

Rapport BE Trottinette

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
2. Mission n°1 : l'asservissement de couple	4
2.1. Première approche ...	4
2.2. Asservissement dans le domaine continu	7
2.2.1. Capteur de courant $N(p)$	7
2.2.2. Filtre $F(p)$	8
2.2.3. Moteur $M(p)$	9
2.2.4. Hacheur $H(p)$	10
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)	24
2.3.1 Détermination de la fréquence d'échantillonnage	24
Minimum de la fréquence d'échantillonnage	24
Maximum de la fréquence d'échantillonnage	25
2.3.2 Correcteur discret $C(z)$ avec saturateur	26
3. Implémentation de la régulation de couple	31
3.1. Test du dispositif	31
3.2. Implémentation du correcteur	31
Code sous Keil	31
Vérification en simulation	33
3.3. Essais du correcteur	33
Annexe - VOCABULAIRE	34

1. Introduction

1.1 Principe et missions à réaliser

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,
- ...

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

2.1. Première approche ...

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 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-.

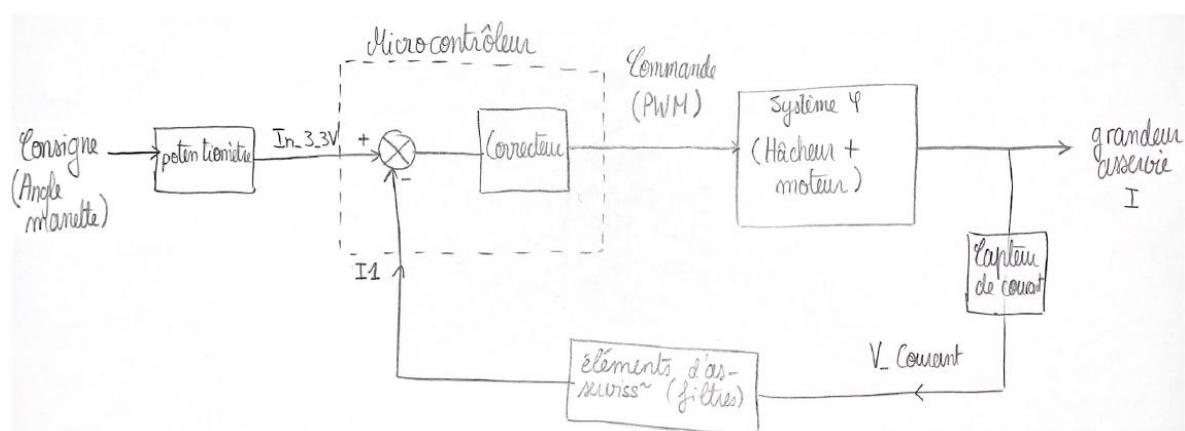
7. L'asservissement de couple (comme de vitesse) se fait par la comparaison entre la grandeur de consigne et la grandeur physique que l'on veut asservir. Ces deux grandeurs, à l'entrée du μ C, doivent donc avoir la même dimension pour pouvoir être comparées. Laquelle ? Quel est le capteur de consigne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

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

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

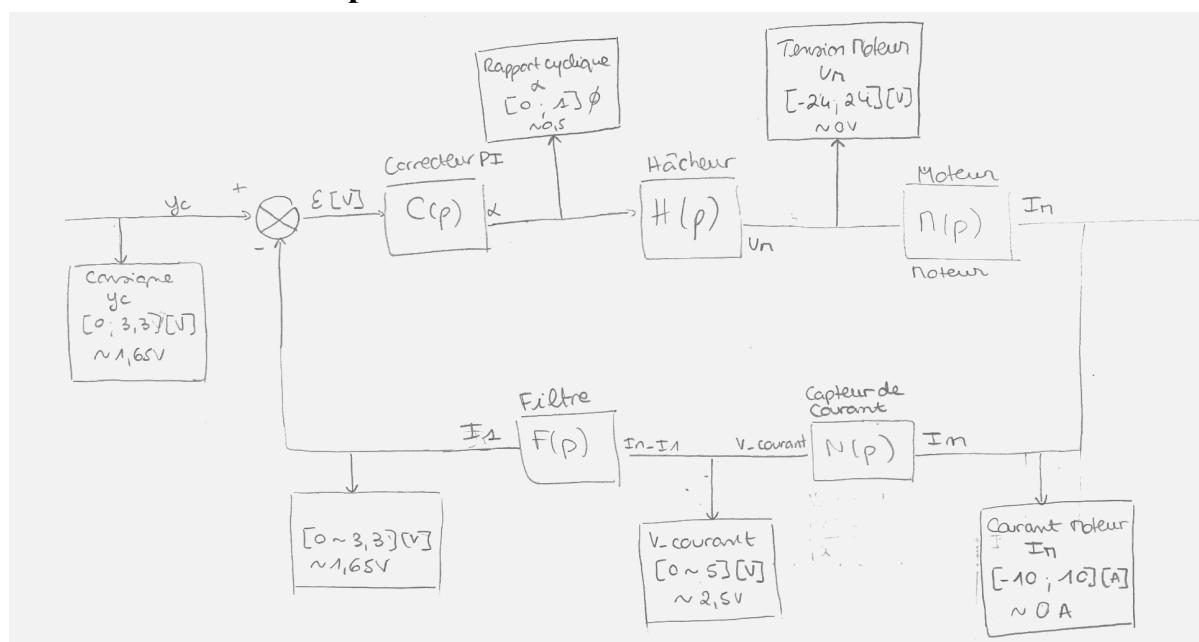
La grandeur de consigne : l'angle qui est appliquée sur la poignée de la manette (poignée d'accélération de droite). Cet angle est converti en tension par un potentiomètre pour être utilisé par le microcontrôleur.

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

1. Achever la modélisation, c'est à dire, donner le détail de chacun des blocs de Laplace du schéma bloc trouvé précédemment. Le microcontrôleur sera remplacé par une "boîte équivalente analogique" donc l'entrée et la sortie sont à définir.



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.

