant. En effet, il ne doit pas dépasser 8mA (seuil de non lâcher et de crispation musculaire : Choc au toucher, réactions brutales). Au-delà de 30 mA, il y a une fulguration cardiaque. Toutefois, notre corps se comportant comme une résistance, le courant réel circulant dans notre corps est plus faible.

La présence d'une plaie crée un défaut de conduction dans la peau. Une tension trop élevée peut casser la barrière de la peau. C'est pourquoi notre méfiance doit se porter sur le niveau de tension. En DC, la limite létale pour le niveau de tension est de 60V. En AC, cette limite est de 24V.

On doit également se méfier des composants. En effet, s'il y a projection de composants on peut se brûler ou se blesser notamment aux yeux.

Une inductance est un élément de stockage de l'énergie : $E=(L*i^2)/2$. C'est le courant qui conditionne l'énergie. Ainsi, si on a un courant élevé et qu'à un moment donné nous ouvrons le circuit (le courant chute à 0). Le surplus d'énergie va créer une étincelle (effet inductif). Pour un condensateur, l'énergie dépend de la tension. Lorsqu'il y a une rupture de la tension, l'énergie passe brutalement à 0, ce qui entraîne également l'apparition d'étincelles. Ainsi, un moteur à courant continu est fragilisé par ces problèmes de variations de vitesse.

2. Quelles sont la tension, le courant, la puissance nominale du moteur ? De quel type s'agit-il ?

Puissance nominale : 100W

Tension nominale : 24 V

Courant nominal : 10 A

Il s'agit d'un moteur à courant continu (MCC) à excitation séparée d'une puissance nominale.

3. Qu'entend-t-on par "asservissement de couple" ? On pourra se reporter au cours sur la MCC modélisation_MCC.pdf pour répondre à cette question.

Pour asservir le couple il faut faire un asservissement du courant avec la commande électrique. Un moteur MCC est un système électromécanique. On l'attaque donc en courant. Le courant crée un couple électromagnétique. Comme on commande le courant, on régule donc le couple électromagnétique (qui est proportionnel au courant). Toutefois, le couple de sortie associé à l'arbre du moteur n'est pas exactement égal au couple électromagnétique réglé par le courant. En effet, il existe des forces de frottement, notamment des forces de frottement visqueux que l'on doit prendre en compte. Cependant, la différence entre ces deux

couples est suffisamment faible pour être négligée. On peut donc considérer qu'en régulant le courant dans le moteur, on régule directement le couple en sortie au niveau de l'arbre du moteur. C'est ce qu'on appelle l'asservissement de couple.

4. Quelle est la consigne du système ? Quelle est sa dimension (son unité) ?

L'angle qui est appliqué sur la poignée de la manette (poignée d'accélération de droite) est la consigne du système. Elle réglera la tension qui sera interprétée par le correcteur (ici le micro contrôleur). Sa dimension est le radian. Selon l'asservissement implanté dans le système, la commande pourra servir :

- de consigne de couple,
- de consigne de vitesse (ex : régulateur de vitesse dans une voiture).

5. Quelle est la grandeur captée nécessaire pour opérer l'asservissement de couple ? Quelle est sa dimension (son unité) ?

Il s'agit du courant (A) capté par le capteur LTS 6-NP. Il est donné par le capteur de courant qui se trouve entre la sortie du hacheur et l'induit du moteur. Il fournit donc une image du courant circulant dans le moteur. Il est nécessaire pour l'asservissement du couple. Sa dimension est donc l'Ampère.

NB : le capteur présente une tension de repos ($I=0A$) non nulle.

6. Quelle est la commande du système physique (Système physique = hacheur + moteur) ?

La commande est de type PWM qui est fournie par le microcontrôleur.

Par la suite, cette PWM sera amplifiée par le hacheur. En effet, la PWM sur le microcontrôleur ne correspond à aucun signal de puissance mais simplement des bits. Or, le hacheur est une interface électronique qui permet de convertir ce signal de PWM du microcontrôleur en signal avec une puissance de 100 Watts. Le rendement théorique du hacheur est de 100%, en réalité on est proche de 95%.

Entrées de commande PWM :

- In+, In- : niveaux 0 / 3,3V, PWM 0 à 100%, fréquence PWM 20kHz, commandes complémentaires.

In+ commande M+, In- commande In-.

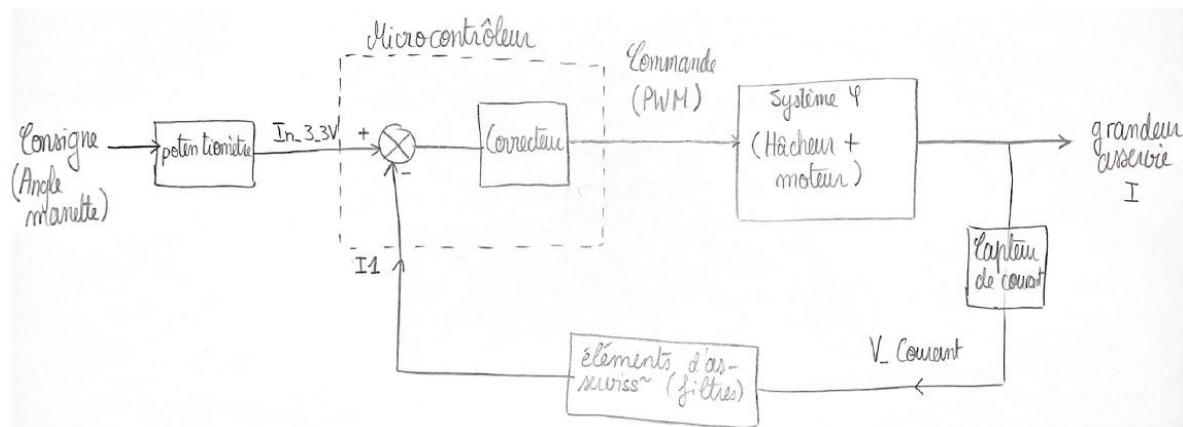
7. L'asservissement de couple (comme de vitesse) se fait par la comparaison entre la grandeur de consigne et la grandeur physique que l'on veut asservir. Ces deux grandeurs, à l'entrée du μ C, doivent donc avoir la même dimension pour pouvoir être comparées. Laquelle ? Quel est le capteur de consigne ? Quel est le capteur de la grandeur physique à asservir ?

Ces grandeurs sont des grandeurs qui sont converties en tension pour pouvoir être comparées par le microcontrôleur.

La grandeur physique (In_I1) : le courant circulant dans notre moteur qui est converti en tension par le capteur de courant pour pouvoir être utilisé par le microcontrôleur.

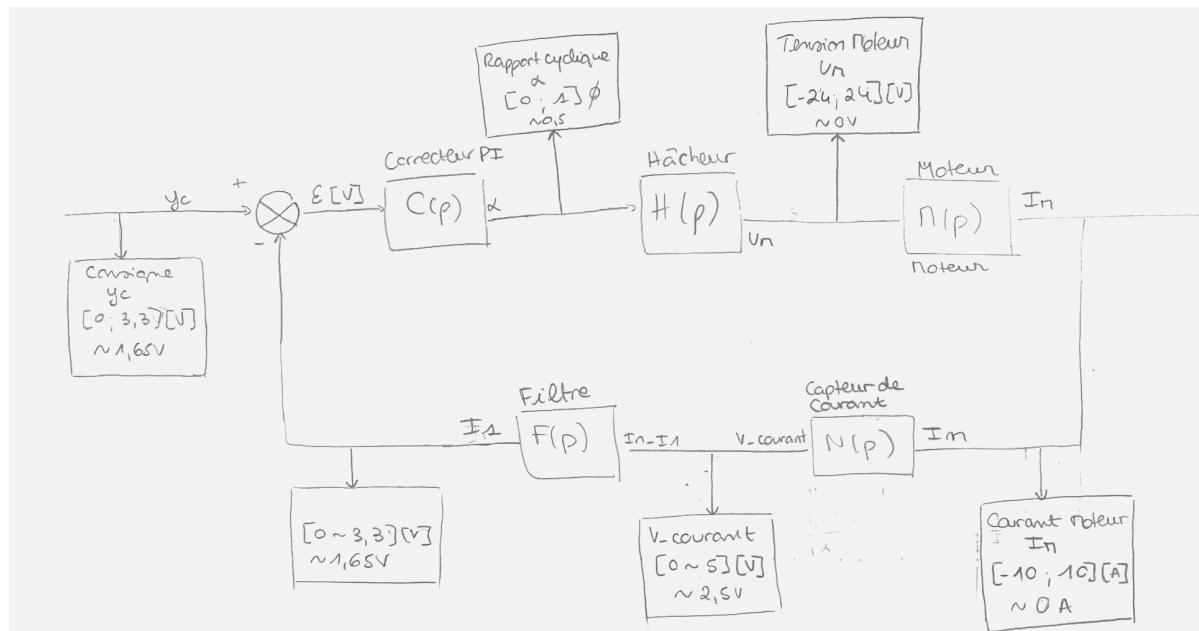
La grandeur de consigne : l'angle qui est appliqué sur la poignée de la manette (poignée d'accélération de droite). Cet angle est converti en tension par un potentiomètre pour être utilisé par le microcontrôleur.

8. Dessiner un premier schéma, une première boucle de régulation en nommant chaque bloc.



Après un échange avec notre enseignant nous avons revu le schéma bloc pour trouver celui que nous utiliserons au final.

10. Schéma bloc de Laplace final.



2.2. Asservissement dans le domaine continu

Nous faire un correcteur C(p) dans le domaine continu.

2.2.1. Capteur de courant N(p)

Nous allons utiliser un capteur de courant LTS 6-NP à effet HALL (photo ci-contre).

Notre capteur est branché en parallèle ainsi nous avons 1 spire.
D'après le tableau ci-dessous, le $I_{PN} = 6A$.



Number of primary turns	Primary nominal RMS current	Nominal output voltage V_{out}	Primary resistance R_p [mΩ]	Primary insertion inductance L_p [μH]	Recommended connections
1	± 6	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	

Ainsi nous pouvons calculer le coefficient directeur de notre fonction.

$$V_{courant} = a * I_M + b$$

Nous calculons a et b à partir de la figure ci-contre trouvée dans la datasheet du capteur.

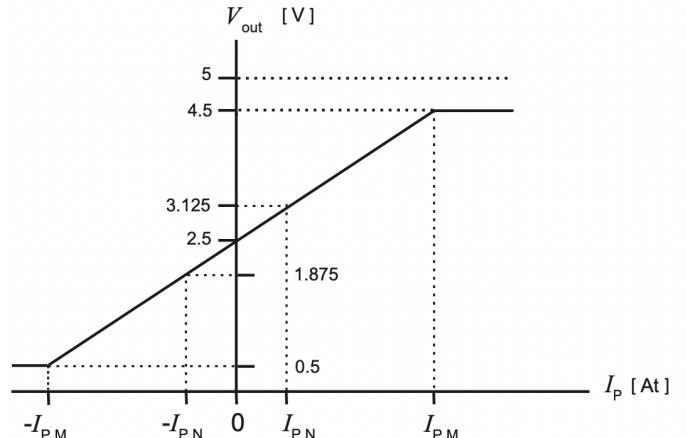
$$a = \frac{3,125 - 1,875}{I_{PM} - (-I_{PN})} = \frac{1,25}{12}$$

$$b = 2,5 V$$

On a alors,

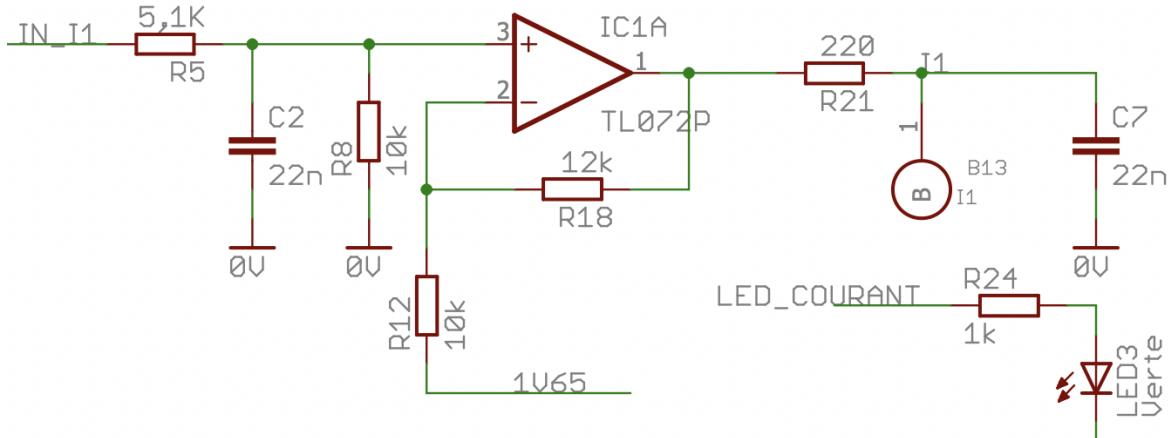
$$\Rightarrow V_{courant} = \frac{1,25}{12} * I_M + 2,5 [V]$$

$$\text{Avec le gain statique du capteur } K_C = \frac{1,25}{12}$$



2.2.2. Filtre F(p)

Nous avons le schéma du filtre ci-dessous.



- **Pont diviseur :** Les résistances R₅ et R₈ font un pont diviseur qui permet de centrer le signal en 1,65V.

$$\text{Gain : } K_{PontDiv} = \frac{R_8}{R_5 + R_8} = 0,662$$

- **Filtre anti-repliement :** La résistance R₅ et la capacité C₂ constituent un filtre anti-repliement qui filtre les signaux dont la fréquence $f > \frac{F_e}{2}$ afin de respecter le critère de Shannon.

$$\text{Constante de temps : } \tau_1 = R_5 * C_2 = 112 \mu\text{s}$$

- **Amplification AC :** L'amplificateur opérationnel permet de booster l'AC qui a été endommagée dans le pont diviseur afin que le capteur de courant puisse fonctionner correctement.

$$\text{Gain : } K_{AO} = 1 + \frac{R_{18}}{R_{12}} = 2,2$$

- **Filtre anti-bruit :** La résistance R₂₁ et la capacité C₇ constituent un filtre anti-bruit qui supprime le bruit du signal (voir schéma ci-contre).

$$\text{Constante de temps : } \tau_2 = R_{21} * C_7 = 5 \mu\text{s}$$

Ainsi,

$$\Rightarrow F(p) = \frac{K_F}{(1+\tau_1)(1+\tau_2)}$$

Avec : le gain statique du filtre : $K_F = K_{PontDiv} * K_{AO} = 1,457$

les constantes de temps du filtre : $\tau_1 = 112 \mu\text{s}$ et $\tau_2 = 5 \mu\text{s}$

les fréquences de coupure : $f_1 \approx 2000 \text{ Hz}$ et $f_2 \approx 30 \text{ kHz}$

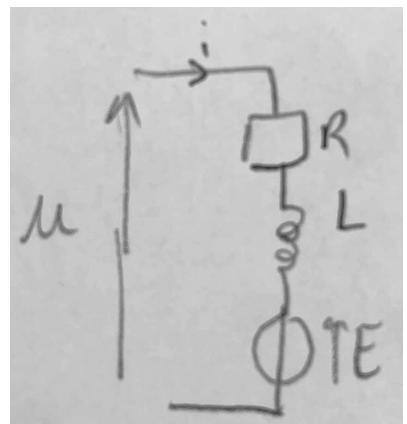
2.2.3. Moteur M(p)

Nous cherchons le courant I_M sortant du moteur. Dans cette partie, nous l'appellerons I. Nous calculons I à partir du schéma du moteur ci-contre.