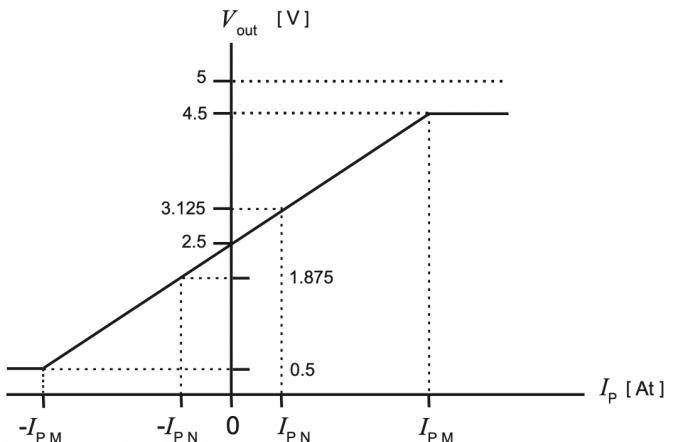
$$a = \frac{3,125 - 1,875}{I_{PN} - (-I_{PN})} = \frac{1,25}{12}$$

$$b = 2,5 V$$

On a alors,

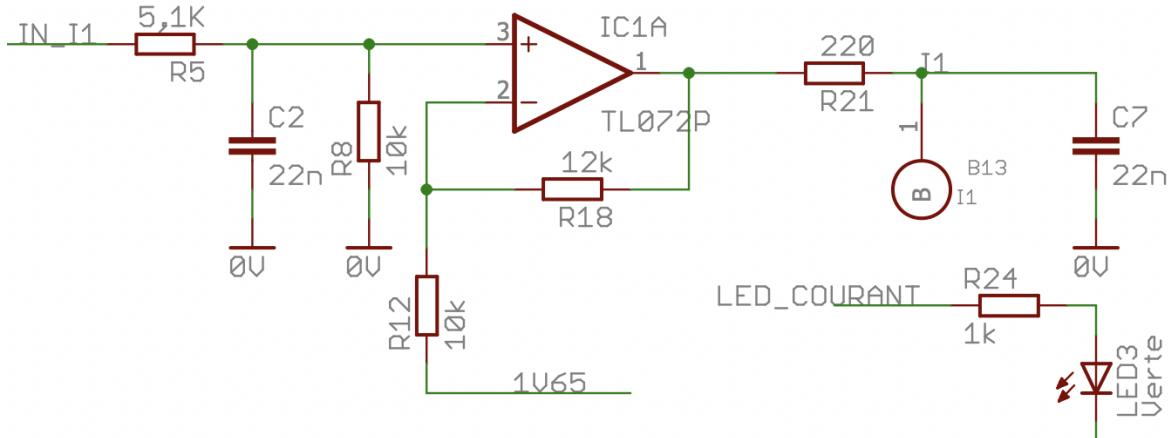
$$\Rightarrow V_{courant} = \frac{1,25}{12} * I_M + 2,5 [V]$$

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



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,

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

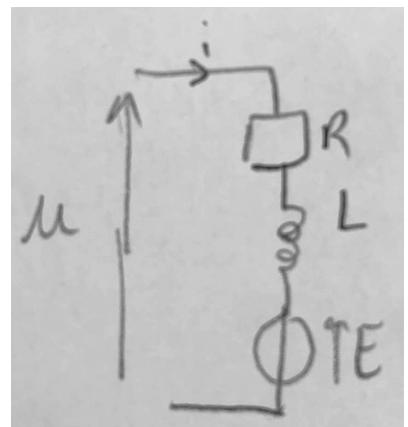
Avec : le gain statique du filtre : $K_F = K_{PontDiv} * K_{AO} = 1,457$

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.



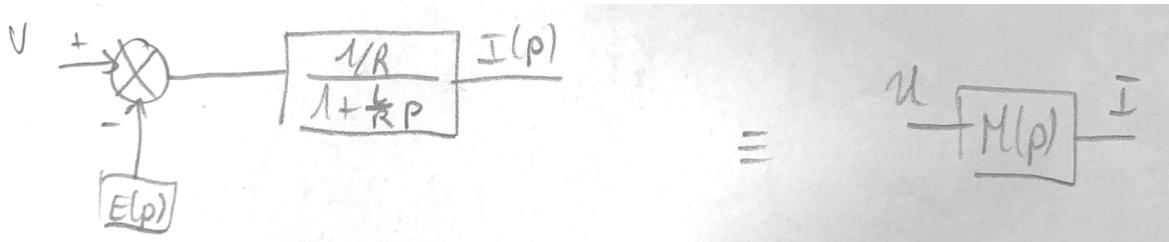
Calcul de I :

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

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,

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

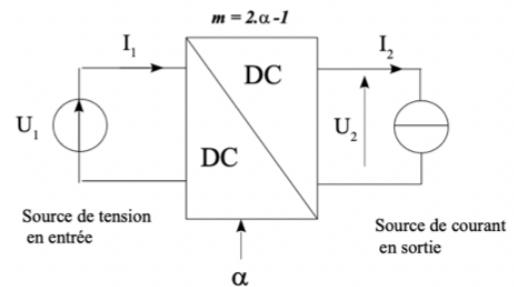
Avec : le gain statique du moteur $K_M = \frac{1}{R} = 1$

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 :

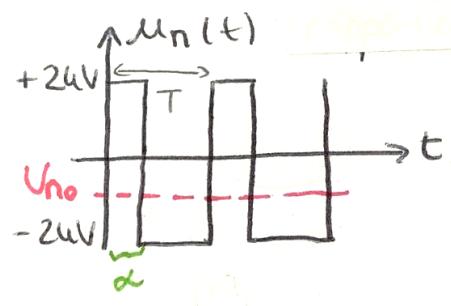
$$\alpha_1 = \alpha$$

$$\alpha_2 = 1 - \alpha$$

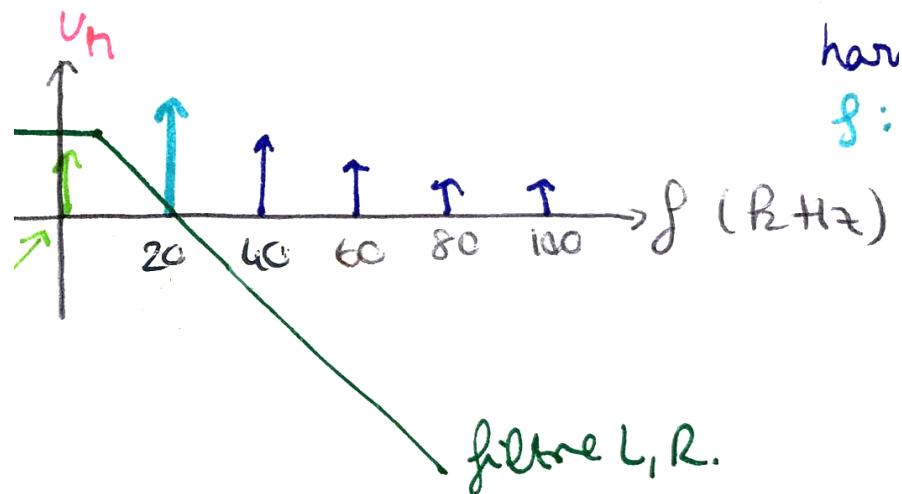
La valeur perçue par le moteur sera la valeur moyenne du signal U_{M0} (voir schéma ci-contre).

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

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



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)

$$v_n = (2\alpha - 1)E$$

On a donc $U_M = 48\alpha$

$$u_n = u_{n_0} + \tilde{u}_n(t)$$

Ainsi,

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

$$\Rightarrow \begin{cases} u_{n_0} = (2\alpha_0 - 1)E \\ \tilde{u}_n(t) = \frac{2E}{48} \tilde{\alpha}(t) \end{cases}$$

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 :

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

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

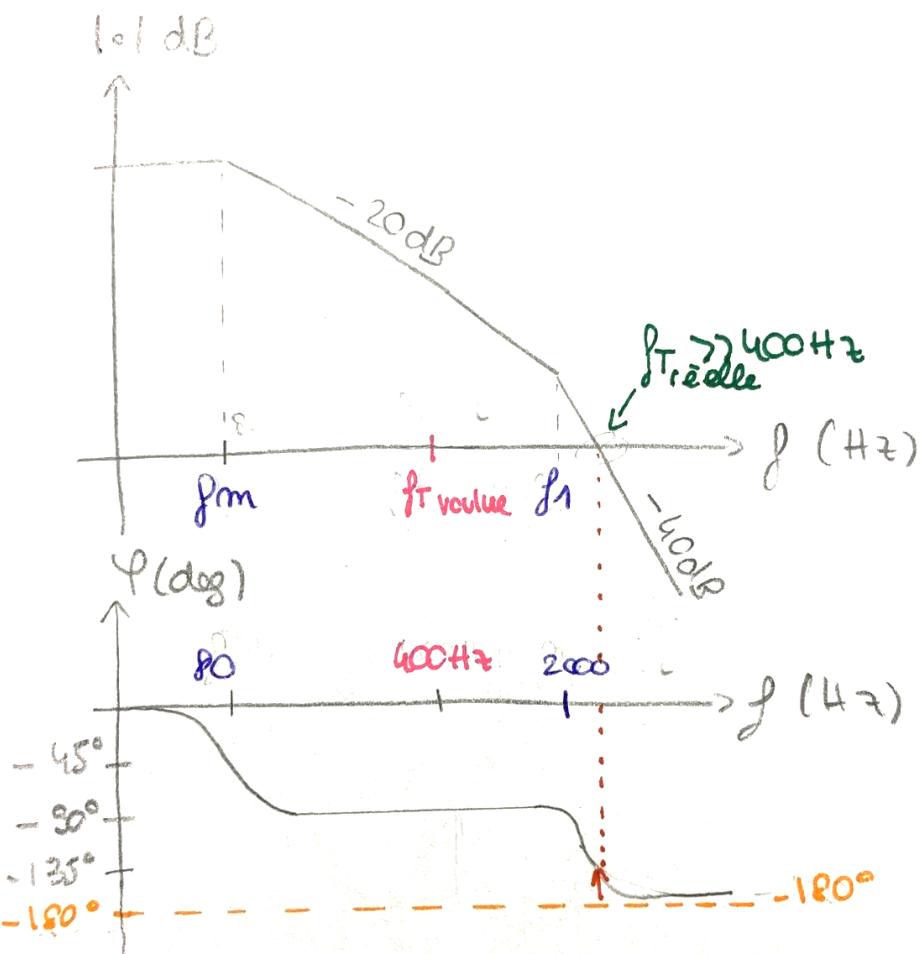
$$\text{avec } K_{FTBO} = K_H * K_F * K_M * K_N$$

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 $f_2 = 30kHz \gg f_T$. On a alors

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

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



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

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 :

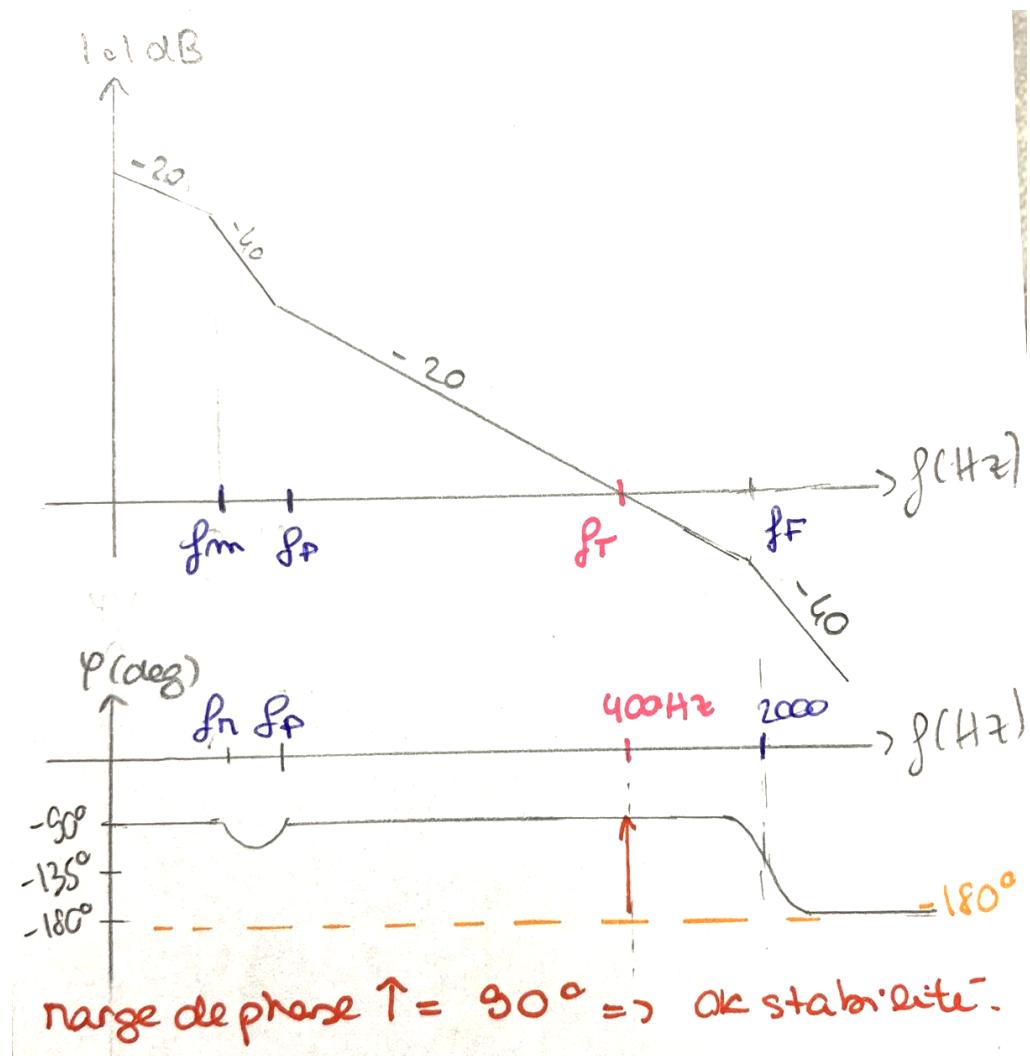
- $(1 + \tau_1 p) \approx 1$
- $p = 2 * \pi * f_T = 800\pi$