Calcul de I :

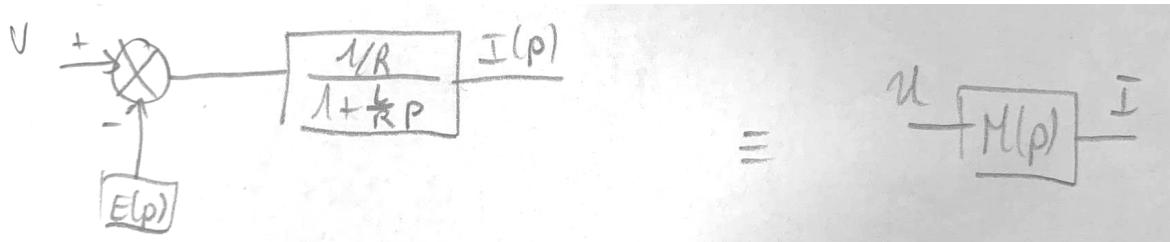
$$I(p) = \frac{U(p) - E(p)}{R + Lp} = (U(p) - E(p)) * \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R}p}$$

Nous voulons une fonction de transfert de la forme $M(p) = \frac{U(p)}{I(p)}$



Or nous savons que E est indépendant de U donc E est une perturbation donc on applique le théorème de décomposition. $E = k \cdot \omega$ et ω dépend lui-même du couple électromagnétique et du couple mécanique du moteur (deux grandeurs indépendantes). Nous pouvons remarquer que la dynamique de E est très lente par rapport à celle du moteur ($\tau_M = 2 ms$) ainsi on peut considérer que $E(p) = 0$.

On peut alors dire que les deux schémas ci-dessous sont équivalents.



Ainsi,

$$\Rightarrow M(p) = \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R}p} = \frac{K_M}{1 + \tau_M p}$$

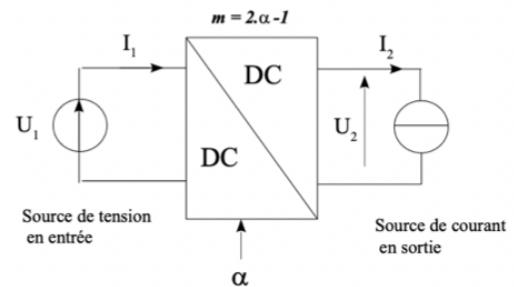
Avec : le gain statique du moteur $K_M = \frac{1}{R} = 1$

la constante de temps liée au moteur $\tau_M = \frac{L}{R} = 2 ms$

la fréquence de coupure liée au moteur $f_M = \frac{1}{2\pi\tau_M} = 80 Hz$

2.2.4. Hacheur H(p)

Un hacheur (voir schéma ci-contre) permet d'injecter de la puissance à une charge avec un rendement proche de 100% (cas des interrupteurs idéaux). Il permet en particulier de contrôler la tension en agissant sur le rapport cyclique de sa commande PWM.



Le hacheur prend en entrée α_1 et α_2 tels que :

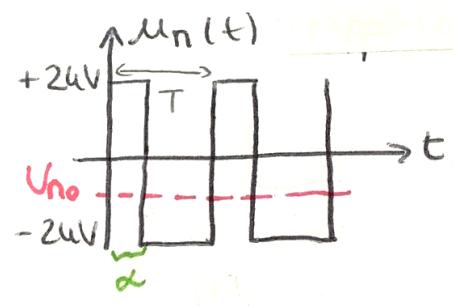
$$\alpha_1 = \alpha$$

$$\alpha_2 = 1 - \alpha$$

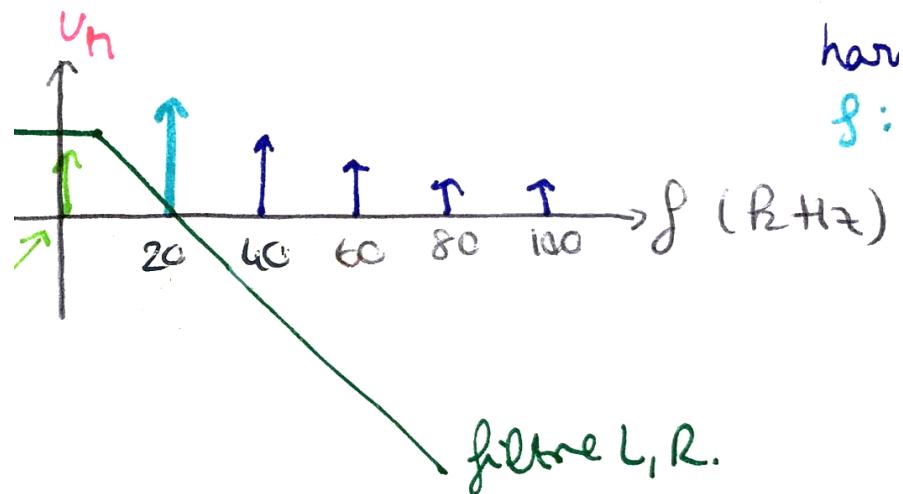
La valeur perçue par le moteur sera la valeur moyenne du signal U_{M0} (voir schéma ci-contre).

$$\text{Si } \alpha > 0 \Rightarrow U_{M0} > 0$$

$$\text{Si } \alpha < 0 \Rightarrow U_{M0} < 0$$



Nous pouvons remarquer qu'il y a de nombreuses harmoniques dans le signal $U_M(t)$, elles seront supprimées par le filtre RL passe bas du moteur. Seule la fréquence fondamentale (en bleu) de 20 kHz (fréquence de la PWM) dûe à la composante continue sera conservée.



Nous allons prendre $U_2 = U_M$ la tension du moteur avec $U_M \in [-24V; 24V]$

En non linéaire :

$$e(t) = e_0 + \tilde{e}(t) \text{ avec } e_0 : \text{valeur moyenne (DC)} \text{ et } \tilde{e}(t) : \text{variation (AC)}$$

$$s(t) = s_0 + \tilde{s}(t)$$

On linéarise autour des points de repos (voir les calculs ci-dessous)

$$U_n = (2\alpha - 1)E \quad \text{On a donc } U_M = 48\alpha$$

$$U_n = U_{n_0} + \tilde{U}_n(t) \quad \text{Ainsi,}$$

$$U_n = (2[\alpha_0 + \tilde{\alpha}(t)] - 1)E \Rightarrow H(p) = 48$$

$$\Rightarrow \begin{cases} U_{n_0} = (2\alpha_0 - 1)E \\ \tilde{U}_n(t) = \frac{2E}{48} \tilde{\alpha}(t) \end{cases} \quad \text{Avec le gain statique du hacheur } K_H = 48$$

2.2.5. Correcteur C(p)

Nous commençons par étudier le système sans correcteur en boucle ouverte. Nous étudierons la stabilité pour les différents types de correcteurs jusqu'à trouver celui qui correspond le mieux.

Le cahier des charges nous demande une $f_T \in [300Hz; 500Hz]$ on prendra donc au milieu :

$$f_T = 400Hz.$$

Mais commençons par donner les critères d'instabilité.

- **La marge de phase, un critère d'instabilité :**

La stabilité dépend de la marge φ de notre système :

- $\varphi < -180^\circ \Rightarrow \text{instable (oscillations divergentes)}$
- $\varphi > -180^\circ \Rightarrow \text{stable}$
- $\varphi = -180^\circ \Rightarrow \text{oscillateur}$

Ainsi nous devons faire attention à avoir une marge de phase suffisante (positive voir 45°) ce qui donne $\varphi > -135^\circ$.

- **Fonction de Transfert en Boucle Ouverte :**

En boucle ouverte (BO) la fonction de transfert est :

$$FTBO_{\text{Sans correcteur}} = H(p) * F(p) * M(p) * N(p)$$

$$\Rightarrow FTBO_{\text{Sans correcteur}} = \frac{K_{FTBO}}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)(1+\tau_M p)}$$

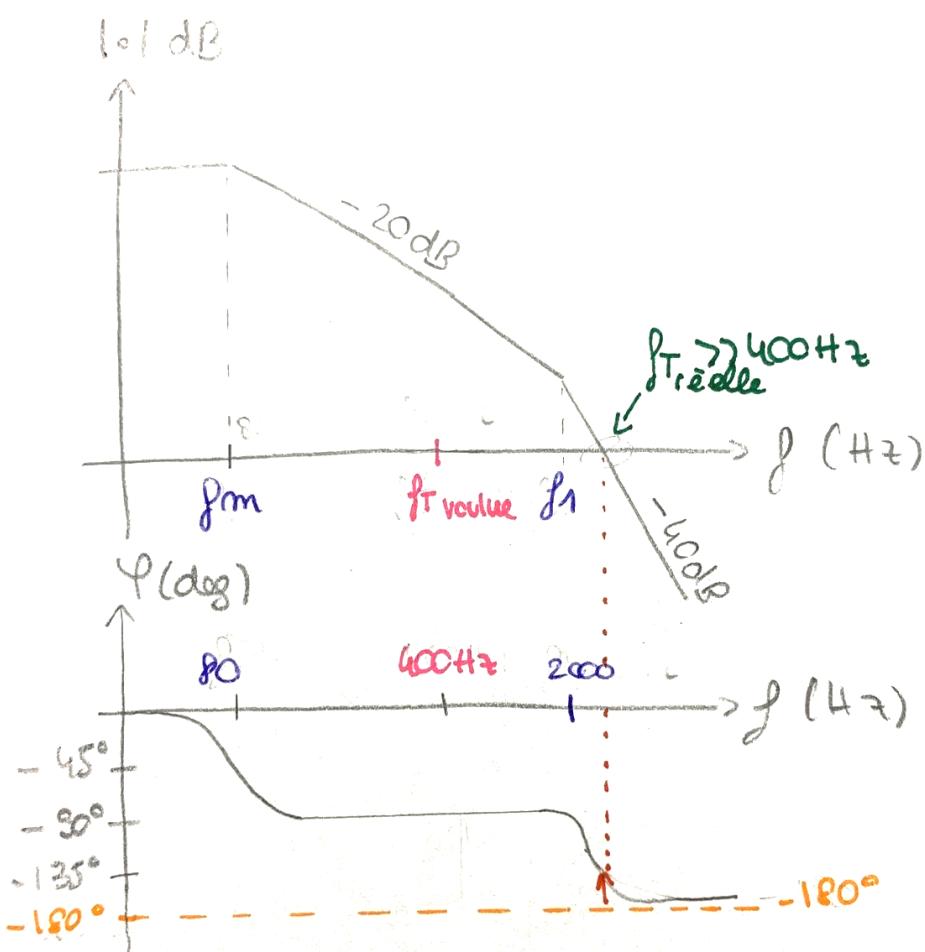
$$\text{avec } K_{FTBO} = K_H * K_F * K_M * K_N$$

Plus le gain statique en BO est grand, plus l'erreur statique sera petite. On cherche donc à avoir un gain statique très grand.

On néglige l'effet de τ_2 car $f_2 = 30\text{kHz} \gg f_T$. On a alors

$$\Rightarrow FTBO_{\text{Sans correcteur}} = \frac{K_{FTBO}}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_M p)}$$

- **Diagramme de Bode : $FTBO_{\text{Sans correcteur}}$**



\uparrow = marge de phase $< 45^\circ \Rightarrow$ problèmes de stabilité.

- **Correcteur continu C(p)**

La première étape consiste à construire la fonction de transfert du système global en boucle ouverte, sans introduire de boucle de retour. On calcule donc dans un premier temps les paramètres du correcteur.

- **Choix du correcteur :**

- Correcteur Proportionnel X

$$C(p) = K_p$$

Le système sera inconditionnellement stable. On aura des oscillations au début mais il va finir par se stabiliser. Problème : si on met un gain fort on a des risques d'instabilité.

- Correcteur Intégrateur X

$$C(p) = \frac{1}{\tau_i p}$$

Si on place $f_T = 80Hz$ avons on a une marge de phase de 45° mais nous voulons $f_T = 400Hz$ ce qui ne fonctionne pas car nous n'aurions pas assez de marge de phase.

- Correcteur Proportionnel Intégrateur ✓

$$C(p) = \frac{1+\tau_p p}{\tau_i p}$$

On choisit τ_p proche de τ_M ce qui nous donne une petite perte de phase entre les fréquences f et f_M . Dans l'idéal, on voudrait compenser τ_M avec τ_p donc prendre : $\tau_M = \tau_p = 2ms$. Cela permet de supprimer le pôle dominant.

FTBO avec compensation du pôle dominant :

$$\Rightarrow FTBO_{Avec\ Correcteur} = \frac{K_{FTBO}}{(1+\tau_1 p)^*\tau_i p}$$

Calcul de τ_i

A la fréquence de transition f_T :

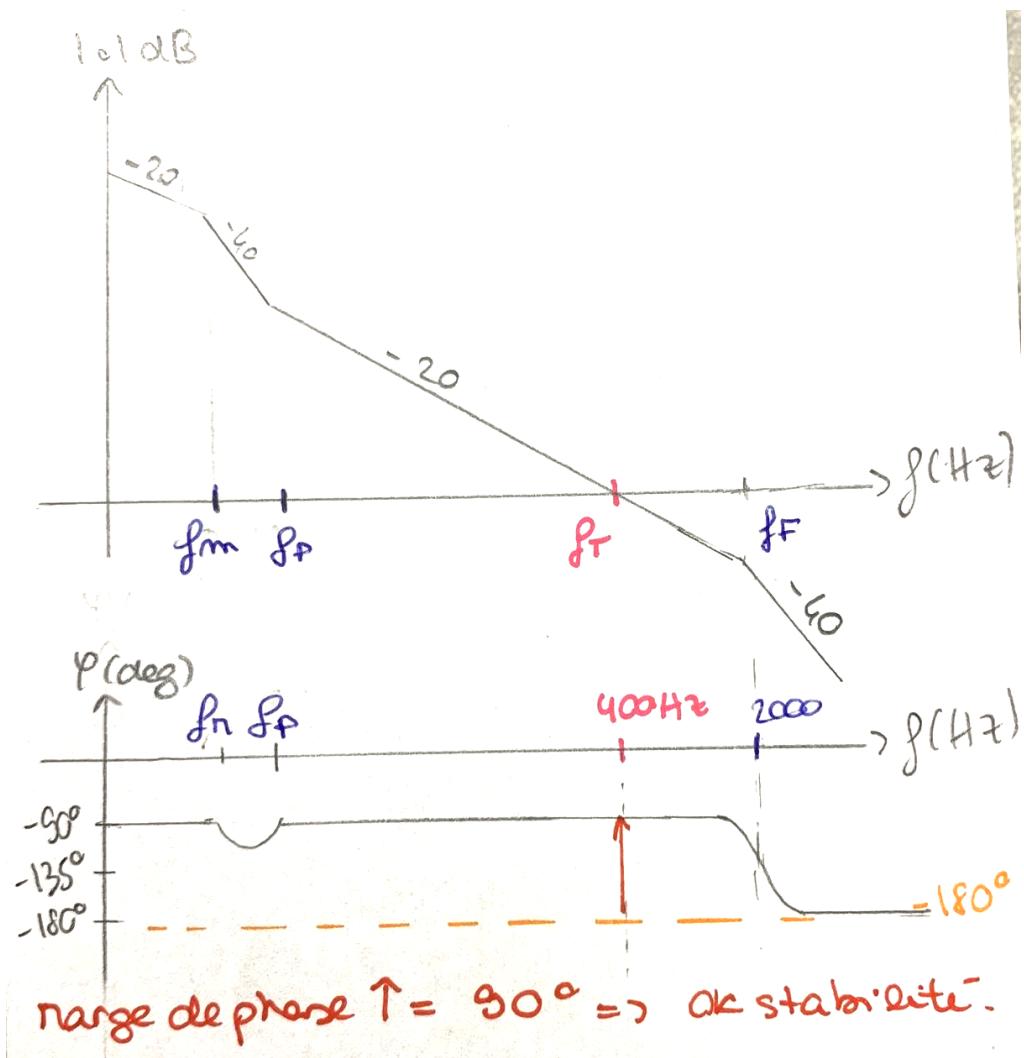
- $(1 + \tau_1 p) \approx 1$
- $p = 2 * \pi * f_T = 800\pi$

Or on doit avoir $|FTBO_{Avec\ Correcteur}| = 1$

$$\Rightarrow \frac{K_{FTBO}}{\tau_i * 800\pi} = 1$$

$$\Rightarrow \tau_i = \frac{K_{FTBO}}{800\pi} = \frac{\frac{1,25}{12} * 1,457 * 48 * 1}{800\pi} = 2,899ms \text{ ce qui donne } f_i = 55Hz$$

- Diagramme de Bode : FTBO *Avec Correcteur*



Notre correcteur est donc :

$$\Rightarrow C(p) = \frac{1+\tau_p p}{\tau_i p}$$

Avec : la constante de temps liée à l'intégrateur $\tau_i = 2,9 \text{ ms}$ donc $f_i = \frac{1}{2\pi\tau_i} = 55 \text{ Hz}$

la constante de temps liée au proportionnel $\tau_p = 2 \text{ ms}$ donc $f_p = \frac{1}{2\pi\tau_p} = 80 \text{ Hz}$

Synthèse des fonctions de transferts des blocs

Bloc	Fonction de Transfert	Gain Statique	Constantes de temps	Fréquences de coupure
Capteur de courant N(p)	$V_{courant} = \frac{1,25}{12} * I_M + 2,5$ $N(p) = \frac{1,25}{12}$	$K_C = \frac{1,25}{12}$		
Hacheur H(p)	$U_{M0} = 48\alpha - 24 [V]$ $H(p) = K_H$	$K_H = 48$		
Filtre F(p)	$\frac{K_F}{(1+\tau_1)(1+\tau_2)}$	$K_F = 1,457$	$\tau_1 = 112 \mu s$ $\tau_2 = 5 \mu s$	$f_1 \simeq 2 kHz$ $f_2 \simeq 30 kHz$
Moteur M(p)	$\frac{K_M}{1+\tau_M p}$	$K_M = 1$	$\tau_M = 2 ms$	$f_M = 80 Hz$
Correcteur C(p)	$\frac{1+\tau_p p}{\tau_i p}$		$\tau_i = 2,9 ms$ $\tau_p = 2 ms$	$f_i = 55 Hz$ $f_p = 80 Hz$

Si vous cliquez sur les liens en bleu cela vous emmènera au paragraphe du bloc.