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

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);
tol1=112.2*10^(-6);
tol2=4.84*10^(-6);
F1=tf(Kf,[tol 1]);
F2=tf(1,[tol2 1]);
F=F1*F2;

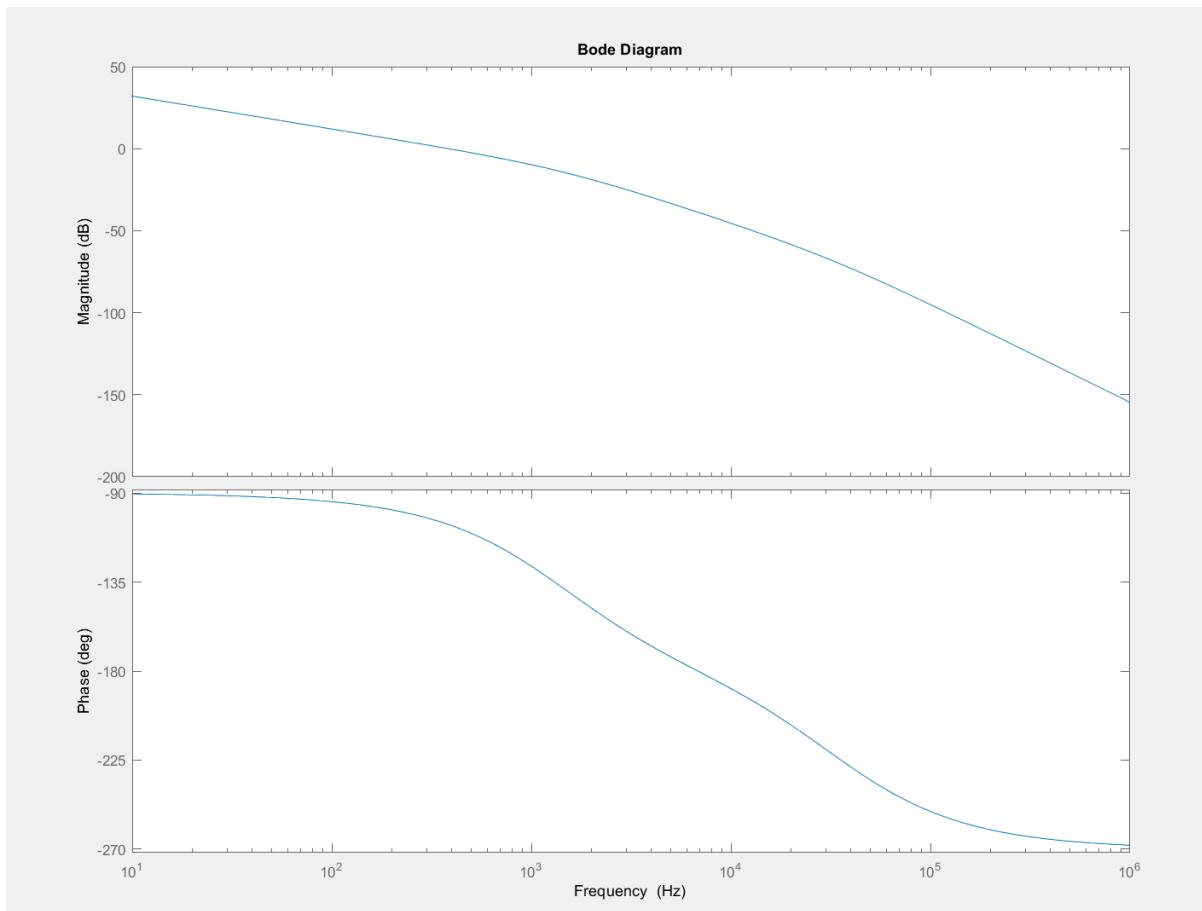
%général
G=F*H*M*N;
Ktot=Kc*Km*Kh*Kf;

%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 obtenons le diagramme de Bode suivant :

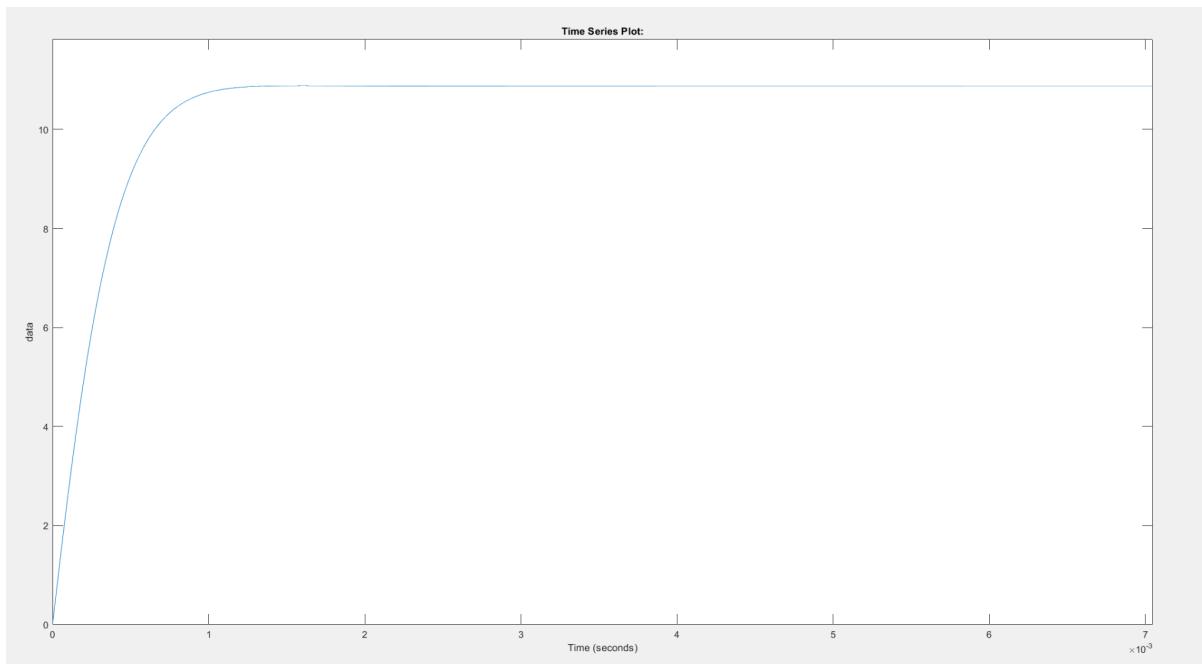


Comme expliqué précédemment, il faut vérifier que la fréquence de transition se situe autour de 400 Hz. Le cahier des charges spécifie qu'elle doit se situer entre 300 Hz et 500 HZ. Le graphique montre que notre fréquence de transition est de 385 Hz.