- **Simulation boucle ouverte**

Matlab nous permet de simuler cette boucle ouverte. Nous utilisons donc le script ci-dessous.

```

%%%%%%%%%%%%%% PARTIE 1 %%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%% déterminer les paramètres du correcteur %%%%%

%spécifications
ft=400;

%capteur courant
Kc=1.25/12;
N=tf(Kc,1);

%moteur
R=1;
Km=1/R;
tom=0.002;
M=tf(Km,[tom 1]);

%Hâcheur
Kh=48;
H=tf(Kh,1);

%Filtre
R18=12000;
R12=10000;
R5=5100;
R8=10000;
Kf=(1+(R18/R12))*R8/(R5+R8);
to1=112.2*10^(-6);
to2=4.84*10^(-6);
F1=tf(Kf,[tol 1]);
F2=tf(1,[to2 1]);
F=F1*F2;

%général
G=F*H*M*N;
Ktot=Kc*Km*Kh*Kf;

%correcteur
to=1/(2*pi*80);
toi=Ktot/(2*pi*ft);
C=tf([to 1],[toi 0]);

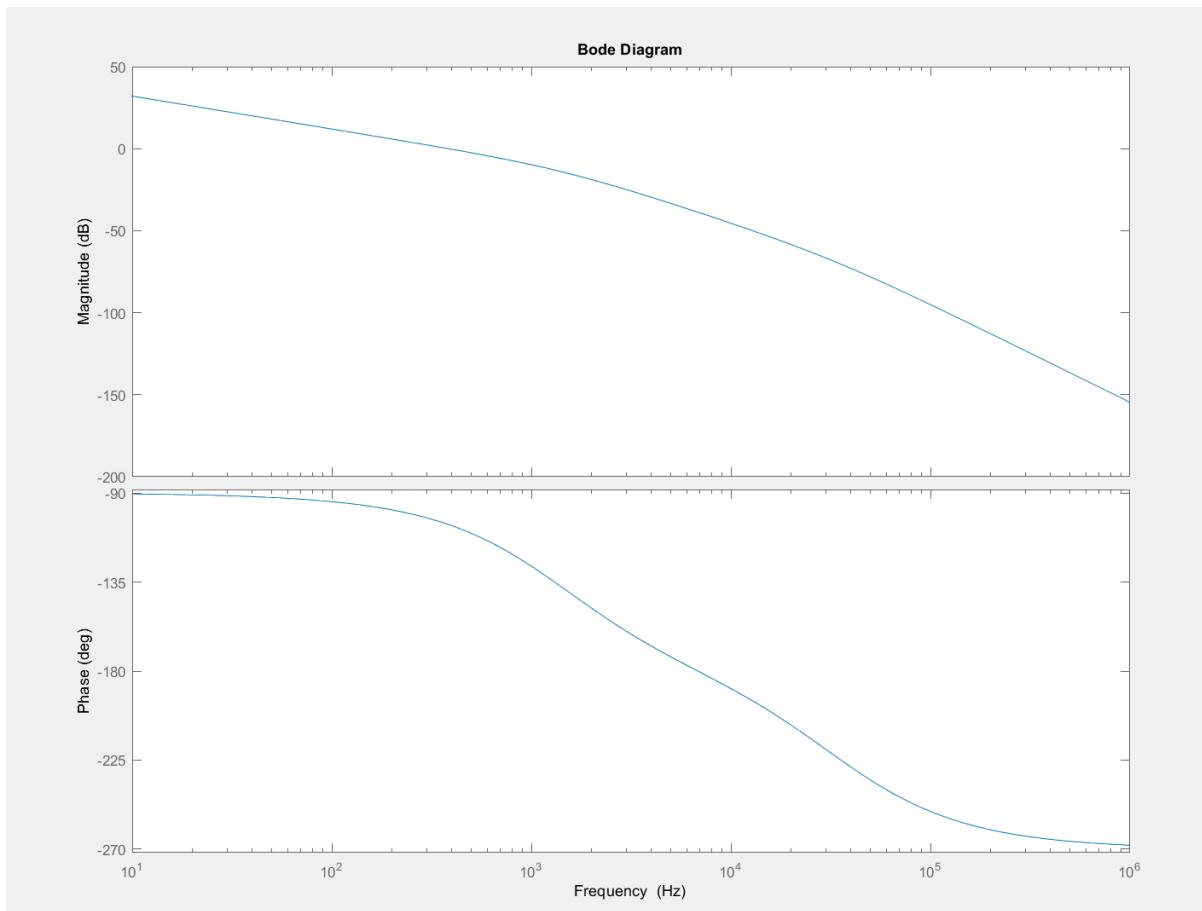
%%%%%%%%%%%%%% PARTIE 2 %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%% vérifier les paramètres du correcteur %%%%%

FTBO=C*G;
h = bodeplot(FTBO);
p = bodeoptions('cstprefs');
p.FreqUnits = 'Hz';
p.PhaseVisible = 'on';

bodeplot(FTBO,p);

```

Nous obtenu le diagramme de Bode suivant :

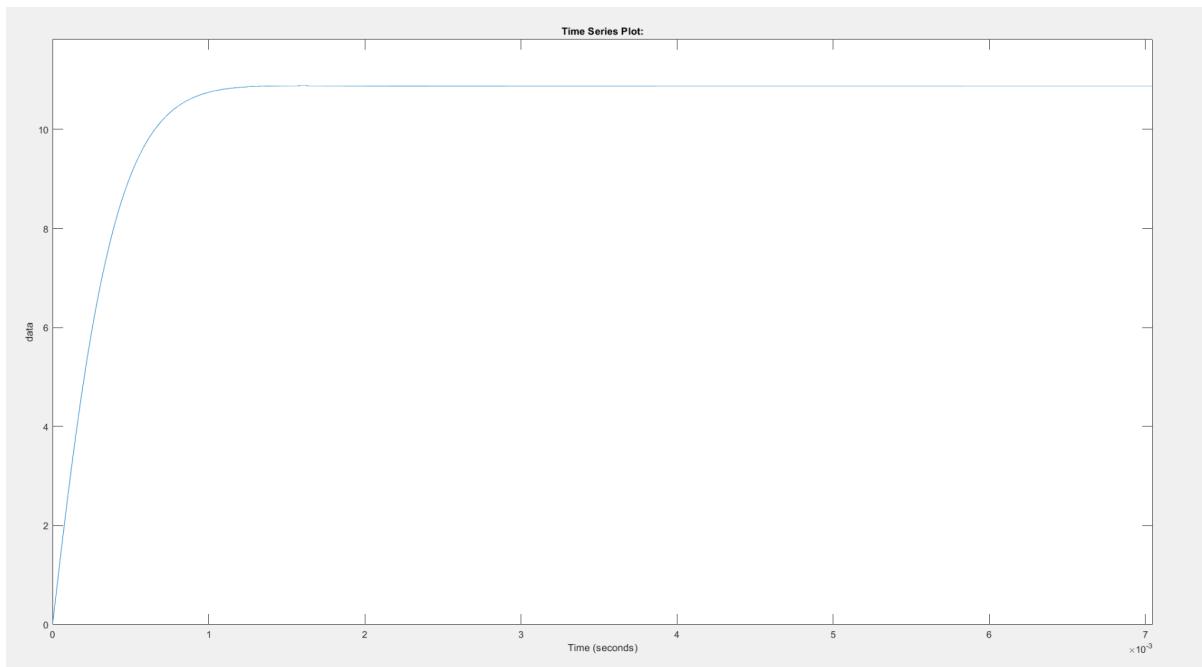


Comme expliqué précédemment, il faut vérifier que la fréquence de transition se situe autour de 400 Hz. Le cahier des charges spécifie qu'elle doit se situer entre 300 Hz et 500 HZ. Le graphique montre que notre fréquence de transition est de 385 Hz.

De plus, nous devons vérifier que la marge de phase soit supérieure à -180° pour des questions de stabilité comme nous l'avons expliqué précédemment. Le graphique montre que la phase est de -106° à la fréquence de transition. On peut donc considérer que notre système est stable.

- **Simulation boucle fermée**

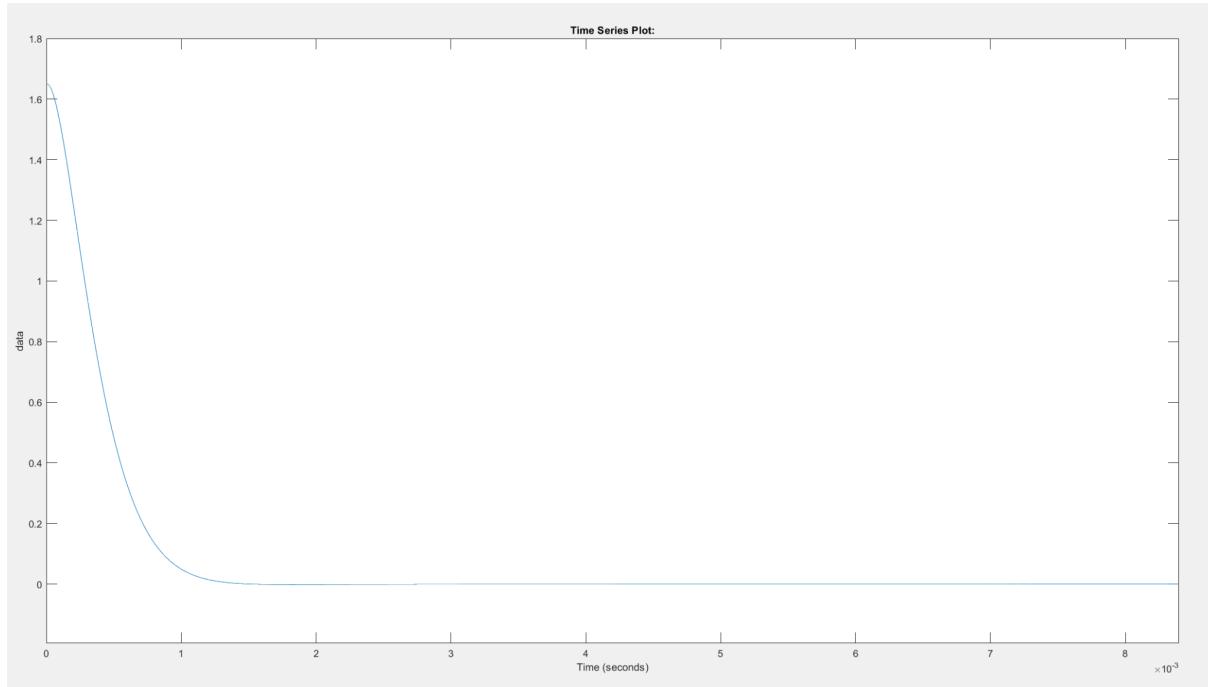
En ce qui concerne la boucle fermée, nous réalisons un premier schéma Simulink. Nous décidons d'observer l'allure de la sortie (Im) lorsqu'on n'utilise pas de saturateur.



Cette allure est cohérente, car nous pouvions prédire qu'il n'y aura aucune oscillations, ou alors que celles-ci seraient très amortie (placement des pôles et marge de phase). La consigne en entrée est de 1.65V. Le logiciel Simulink représente uniquement la dynamique du système, il faut se méfier des “offsets” pour chaque mesure, c'est-à-dire de leur point d'équilibre. Comme le point d'équilibre se situe à 1.65V, si nous ajoutons en entrée 1.65V cela correspond en fait à $1.65V + 1.65V = 3.3V$ en consigne. Nous devrions donc avoir en sortie le courant maximal pouvant être délivré. Ceci correspond à 10A. Comme le point d'équilibre du courant est de 0 A, on devrait donc bien observer 10A en sortie. Dans le graphe ci-dessus, on voit bien que le courant se stabilise à un niveau proche de 10 A.

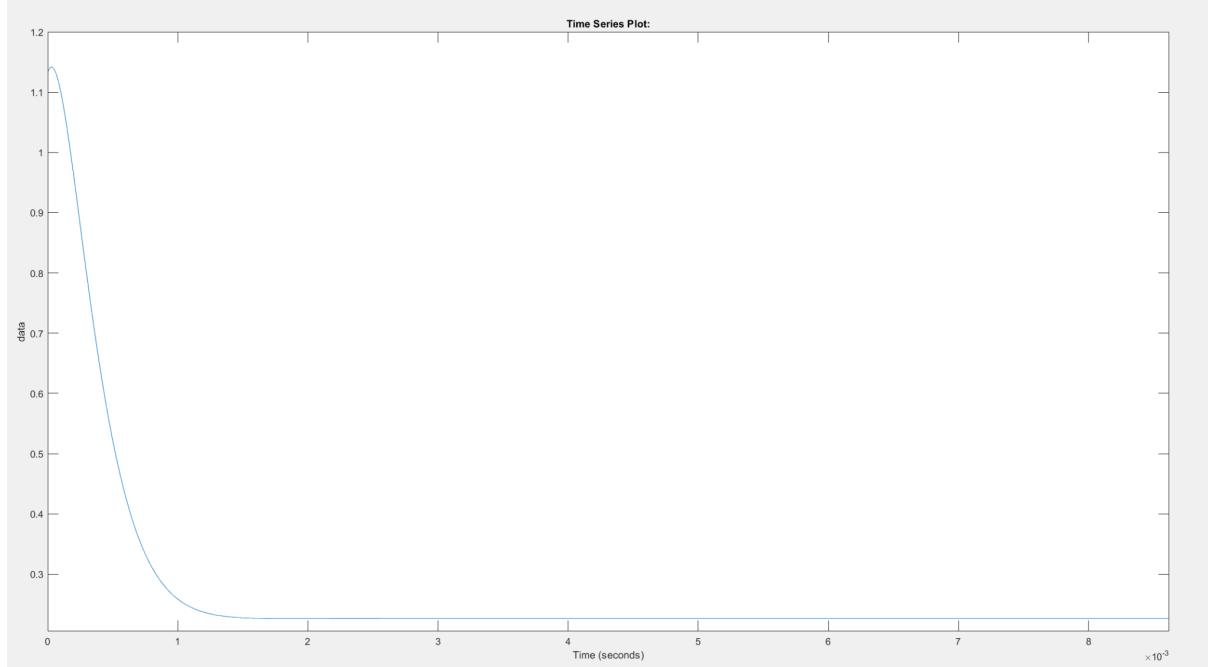
De plus, il est intéressant de calculer le temps de réponse à 95%. Celui-ci est de : $t_r=7.486e-04s$. Il faut que le temps de réponse soit égal au triple de τ . On a $3 * t_r = 2.2458ms$. Or le τ de notre correcteur, calculé précédemment est bien égal à 2 ms.

Il est également important de vérifier l'allure de l'erreur.



Le graphique montre bien que l'erreur converge vers 0, ce qui implique que notre boucle de régulation fonctionne bien.

Enfin, nous vérifions l'allure de la courbe du rapport cyclique α .



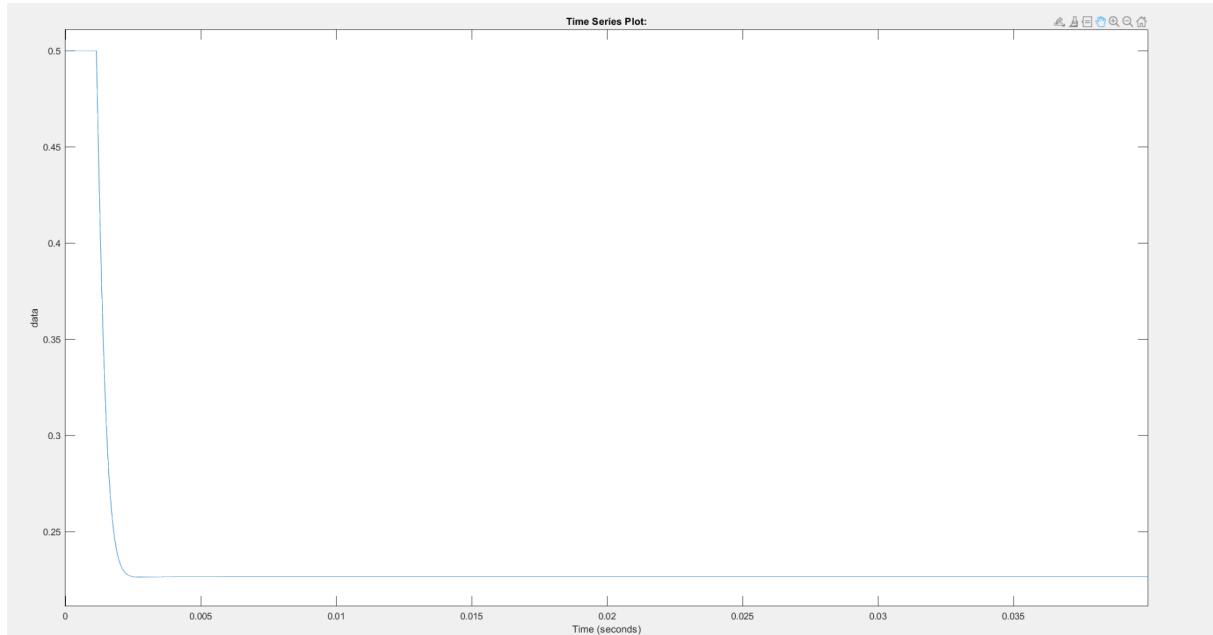
Nous savons que nous devons avoir un courant de 10 A. Comme le moteur est constitué d'une résistance de 1Ω , nous pouvons donc comprendre que la tension délivrée à la sortie du hacheur devrait également être de 10V. Le point de repos du rapport cyclique est de 50%. Ainsi, le rapport cyclique devrait être de $0.5*10/24= 21\%$. On remarque sur le graphique que le rapport cyclique se stabilise bien à cette valeur.

Il subsiste tout de même un problème. En effet, avant de se stabiliser à la bonne valeur, le rapport cyclique prend une valeur très élevée puis chute rapidement. On voit sur le graphique

que α aura dépassé les 100% ce qui n'est pas concevable en réalité. En effet, sur Simulink, le rapport cyclique varie entre -0.5 et 0.5. Ainsi, pour affiner le modèle et le rapprocher au mieux de la réalité, nous devons ajouter un saturateur pour ne pas dépasser les 100% dans la réalité, soit les 50% sous Simulink.

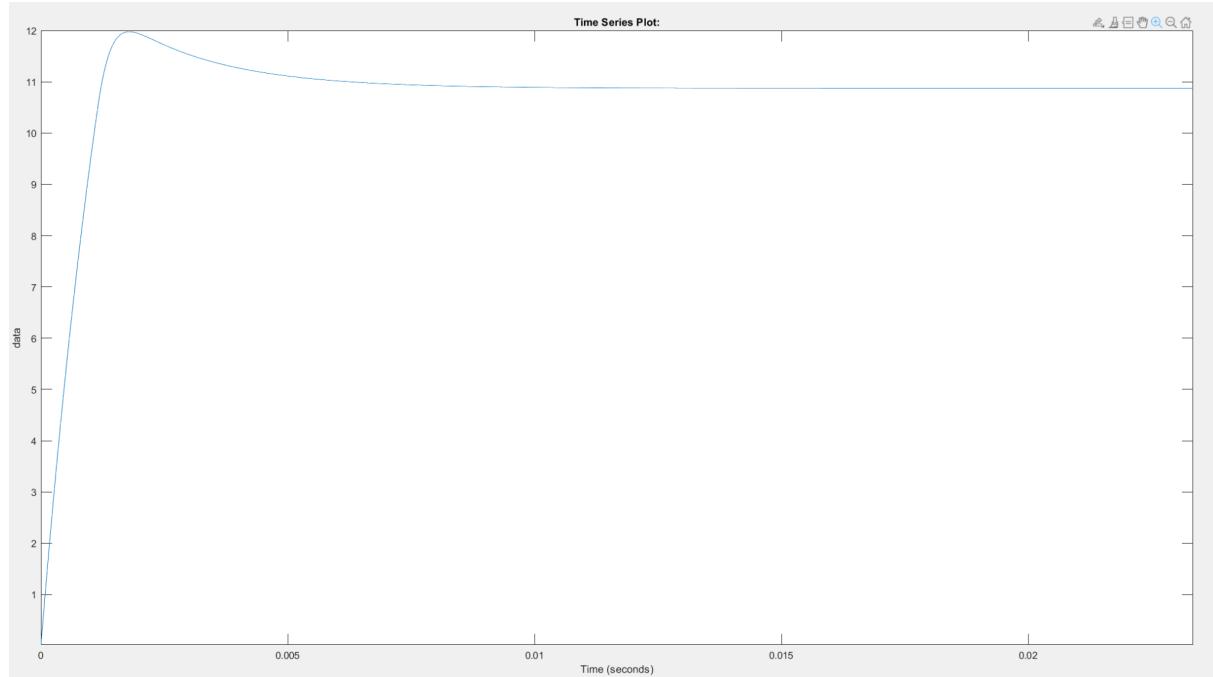
- **Correcteur continu C(p) avec saturateur**

Dans cette étape, comme expliqué dans la précédente, on ajoute un saturateur à la suite du correcteur. Le saturateur va empêcher le rapport cyclique de prendre des valeurs non comprises dans l'intervalle [-0.5, 0.5]. On essaie à nouveau de simuler le système avec une entrée échelon d'amplitude 1.65V.



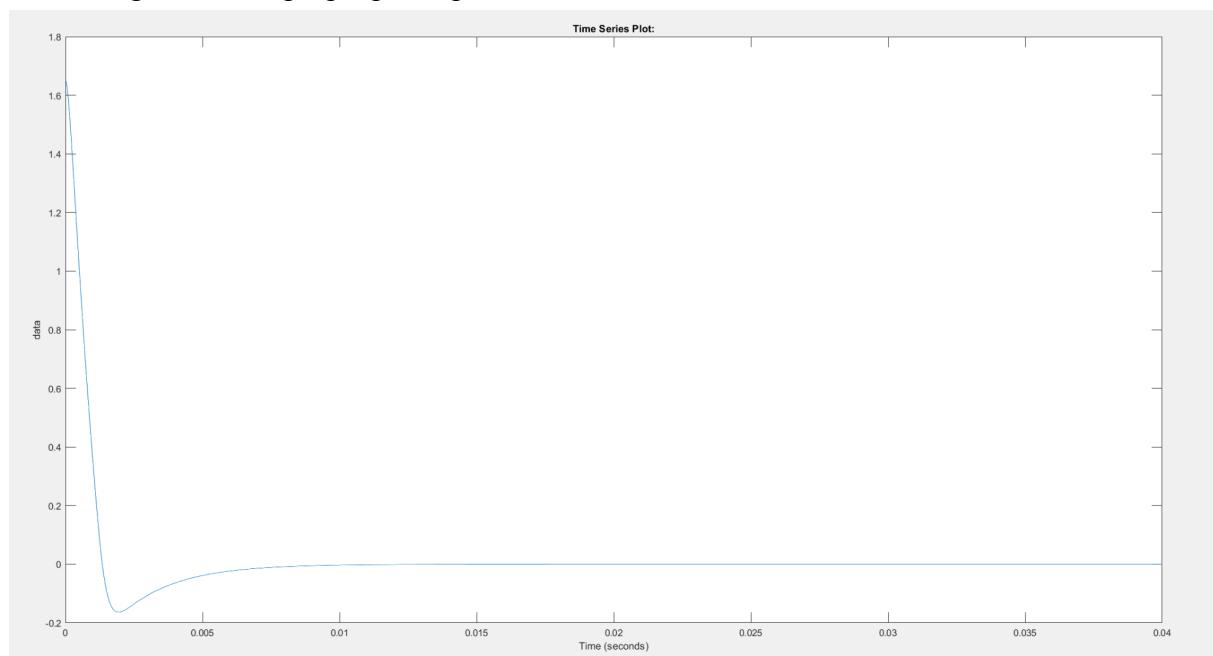
On remarque qu'avant de se stabiliser, le rapport cyclique ne prend plus de valeurs aberrantes. Il sature à 0.5, c'est-à-dire en réalité à 100%. On voit qu'il se stabilise à 21% comme précédemment. On a donc réglé ce problème de rapport cyclique invraisemblable.

On s'intéresse aussi à l'allure de la sortie I_M :

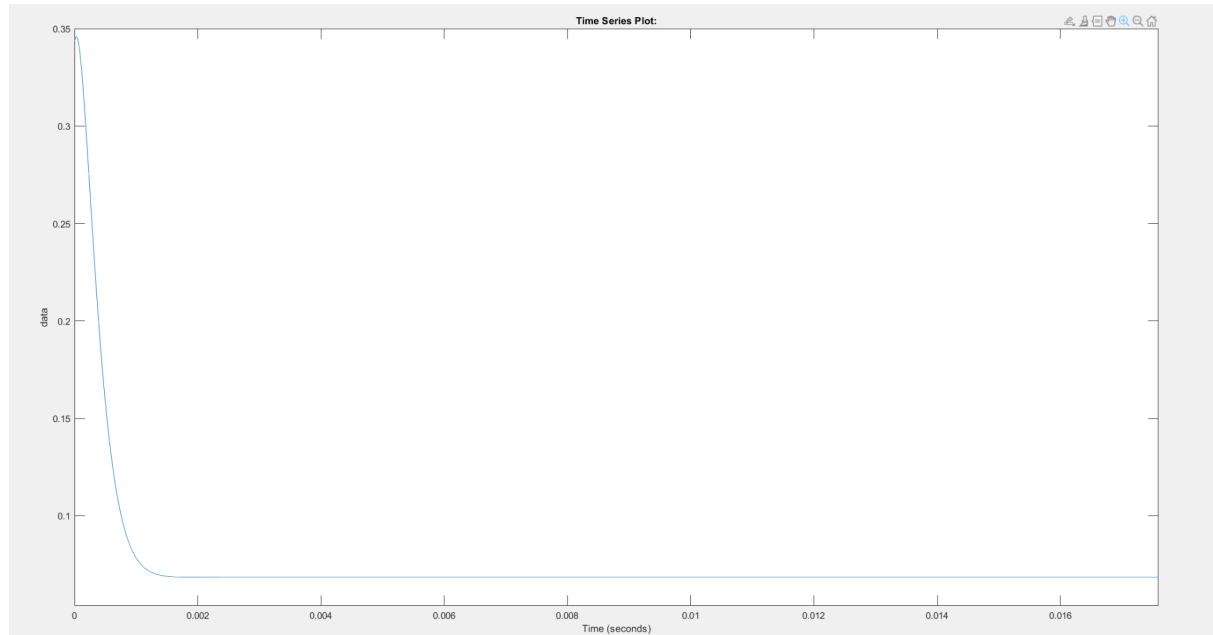


Le courant se stabilise finalement à $I_M = 10.87 A$. Comme nous l'avons expliqué précédemment, ceci est normal. Toutefois, nous observons une résonance non souhaitée. Ceci est dû à l'envol de l'intégrateur du filtre PI. Il ne s'agit pas d'un problème de stabilité mais d'un overshoot dû à la saturation. Pendant la saturation, on revient en boucle ouverte. On dit que la boucle est rompue car l'amplitude de poussée est trop forte. Comme on sature, le temps de montée est plus élevé, car le rapport cyclique prend une valeur plus faible que celle qu'il "devrait" prendre (une valeur supérieure à 100%).

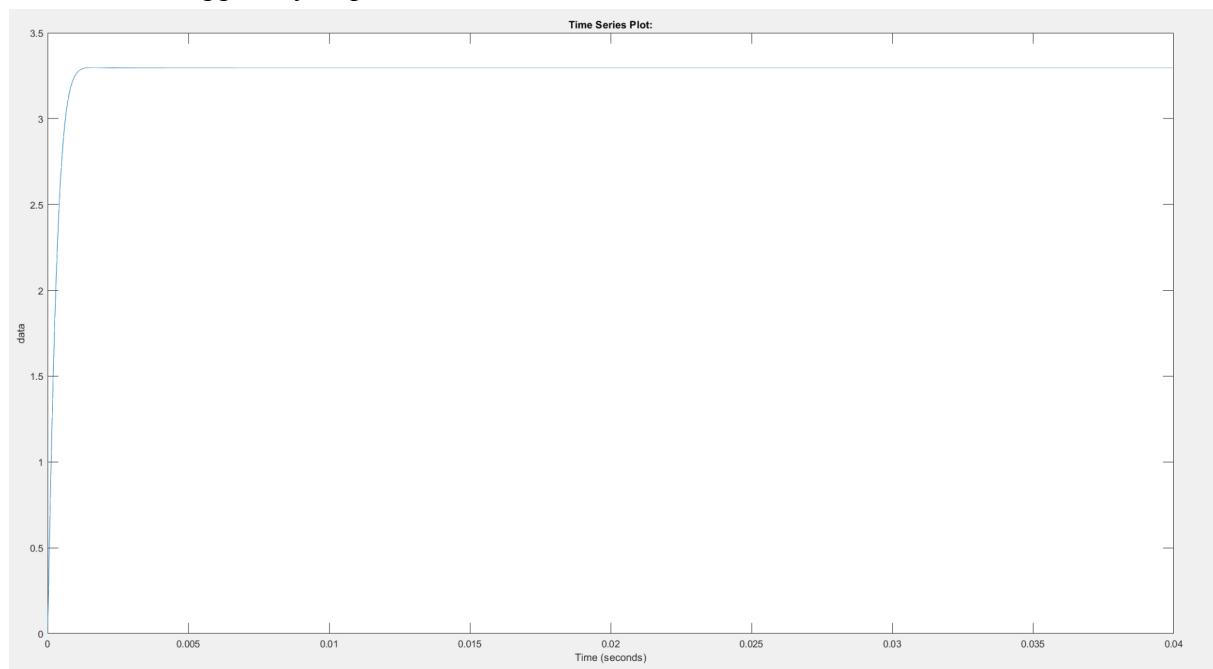
En ce qui concerne l'erreur, on voit également un "undershoot" avant qu'elle se stabilise à 0. Ceci est également expliqué par le problème de saturation.