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**

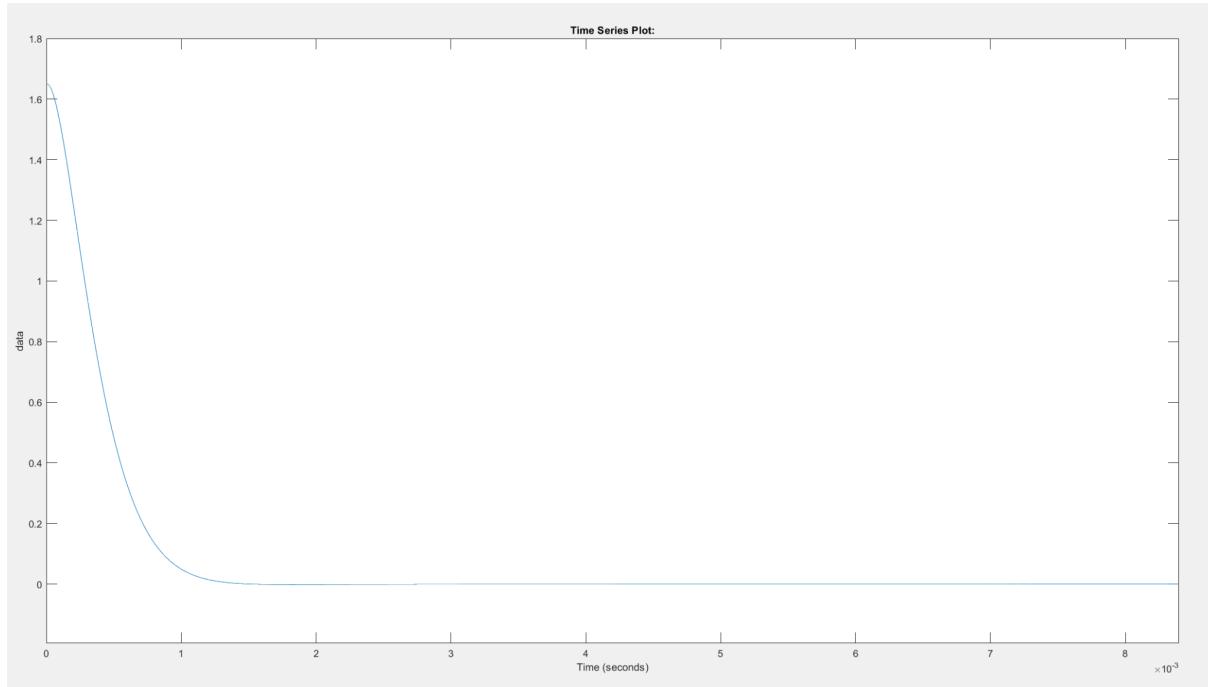
En ce qui concerne la boucle fermée, nous réalisons un premier schéma Simulink. Nous décidons d'observer l'allure de la sortie (Im) lorsqu'on n'utilise pas de saturateur.



Cette allure est cohérente, car nous pouvions prédire qu'il n'y aura aucune oscillations, ou alors que celles-ci seraient très amortie. 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. Mais on remarque qu'il le dépasse légèrement.

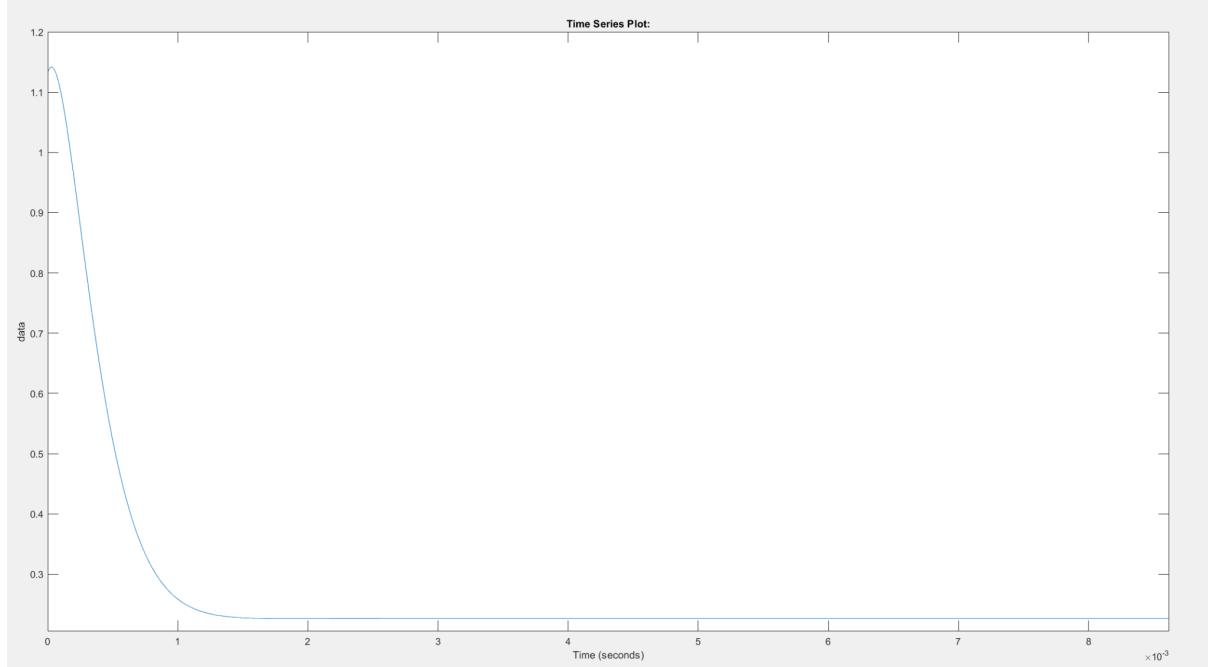
De plus, il est intéressant de calculer le temps de réponse à 95%. Celui-ci est de : $t_r=7.486e-04s$. Il faut que le temps de réponse soit égal au triple de τ . On a $3 * t_r = 2.2458ms$. Or le τ de notre correcteur, calculé précédemment est bien égal à 2 ms.

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 .



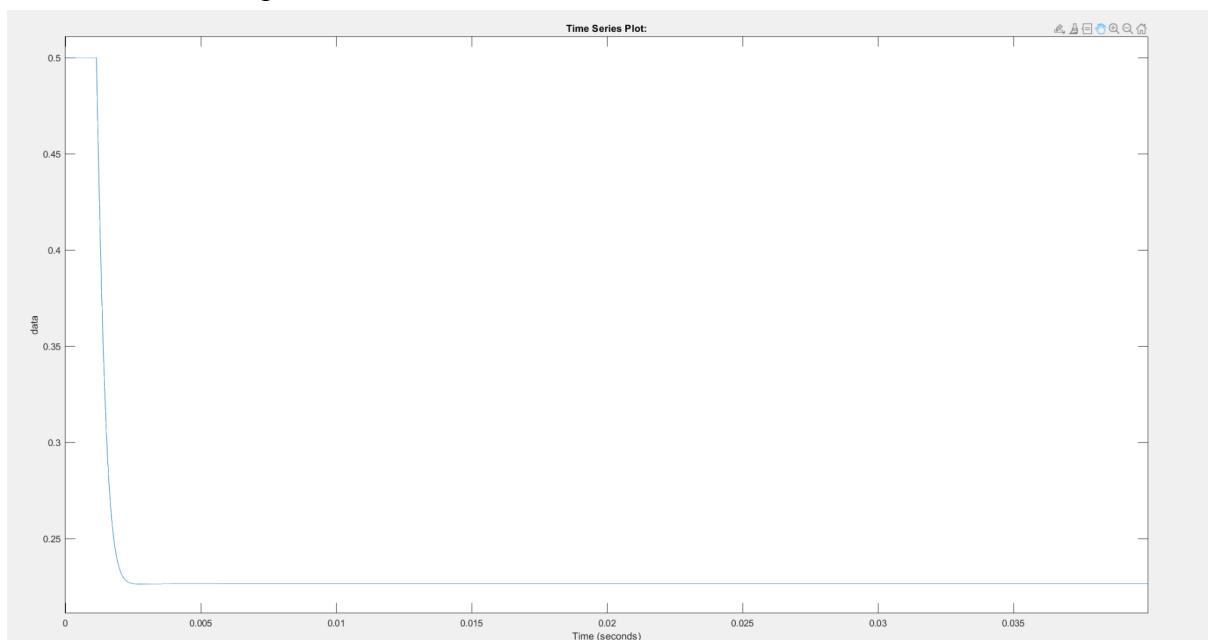
Nous savons que nous devons avoir un courant de 10 A. Comme le moteur est constitué d'une résistance de 1Ω , nous pouvons donc comprendre que la tension délivrée à la sortie du hacheur devrait également être de 10V. Le point de repos du rapport cyclique est de 50%. Ainsi, le rapport cyclique devrait 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.

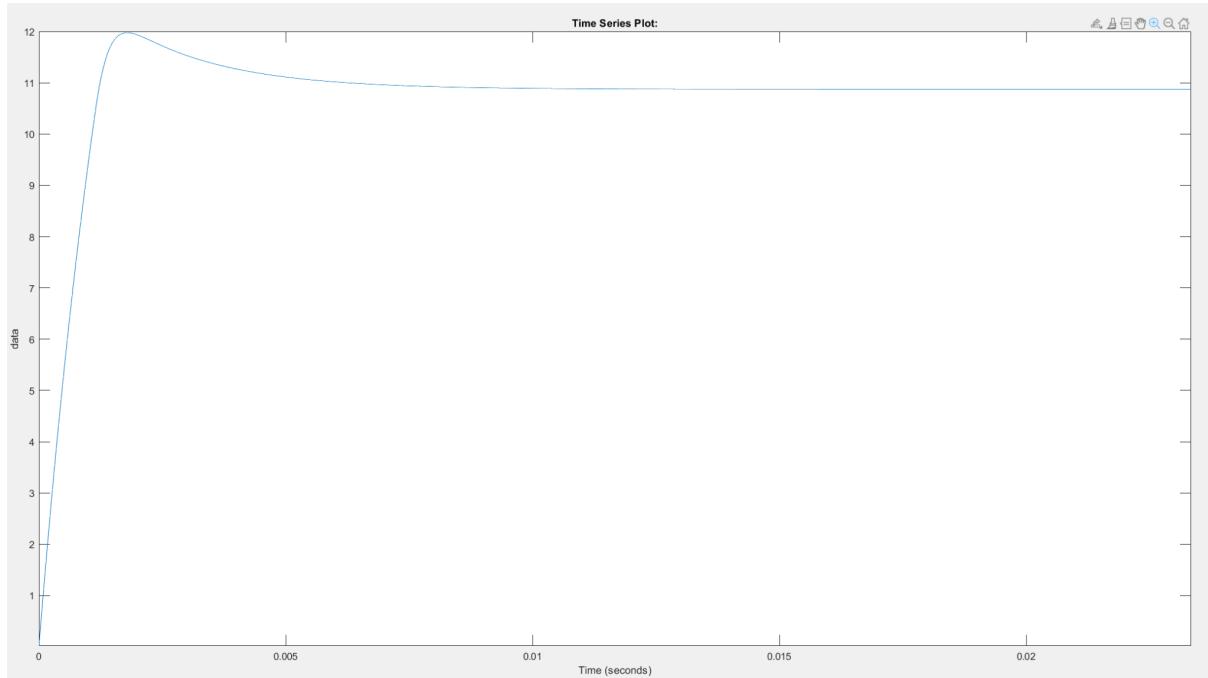
Correcteur continu C(p) avec saturateur

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.



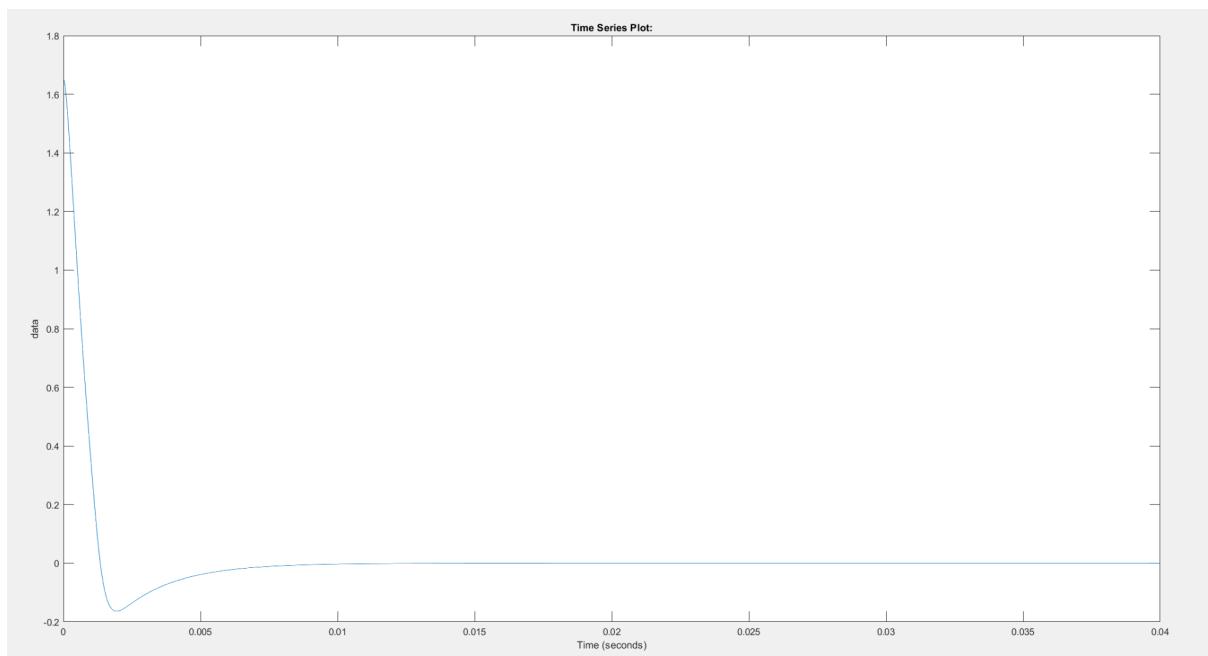
On remarque qu'avant de se stabiliser, le rapport cyclique ne prend plus de valeurs aberrantes. Il sature à 0.5, c'est-à-dire en réalité à 100%. On voit qu'il se stabilise à 21% comme précédemment. On a donc réglé ce problème de rapport cyclique invraisemblable.