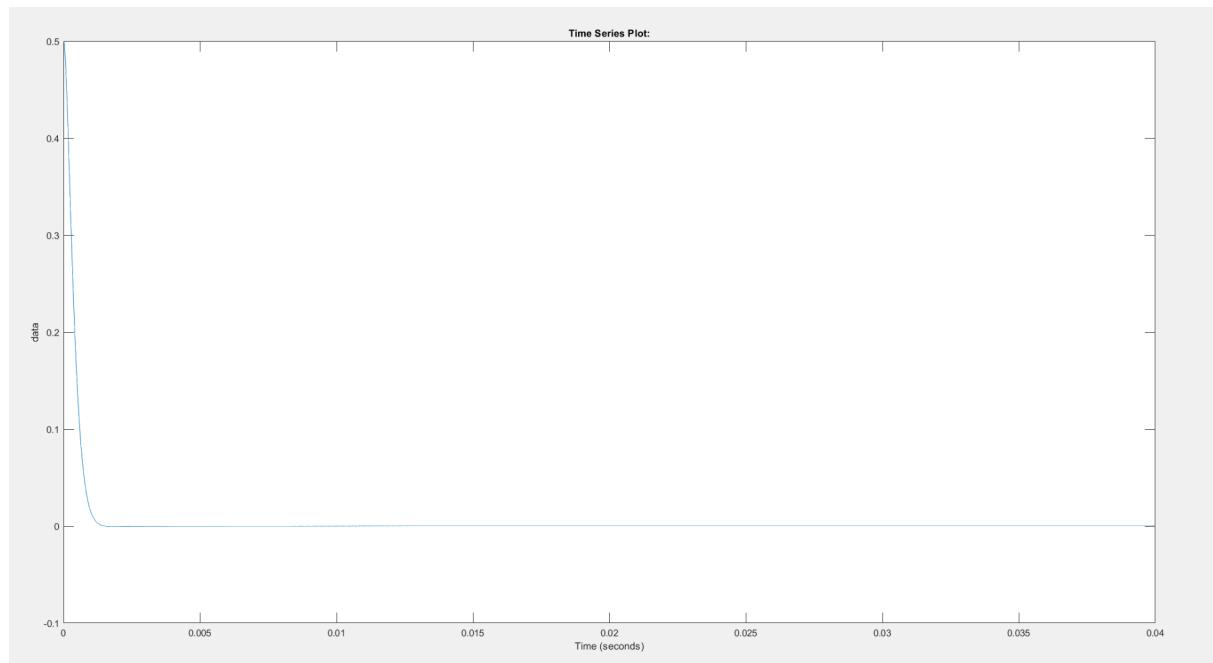
On n'observe l'overshoot de la sortie I_M que lorsque l'on met en entrée un échelon d'amplitude élevée (max 1.65V). Essayons avec en consigne un échelon d'amplitude 0.5V. On voit effectivement que le rapport cyclique ne sature pas, puisqu'il est toujours inférieur à 0.5V.



On voit donc qu'il n'y a plus de problème d'overshoot, car il n'y a tout simplement plus de saturation du rapport cyclique.



Enfin, l'erreur ne présente plus d'"undershoot" et se stabilise à 0 comme souhaité.



2.3. Asservissement dans le domaine discret (transformée bilinéaire)

2.3.1 Détermination de la fréquence d'échantillonnage

Nous devons choisir la fréquence d'échantillonnage afin de pouvoir implémenter notre correcteur sur Keil à la prochaine étape. Or, cette fréquence d'échantillonnage ne doit pas être ni trop élevée ni trop faible :

- **Minimum de la fréquence d'échantillonnage**

Pour que le spectre du signal échantillonné ne se superpose pas avec le spectre du signal analogique, il faut respecter le théorème de Shannon :

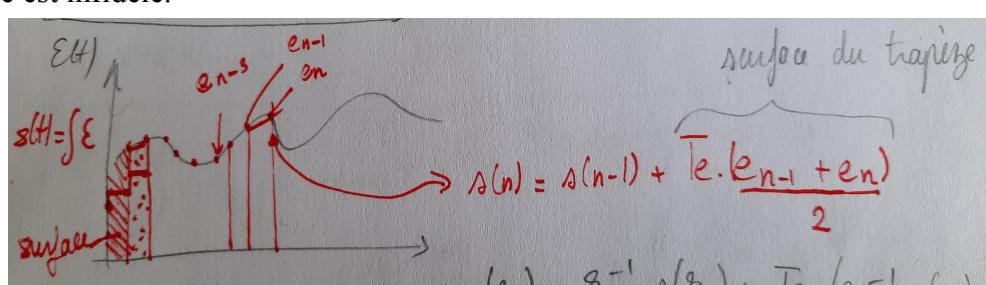
$$F_e \geq 2 * F_{max}$$

Lorsque l'on respecte cette condition, il n'y a pas de repliement de spectre et donc pas de détérioration de l'information. Reste à savoir combien vaut F_{max} .

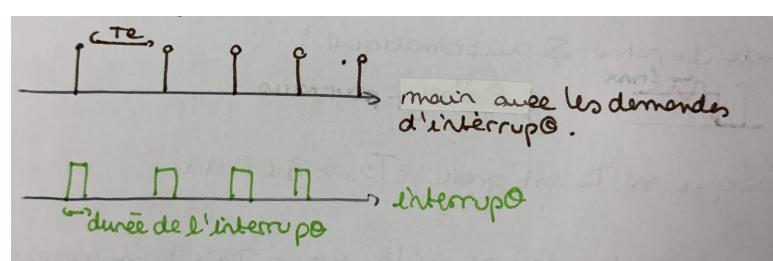
Sur le tracé de Bode de notre fonction de transfert en boucle fermée (partie 2.2.5), nous pouvons voir que notre bande passante s'étend jusqu'à la fréquence de transition. On pourrait donc considérer que $F_{max} = 400$ Hz. On peut considérer une autre approche : lorsqu'on s'intéresse à l'overshoot du courant de sortie, on comprend que la fréquence des oscillations en boucle fermée correspond à F_{max} . Si on la mesure, on conclut également que F_{max} correspond à la fréquence de transition soit 400 Hz.

Ainsi, d'après le théorème de Shannon, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à 800 Hz. On peut même considérer $F_e \geq 1$ kHz.

De plus, on comprend bien que si T_e est trop grand (donc si f_e est trop petit), la transformée bilinéaire est infidèle.



- **Maximum de la fréquence d'échantillonnage**



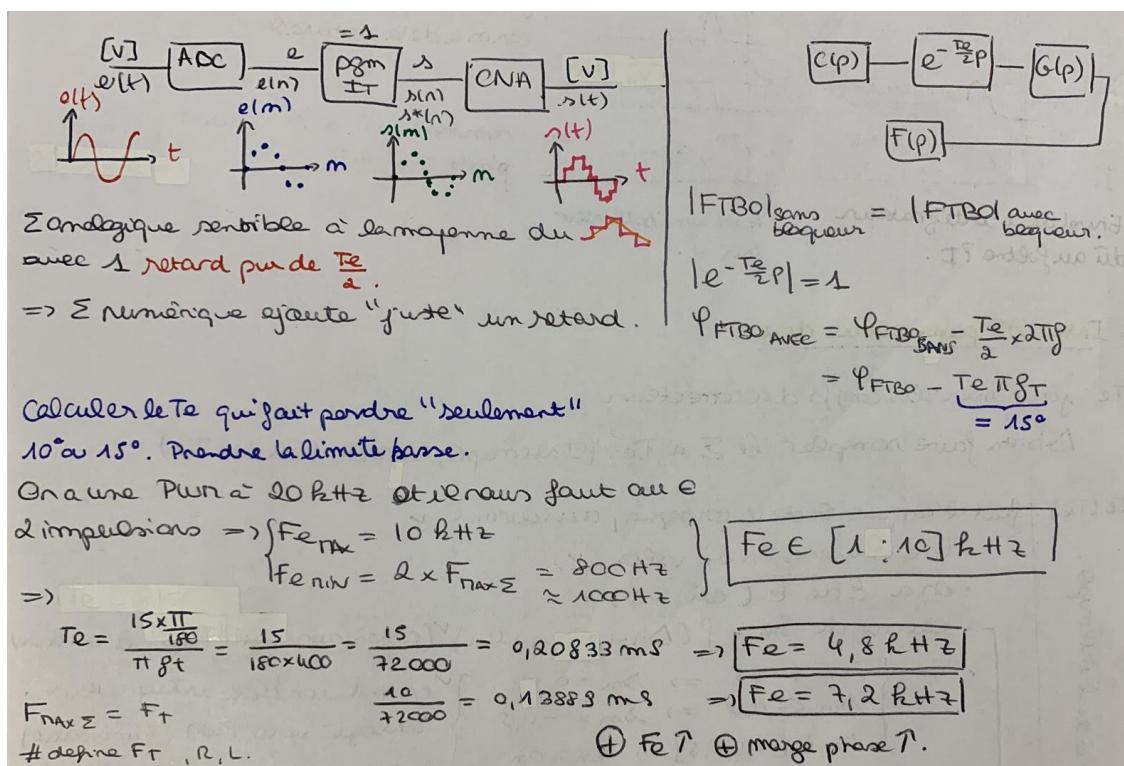
La fréquence d'échantillonnage ne peut pas non plus être trop élevée. En effet, si la période d'échantillonnage est trop petite,

le traitement de l'interruption ne se fera pas correctement. Pour comprendre cela, il faut penser à la prochaine étape. L'implémentation de Keil va nécessiter la présence d'une interruption qui se déclenche à tous les T_e et dans laquelle on calcule le nouveau rapport cyclique. Or, si T_e est trop petit : alors que le système sera en train de traiter une interruption, une deuxième interruption surviendra mais restera en pending car le système n'aura pas fini de traiter la première. On va donc accumuler un retard progressivement et on ne sera plus "en temps réel". De plus, si f_e est trop grand, la consommation d'énergie devient importante.

On utilise un bloqueur d'ordre 0 à la suite de $C(z)$. Ce bloqueur nous permet de passer d'un nombre sans unité à des volts. On remarque que le bloqueur équivaut finalement à un retard du signal analogique de $T_e/2$. Les calculs ci-dessous montrent que la présence du bloqueur va diminuer à la marge de phase. On doit donc définir une phase maximale (du bloqueur) que l'on s'autorise à perdre.

$$\text{différence de marge} = 15^\circ \Rightarrow f_e = 4.8 \text{ kHz} \Rightarrow T_e = 0.2083 \text{ ms}$$

$$\text{différence de marge} = 10^\circ \Rightarrow f_e = 7.2 \text{ kHz} \Rightarrow T_e = 0.1389 \text{ ms}$$



Pour conclure, on va donc considérer ce qui suit :

$$1 \text{ kHz} \leq f_e \leq 10 \text{ kHz}$$

$$0.1 \text{ ms} \leq T_e \leq 1 \text{ ms}$$

2.3.2. Correcteur discret $C(z)$ avec saturateur

Le problème de l'envol de l'intégrateur, que nous avons mentionné précédemment, est évité quand on procède à une mise en œuvre numérique. On remplace $C(p)$ par sa transformée bilinéaire $C(z)$. Ceci nous permet de trouver notre correcteur en discret. On considère la période d'échantillonnage T_e . Nous expliquerons par la suite que le choix de T_e est crucial.

$$\text{Transformée bilinéaire : } p = \frac{2}{T_e} \frac{z-1}{z+1}$$

En remplaçant p par la formule précédente, on obtient : $C(z) = \frac{(T_e + 2\tau)z + (T_e - 2\tau)}{2\tau_i(z-1)}$

• Transformée bilinéaire ($C(p) \Rightarrow C(z)$)

- Ce qu'on fait en automatique

- Ce qu'on fait ici :

• Pour un intégrateur

$$s(n) = s(n-1) + T_e \frac{e(n-1) + e(n)}{2}$$

$$s(z) = z^{-1} s(z) + T_e z^{-1} \frac{e(z) + e(z)}{2}$$

$$s(z) (1 - z^{-1}) = \frac{T_e}{2} (z^{-1} + 1) e(z)$$

$$s(z) = \frac{T_e}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

= Transformée bilinéaire .

$$P = \frac{2}{T_e} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

$$C(p) = \frac{1 + \tau p}{\tau i p} \Rightarrow C(z) = \frac{1 + \frac{2z}{T_e} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}}{\frac{\tau i}{T_e} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}} = \frac{T_e(1 + z^{-1}) + 2z(1 - z^{-1})}{\tau i \cdot 2(1 - z^{-1})} \times \frac{z}{2}$$

τ et τ_i calculés dans Kéral

$$C(z) = \frac{T_e(z+1) + 2z(z-1)}{2\tau_i(z-1)}$$

$$C(z) = \frac{(T_e + 2z)z + (T_e - 2z)}{2\tau_i(z-1)}$$

$$C(z) = \frac{(T_e + 2z)z + (T_e - 2z)}{2\tau_i(z-1)} = \frac{(T_e + 2z)z + (T_e - 2z)}{2\tau_i(z-1)} = \frac{(T_e + 2z)z + (T_e - 2z)}{2\tau_i(z-1)}$$

$$\Rightarrow 2\tau_i s(n) - 2\tau_i s(n-1) = e(n)(T_e + 2z) + e(n-1)(T_e - 2z)$$

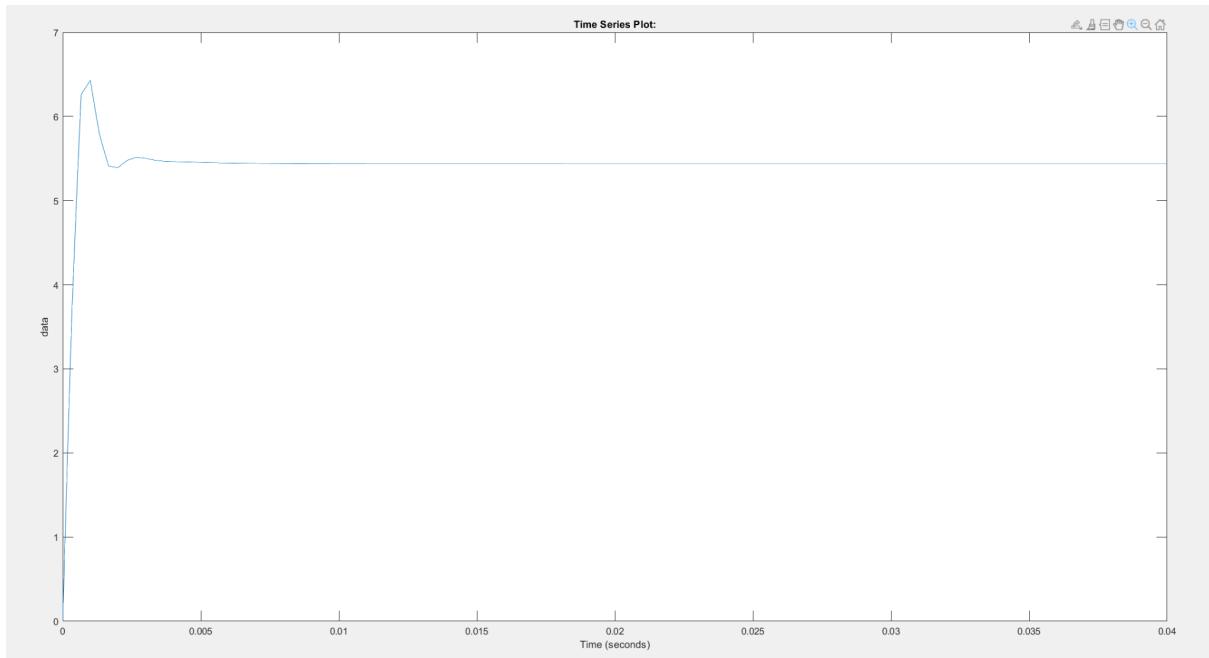
$$\Rightarrow s(n) = s(n-1) + \underbrace{\frac{(T_e + 2z)}{2\tau_i} e(n)}_{a_0} + \underbrace{\frac{(T_e - 2z)}{2\tau_i} e(n-1)}_{a_1}$$