On s'intéresse aussi à l'allure de la sortie (Im).

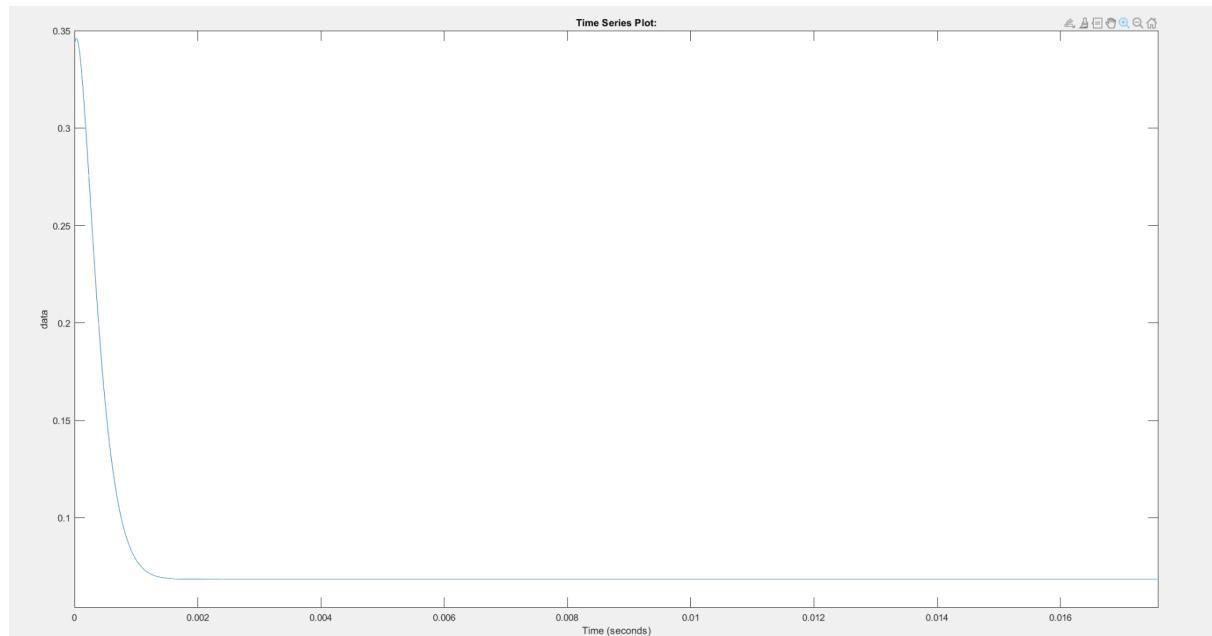


Le courant se stabilise finalement à 10.87 A. Comme nous l'avons expliqué précédemment, ceci est normal. Toutefois, nous observons une résonance non souhaitée. Ceci est dû à l'envol de l'intégrateur du filtre PI. Il ne s'agit pas d'un problème de stabilité mais d'un overshoot dû à la saturation. Pendant 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%).

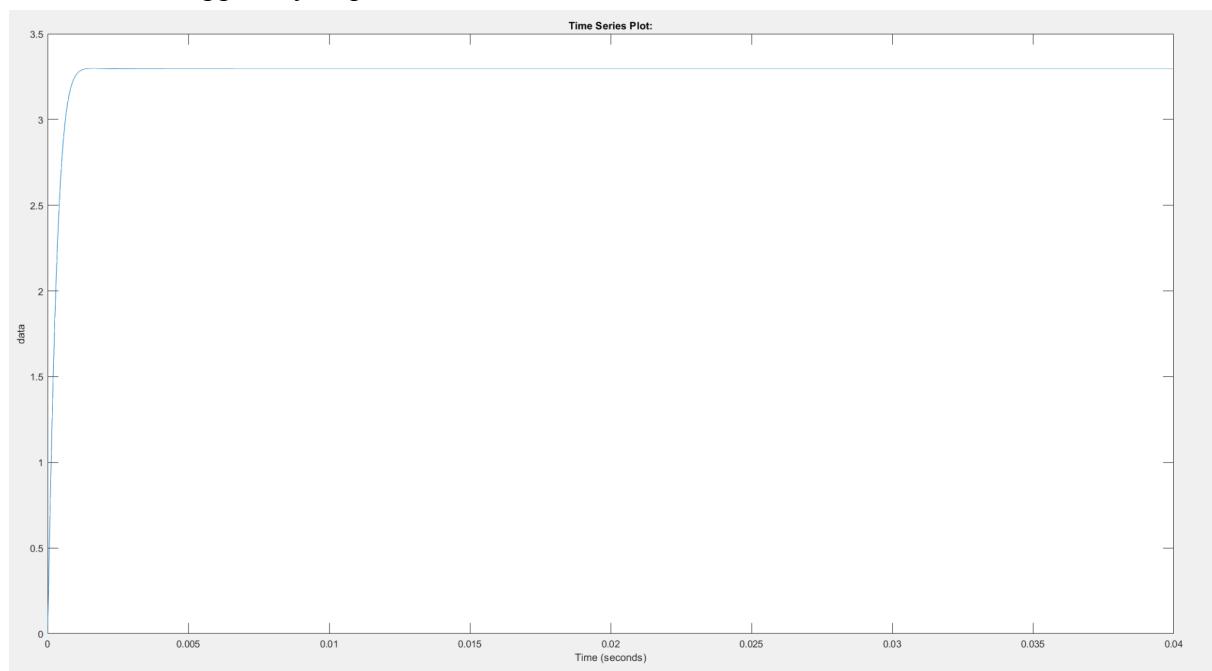
En ce qui concerne l'erreur, on voit également un "undershoot" avant qu'elle se stabilise à 0. Ceci est également expliqué par le problème de saturation.