Ceci est la méthode à la mano 😊. Pour vérifier son fonctionnement, on utilise sur Matlab la fonction c2d. Il faut mettre en argument ‘tustin’ (afin d’utiliser la transformée bilinéaire pour la conversion) et Te (pour définir une période d’échantillonnage). On verra dans la prochaine partie que la fréquence d’échantillonnage doit être comprise entre 1 kHz et 10 kHz. Nous utilisons le script suivant :

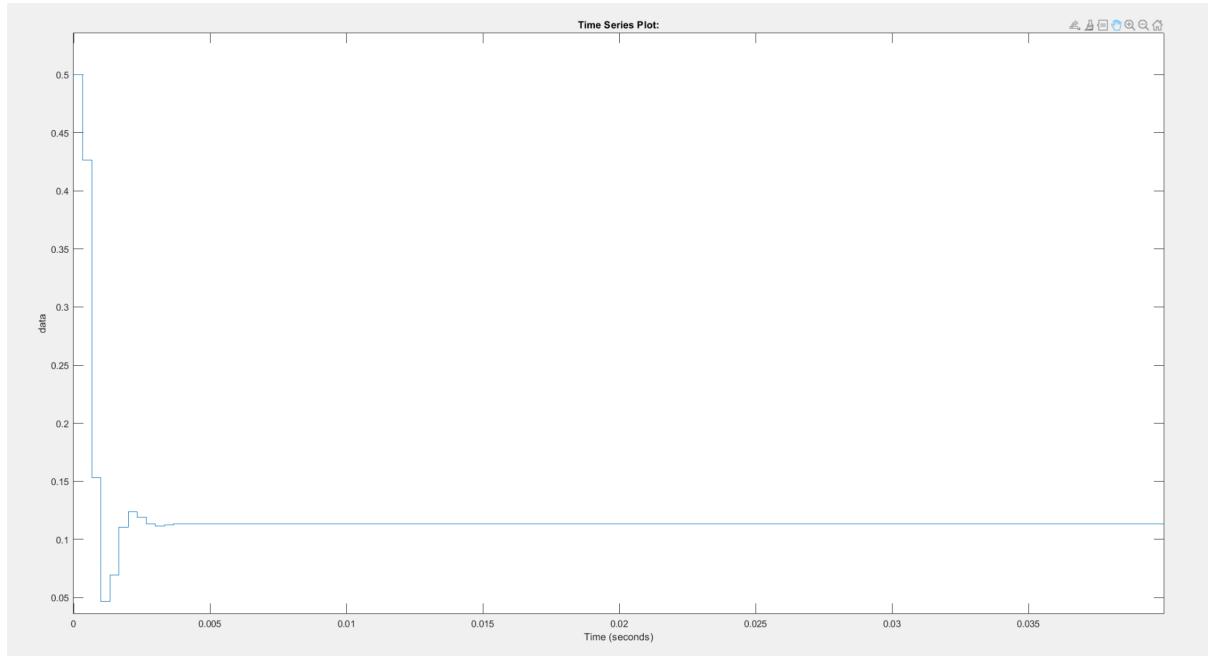
```
%%%%%%%%%%%%%%%% PARTIE 4 %%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%% transformée en Z %%%%%%%%%%%%%%
Fe=3000;
Te=1/Fe; % on prend fe=1000Hz>2*400Hz
CZ=c2d(C,Te,'tustin'); %,tustin
```

Avec ce code on a : $C(z) = \frac{0,7439z-0,6289}{z-1}$

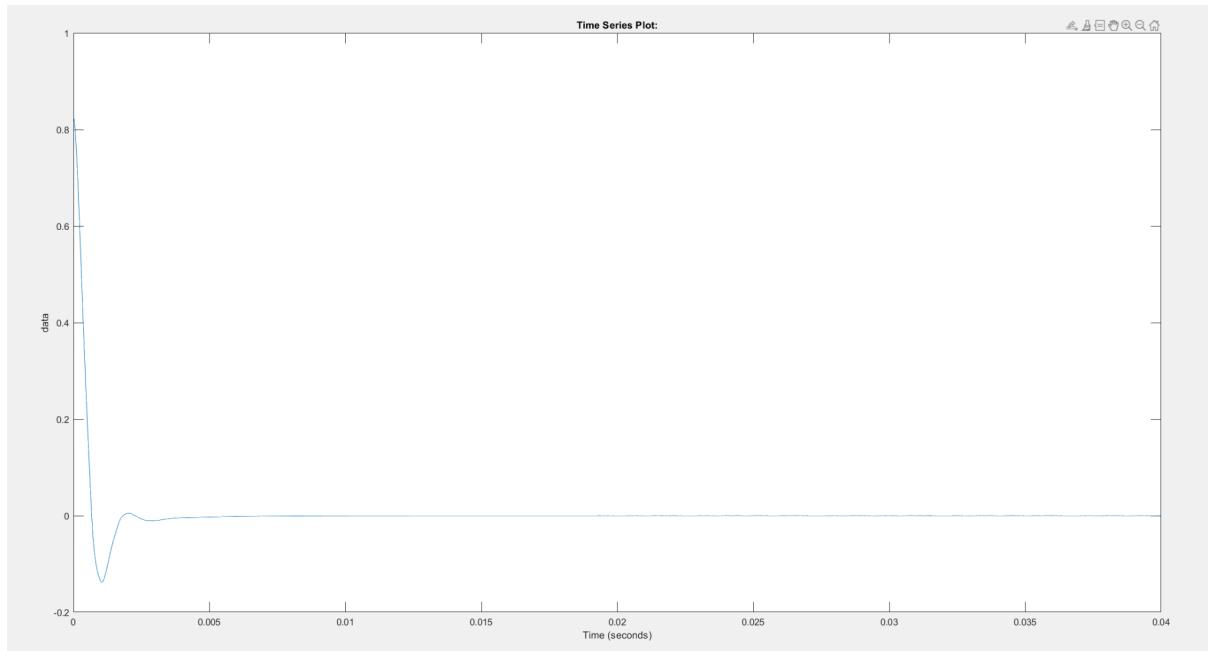
On décide d’une part de prendre une fréquence d’échantillonnage correcte : 3kHz. D’autre part, on met en entrée un échelon d’amplitude $1.65V/2=0.825V$. On devrait donc avoir un courant qui se stabilise autour de 5A. Ici, comme on l’avait vu précédemment, le courant de sortie est légèrement supérieur à ce qu’il devrait être. Notons qu’on observe toujours un “overshoot” dû à la présence d’une saturation.



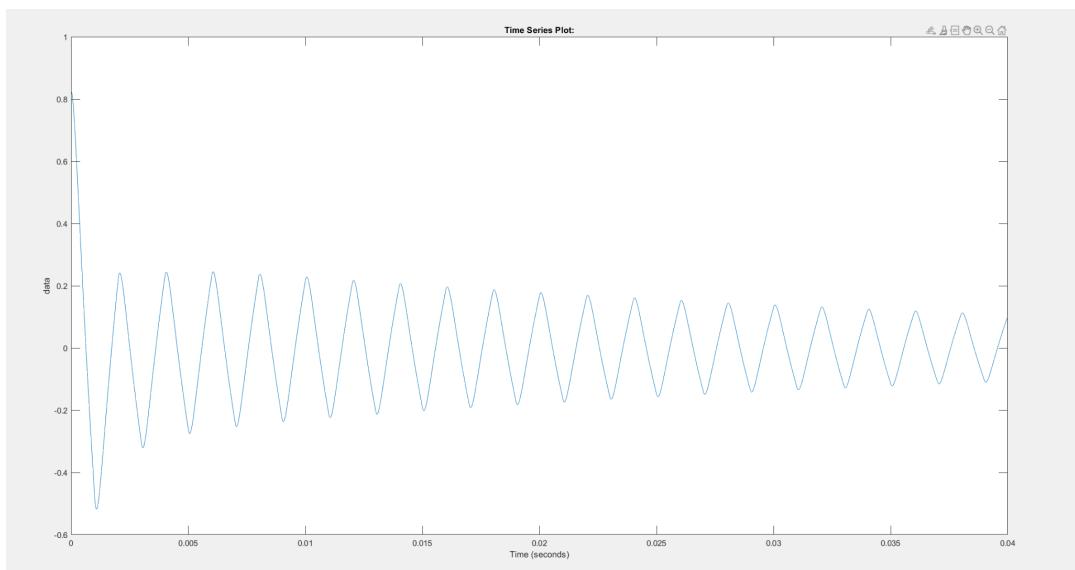
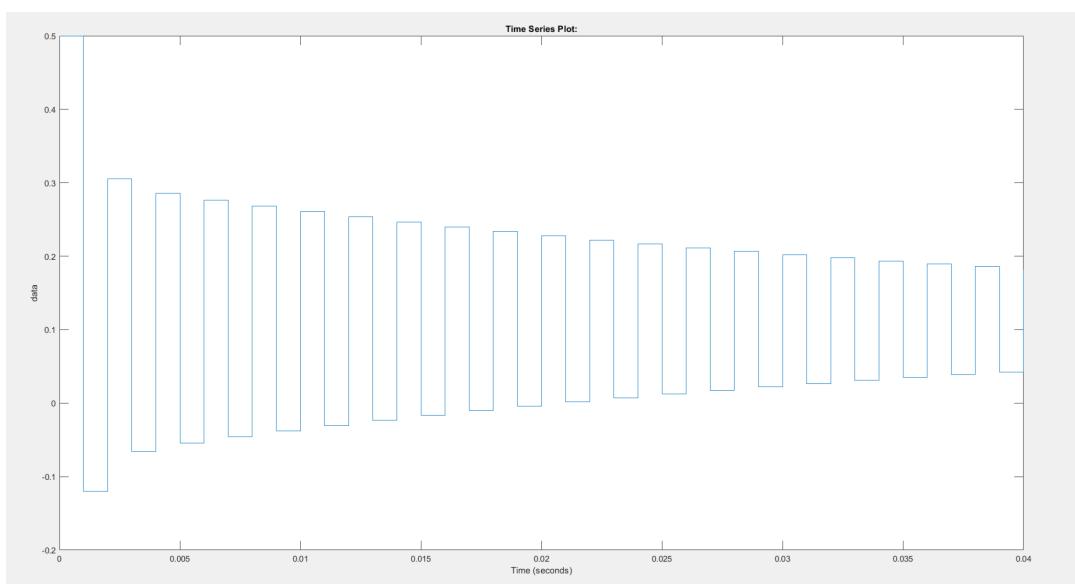
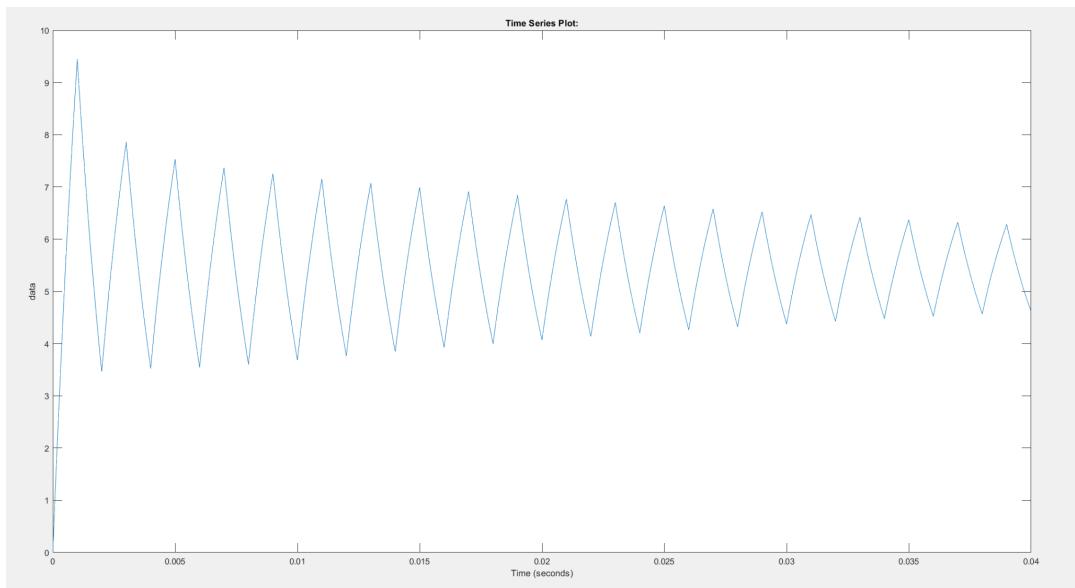
En ce qui concerne le rapport cyclique, on voit que ce dernier est discrétilisé. Il est proche de 0 comme il devrait l’être mais encore une fois il est supérieur à la valeur souhaitée.



Enfin, l'erreur se stabilise à zéro comme on le souhaitait. On voit également qu'il y a un ‘undershoot’ dû à la saturation.



D'autre part, on décide de prendre une fréquence d'échantillonnage trop faible : 1kHz. On voit sur les graphiques de (respectivement) le courant de sortie, du rapport cyclique et de l'erreur, que le système est devenu instable.

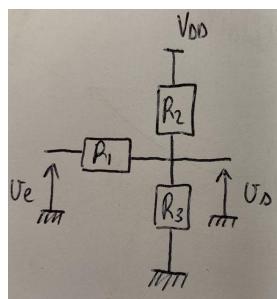


3. Implémentation de la régulation de couple

3.1. Test du dispositif

On passe par une phase de vérification du dispositif. On configure l'alimentation à 23.5V et on connecte la carte de régulation de courant analogique au hacheur. Lors de la mise en tension, on pilote la tension jusqu'à être à l'arrêt. On commande ensuite le couple dans un sens puis dans l'autre : la roue accélère dans un sens puis dans l'autre.

On utilise nécessairement un récupérateur d'énergie connecté directement sur le bornier de l'alimentation de puissance (configurée en mode parallèle, 23.5V, vanne de courant à fond). Le récupérateur d'énergie permet d'empêcher l'énergie renvoyée par l'ensemble hacheur/moteur lors du freinage de rentrer dans l'alimentation (cette dernière est unidirectionnelle). L'excédent d'énergie est dissipé sous forme thermique. Sur la trottinette réelle, ce problème ne se pose pas puisqu'il y a une batterie qui nous permet de stocker l'énergie générée lors du freinage.



La transition de l'échelle de tension [-10V ; 10V] à l'échelle [0V ; 3.3V] se fait grâce au montage suivant. Il s'agit d'un pont diviseur relié non pas à la masse mais à une tension de 5V.

3.2. Implémentation du correcteur

3.2.1. Code sous Keil

```
-----  
// USER DEFINE  
-----  
#define pi 3.14159  
  
//composants  
#define R 1  
#define L 0.002  
#define Kc (1.25/12) //gain du capteur  
#define Kf 1.457 // gain du filtre  
#define Kh 48 //gain du hacheur  
#define Km 1/R //gain du moteur  
#define Ktot Kh*Km*Kc*Kf  
  
//fréquences caractéristiques  
#define ft 400  
#define fe 3000 //on doit être entre 1kHz et 10kHz  
#define te 3.333e-4  
  
// constantes de temps du correcteur  
#define to I/R  
#define toi Ktot/(2*pi*ft)  
  
// constantes de temps du filtre  
#define tol 112.2e-6  
#define to2 5e-6  
  
// Choix de la fréquence PWM (en kHz)  
#define FPWM_Khz 20.0  
  
//coefficients du correcteur s(n)=s(n-1)+a0*e(n)+a1*e(n-1)  
#define a0 (te+2*to)/(2*toi)  
#define a1 (te-2*to)/(2*toi)
```

On implémente le correcteur à l'aide du logiciel Keil. On passe d'abord par une phase de `#define`. On demande ensuite au programme de calculer les coefficients du correcteur. Cette étape a lieu à l'initialisation et non à l'interruption, car on n'a pas besoin de recalculer ces coefficients plusieurs fois. Ceci nous permet de faciliter les choses si l'on souhaite par la suite changer la valeur de `fe` ou `L`.

```

//===== FONCTION D'INTERRUPTION PRINCIPALE SYSTICK =====
//=====
float Courant_1,Cons_In, e_n_ADC;
float Cons_In_Test, Courant_1_Test;
float e_n, s_n;
float e_n_1 = 0;
float s_n_1 = 0;
float rapport_PWM;

void IT_Principale(void)
{
    //Acquisition de la consigne et du courant
    Cons_In=Entrée_3V3();
    Courant_1=I1();

    //Calcul de epsilon=consigne-courant
    e_n_ADC=Cons_In-Courant_1;

    //conversion
    e_n=e_n_ADC*3.3/4095;

    //Calcul de s(n)
    s_n=s_n_1+a0*e_n+a1*e_n_1;

    //saturation du s(n)
    if (s_n>0.5) {
        s_n=0.5;
    }
    if (s_n<=-0.5) {
        s_n=-0.5;
    }

    //envoi de la valeur de s(n) à la PWM
    rapport_PWM = 4096*s_n+2048;
    R_Cyc_1((int)rapport_PWM); // pour le hâcheur PWM+
    R_Cyc_2((int)rapport_PWM); // pour le hâcheur PWM-

    //mise à jour des paramètres
    s_n_1=s_n;
    e_n_1=e_n;
}

```

supérieur à son seuil de saturation) mais on n'observe plus l'overshoot.

3.2.2. Vérification en simulation

Nous avons calculé la **fréquence de l'interruption** par le Systick : 

$$F_e = \frac{1}{0,00123008 - 0,00089711} = 3003.27356819 \text{ Hz}$$

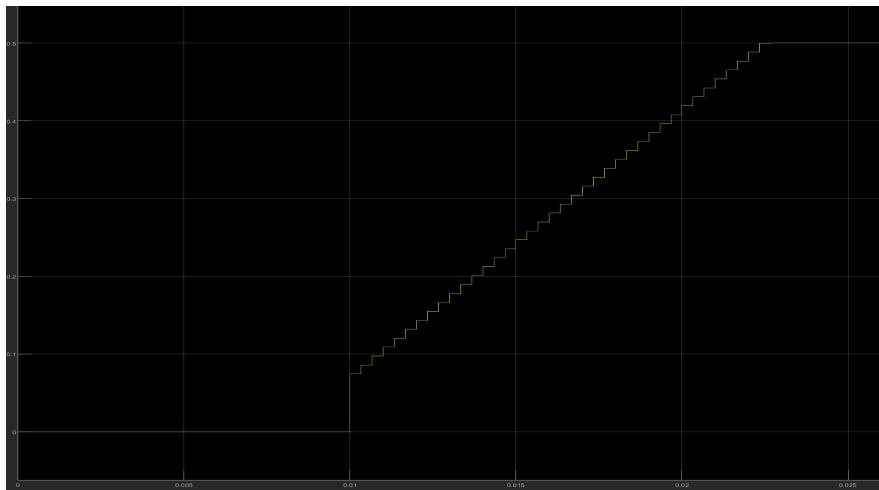
Cela correspond à la fréquence que nous avons décidé.

Nous simulons sur Matlab et Keil, nous mettons une consigne 0,1V. Nous devons vérifier en simulation à quoi ressemble le rapport cyclique α , la grandeur de sortie du correcteur pour nous s_n : Nous relevons 2 points, nous devons retrouver les mêmes sur Matlab et sur Keil :

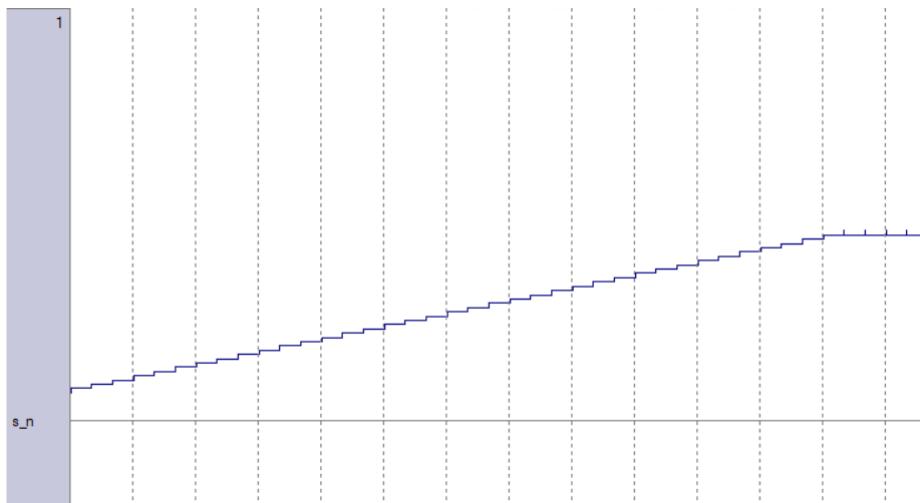
Nous écrivons ensuite notre programme d'interruption, qui comprend plusieurs étapes :

- Acquisition de la consigne
- Acquisition du courant
- Calcul de l'erreur
- Conversion pour une remise à l'échelle
- Calcul de $s(n)$ à l'aide de la relation de récurrence calculée à la partie 2.3.2.
- Gestion de la saturation
- Envoi du rapport cyclique vers les PWM du hacheur
- Mise à jour des valeurs $s(n-1)$ et $e(n-1)$

Le fait d'effectuer la mise à jour de $s(n-1)$ et de $e(n-1)$ après l'envoi du rapport cyclique aux PWM permet d'injecter le saturateur dans le correcteur $C(z)$. Par conséquent, le temps de réponse est réduit (comme le rapport cyclique ne peut pas être



Matlab :
 $\Delta t = 12,346 \text{ ms}$
 $Saut = 0,07439$



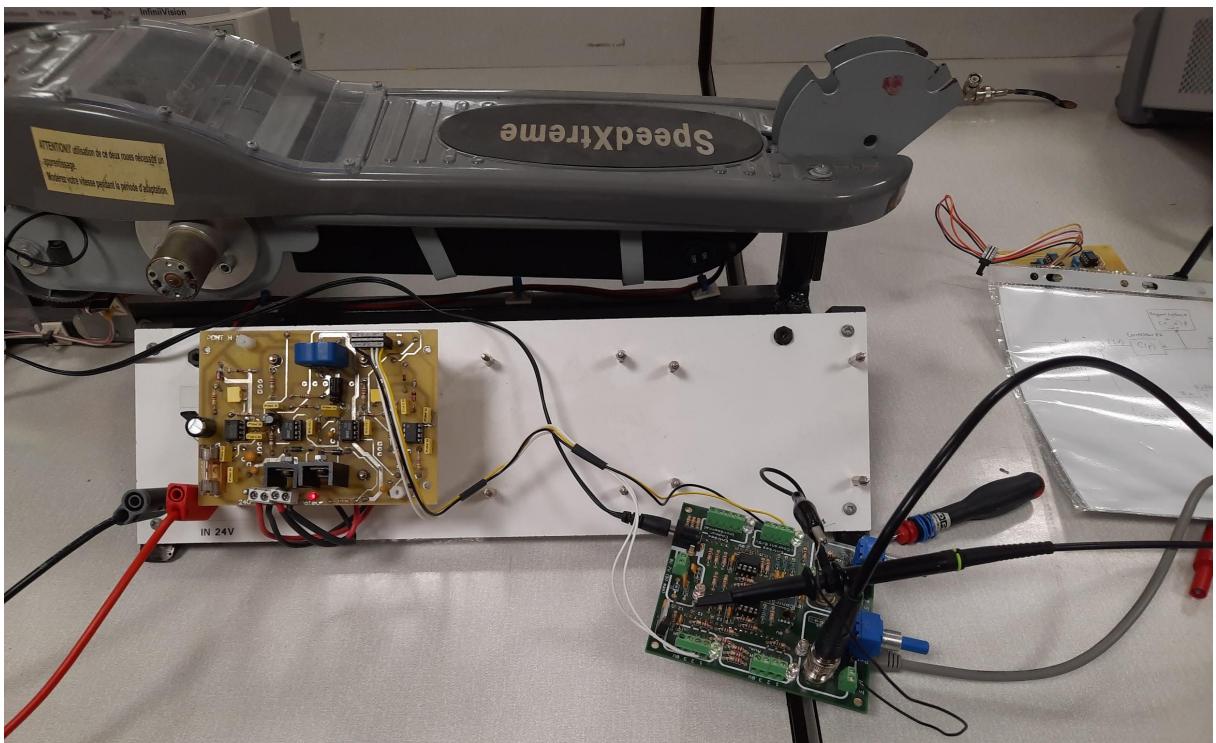
Keil :
 $\Delta t = 12,337 \text{ ms}$
 $Saut = 0,0746931$

Le saut initial correspond à la composante K du correcteur PID ($C(p) = K + 1/(p * \tau_i)$) et la présence de la rampe correspond à celle de l'intégrateur dans le correcteur. Nous pouvons voir que les Δt et $Saut$ sont égaux dans les deux logiciels ce qui signifie que le correcteur de Keil est fidèle à celui calculé dans Matlab. Nous avons des petits pics que nous avons supprimé par la suite en mettant le saturation à $s(n) \in [-0,5; 0,5]$ et non pas $s(n) \in] -0,5; 0,5[$

Les simulations sont conformes, nous pouvons maintenant tester sur le moteur.

3.3. Essais du correcteur

Nous essayons maintenant notre correcteur numérique sur la trottinette.



On positionne au départ le jumper côté potentiomètre. On voit qu'on arrive à trouver une position zéro avec le potentiomètre. On utilise ensuite un GBF et on positionne donc le jumper câble coaxial.

- Test 1 : Fonctionnement du correcteur avec le GBF

On met un Offset à 1.65V (GBF en DC) => position stable (repos)

Si on augmente l'offset on roule dans un sens et si on le diminue on roule dans l'autre sens.

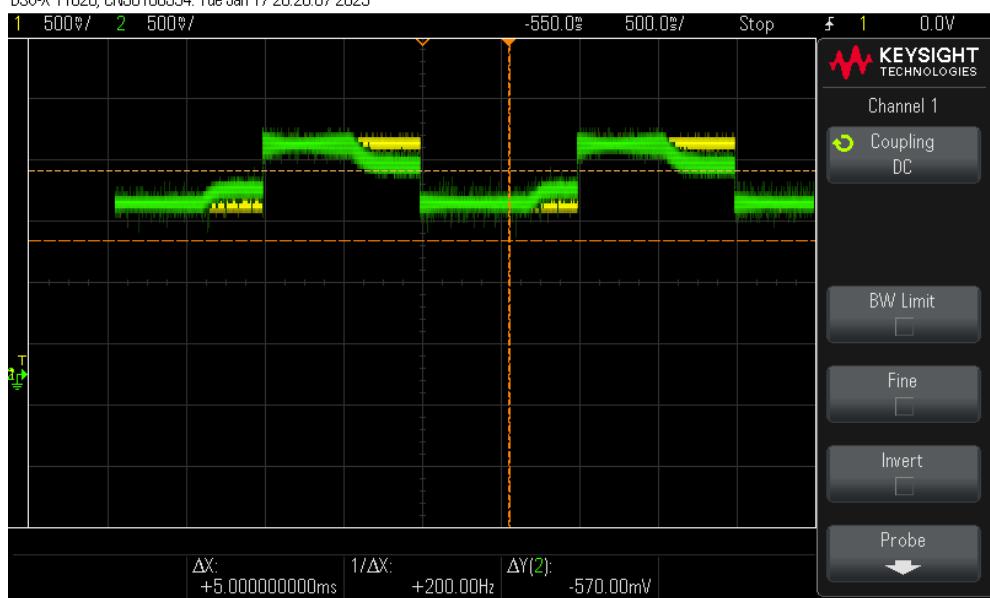
- Erreur statique nulle

Nous avons observé à l'aide de l'oscilloscope le courant I1. La sortie 1 (jaune) est celle du GBF, il s'agit d'un signal qui simule une consigne échelon. La sortie 2 (verte) représente la sortie c'est-à-dire le courant I1.

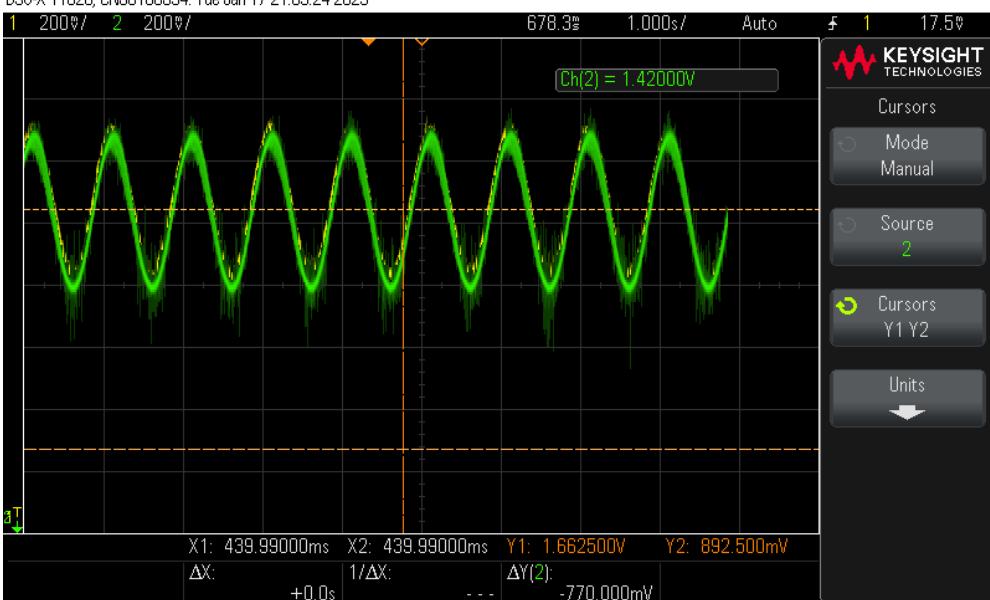
On remarque que la courbe verte suit l'allure de la courbe jaune, ce qui reflète une erreur statistique nulle.

De plus, lorsqu'on se met en basses fréquences, on voit que la phase est nulle, soit les deux courbes sont parfaitement superposées. Ceci est également révélateur d'une erreur statique nulle.

DSO-X 1102G, CN58166534: Tue Jan 17 20:20:07 2023



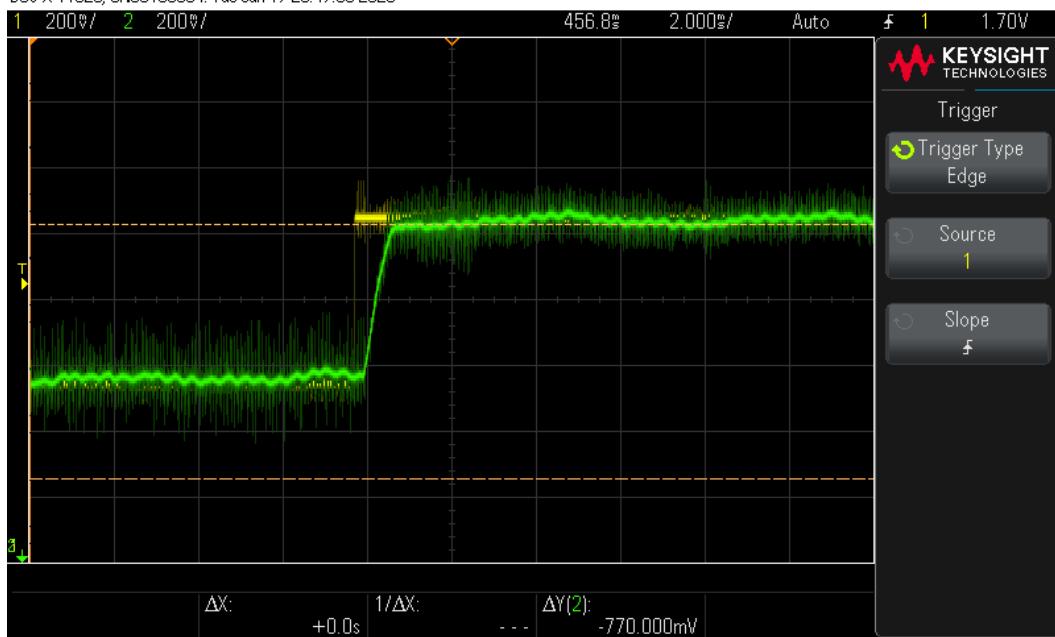
DSO-X 1102G, CN58166534: Tue Jan 17 21:03:24 2023



- Marge de phase

La réponse indicielle est amortie ce qui montre que notre système est stable. La stabilité de notre système dépend comme nous l'avons expliqué précédemment de la marge de phase. On en conclut donc que celle-ci est supérieure à 90° .

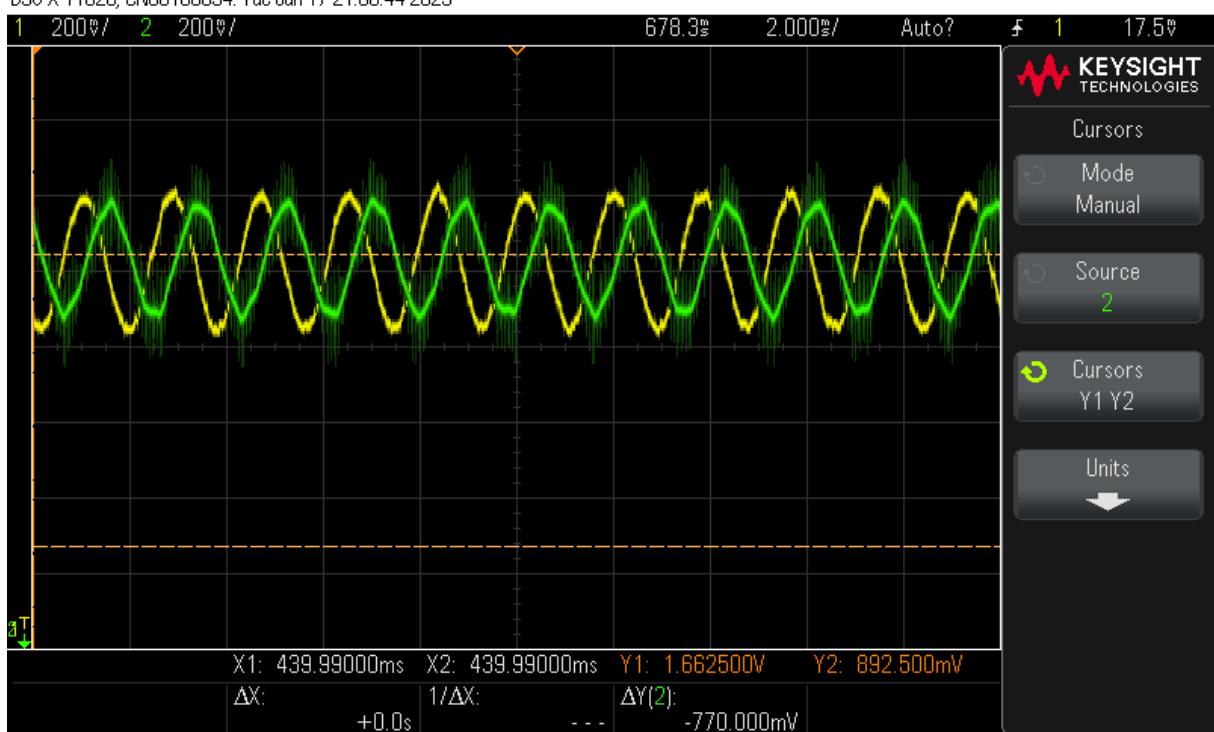
DSO-X 1102G, CN58166534; Tue Jan 17 20:47:38 2023



- Fréquence de coupure

Pour vérifier la fréquence de transition, il existe une méthode simple qui consiste à envoyer une consigne sinusoïdale centrée sur 1.65V avec 500mV d'amplitude pic à pic. On observe l'allure de la sortie. On fait varier la fréquence jusqu'à voir que le signal de sortie est atténué de $\sqrt{2}$ par rapport à la consigne. La fréquence sera alors égale à la fréquence de coupure.

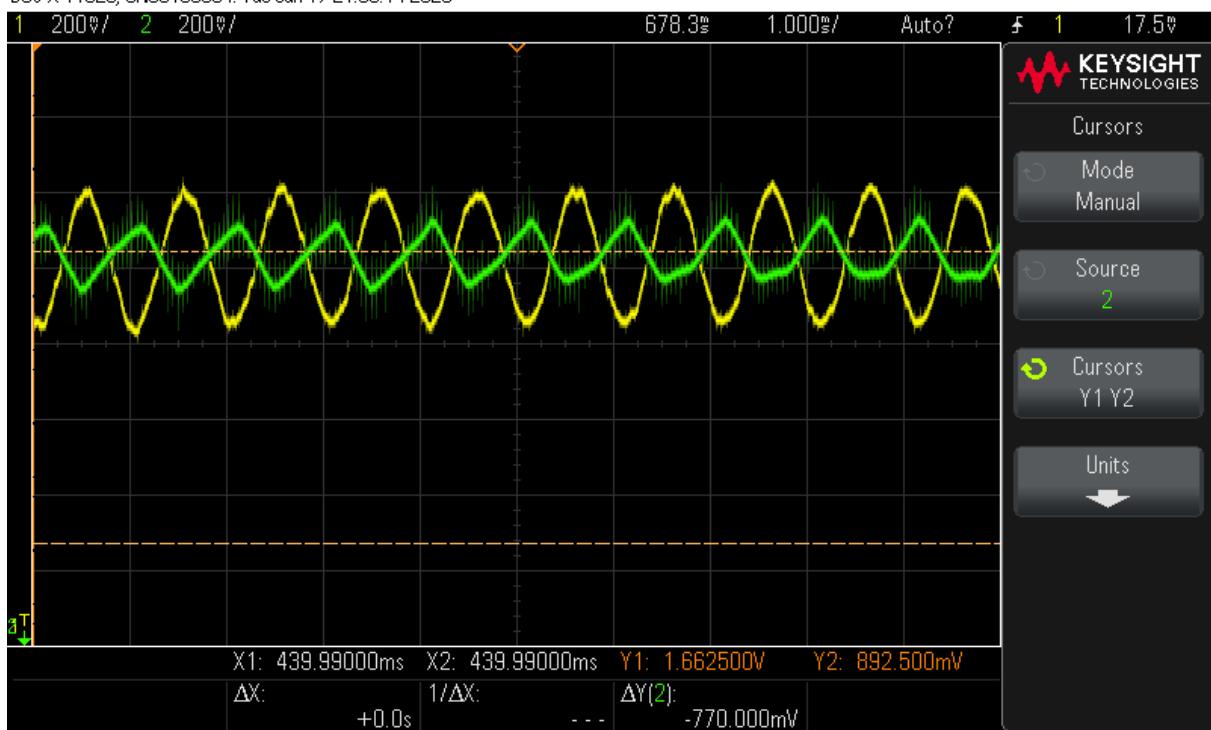
DSO-X 1102G, CN58166534; Tue Jan 17 21:06:44 2023



On voit dans notre cas que cette fréquence est plus élevée que celle souhaitée. De plus, le signal ne s'atténue pas. On remarque également que la sortie n'est pas linéaire. Nous n'avons

pas trouvé d'explications précises pour ce phénomène. Le système de la trottinette (moteur etc) n'est pas linéaire lui-même.

DSO-X 1102G, CN58166534; Tue Jan 17 21:06:14 2023

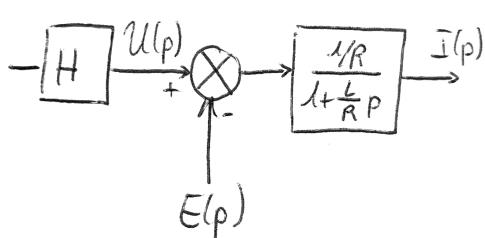


Remarque :

Notre signal paraît très bruité. Nous avons réduit ce bruit au préalable en mettant comme condition de saturation $s_n \geq 0.5$ au lieu de $s_n > 0.5$.



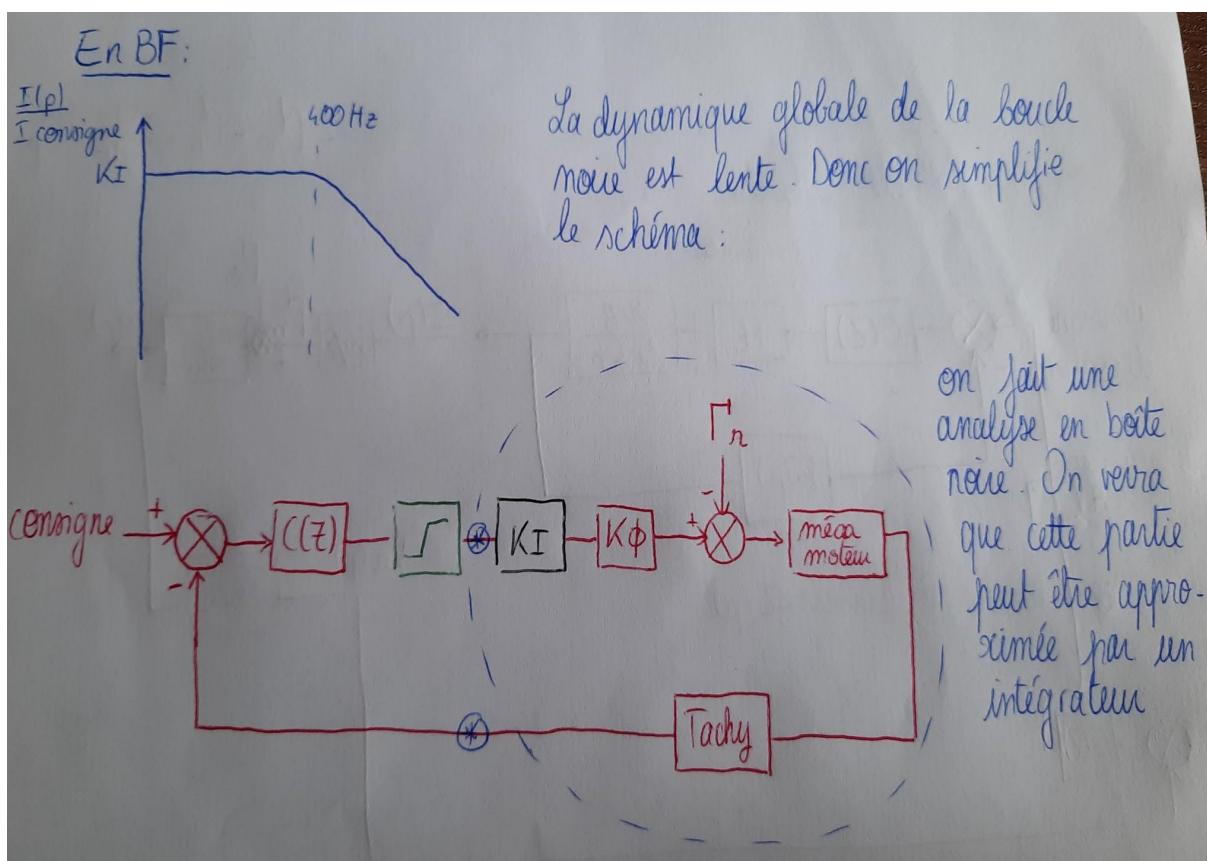
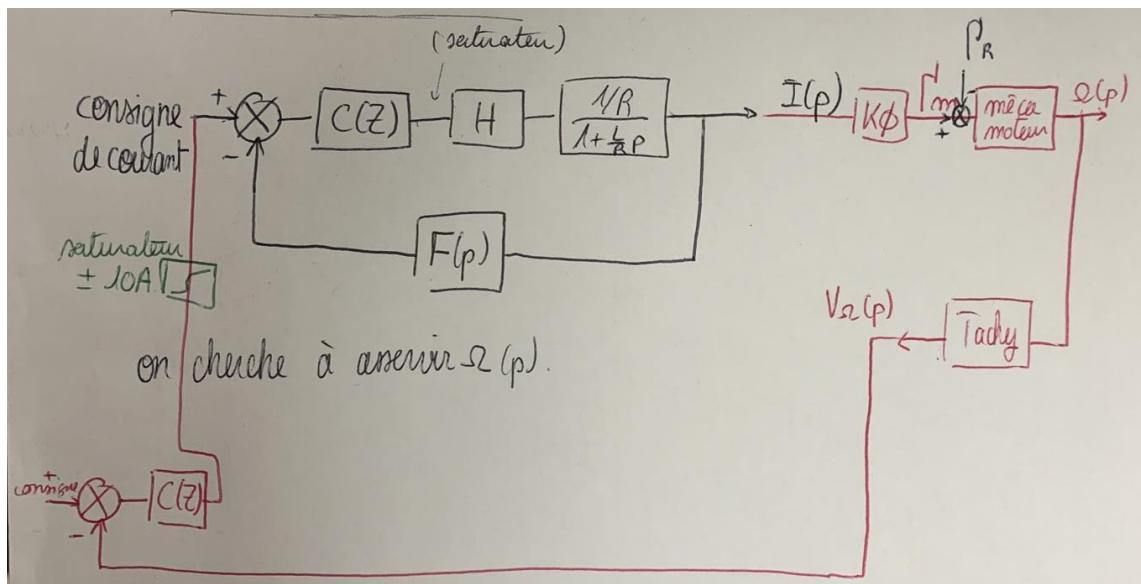
Il faut également commenter l'allure de la courbe de sortie. En effet, on remarque qu'elle diminue après s'être stabilisée à la consigne. Pour expliquer cela, il faut revenir sur une approximation que nous avions faite sur le hacheur dont le schéma est le suivant.



Jusqu'ici nous avons négligé $E(p)$ en considérant que sa dynamique était trop lente. Mais le courant en sortie engendrera un couple Ω et donc une vitesse. Ainsi, $E(p)$ et le courant ne sont pas indépendants. L'équation des couples est la suivante: $Jd\Omega/dt = \Gamma_{moteur} - \Gamma_{résistance} - \Gamma_{pertes}$.

Dans la zone 2, la boucle fonctionne mais dans la zone 3, la boucle est rompue. En effet, si $E(p)$ augmente alors $U(p)$ augmente aussi pour compenser. Lorsque $U(p)$ sature E continue d'augmenter ce qui explique la zone 3. Dans la zone 1, le phénomène inverse se produit.

4. Mission n°2 : l'asservissement de couple par la vitesse



Par manque de temps, nous n'avons malheureusement pas pu calculer et implémenter le correcteur nécessaire.

5. Conclusion

Pour conclure, nous avons pu traiter l'entièreté de la partie par asservissement de courant. Malheureusement nous n'avons pas pu parvenir à la régulation de vitesse par manque de temps. Nous avons pu avoir des explications concernant la régulation de vitesse, celles-ci ont été déposées dans la partie 4.

Nous avons cependant dû faire face à certaines difficultés, en particulier lors du démarrage de la partie asservissement. Le sujet nous paraissant complexe, il nous était assez difficile dans un premier temps d'avoir une vision globale du système pour définir un point d'arrivée. Nous en ressortons cependant grandi et nous avons pu nous en sortir grâce à l'aide de nos professeurs et des divers petits points de rappels abordés pendant les séances. Ce projet très complet nous aura donc permis de mettre en œuvre les différents enseignements de l'UF mais aussi des années précédentes avec l'étude préliminaire que nous avons effectué.