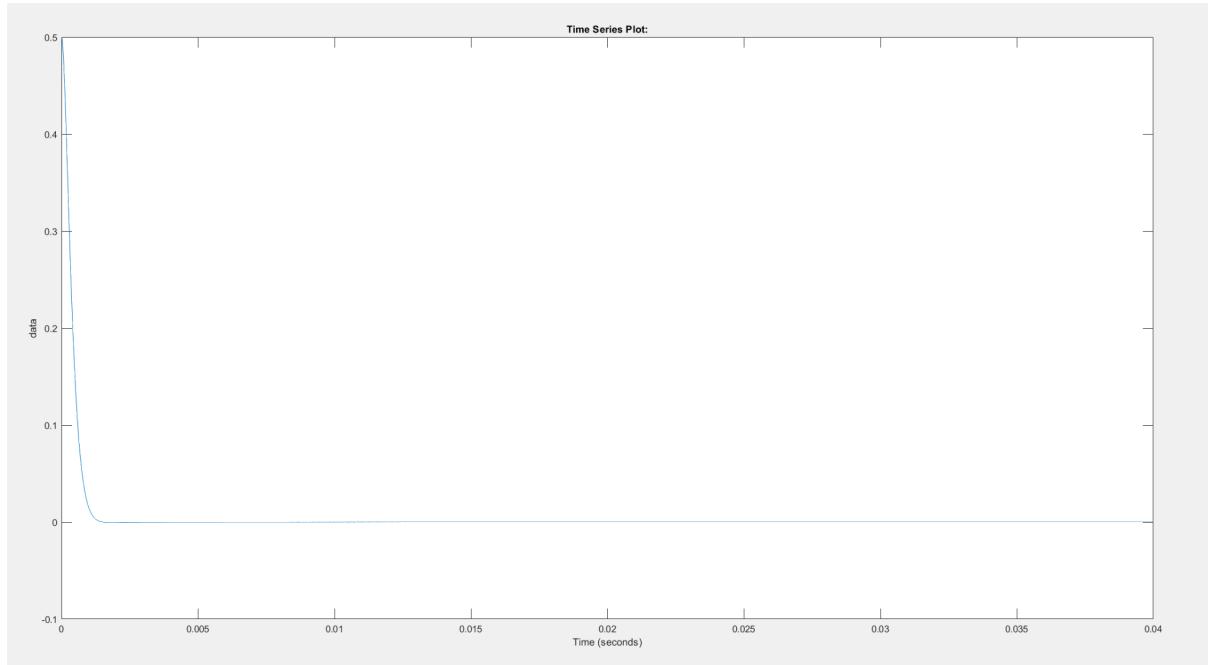
On n'observe l'overshoot de la sortie I_m que lorsque l'on met en entrée un échelon d'amplitude élevée (max 1.65V). Essayons avec en consigne un échelon d'amplitude 0.5V. On voit effectivement que le rapport cyclique ne sature pas, puisqu'il est toujours inférieur à 0.5V.



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

avantages inconvenients d'avoir un T_e grand/petit

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 :

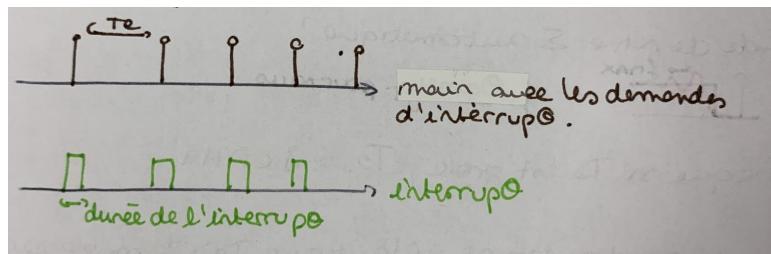
$$F_e \geq 2 * F_{max}$$

Lorsque l'on respecte cette condition, il n'y a pas de recouvrement 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 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.

Maximum de la fréquence d'échantillonnage



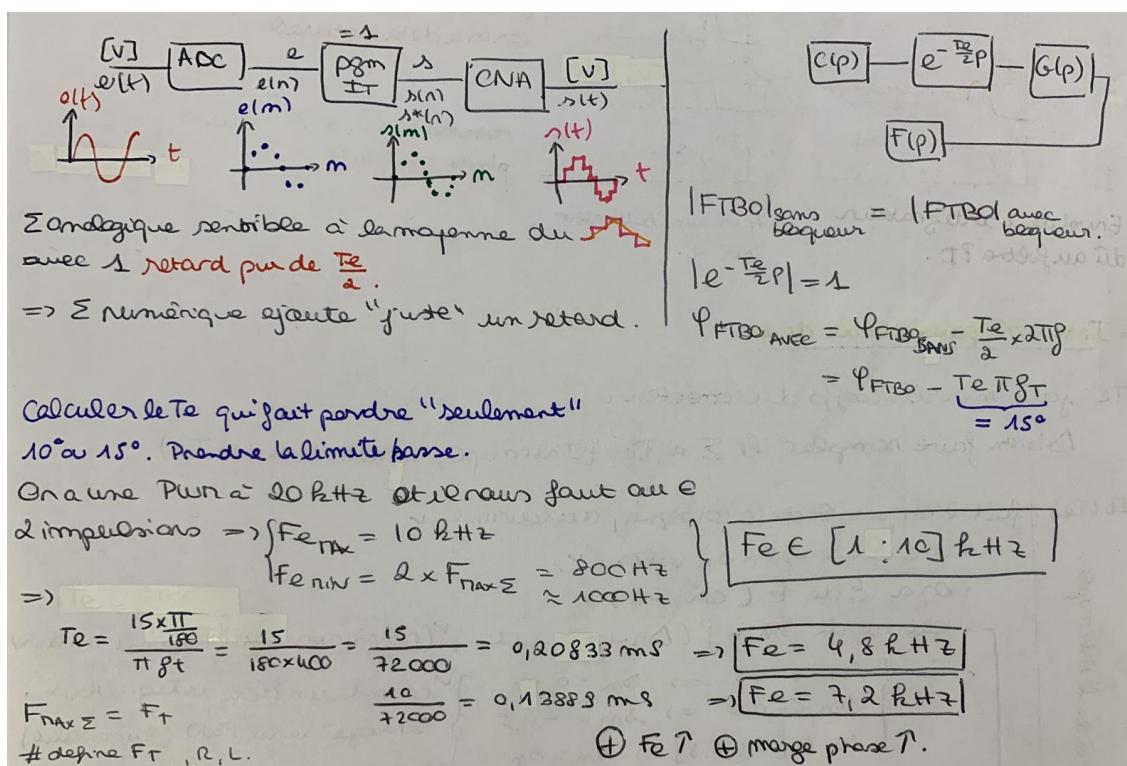
La fréquence d'échantillonnage ne peut pas non plus être trop élevée. En effet, si la période d'échantillonnage est trop petite, le traitement de l'interruption ne se fera pas correctement. Pour comprendre cela, il faut penser à

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.

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 :

$$1\text{kHz} \leq f_e \leq 10\text{ kHz} \quad 0.1\text{ ms} \leq T_e \leq 1\text{ ms}$$

2.3.2 Correcteur discret C(z) avec saturateur

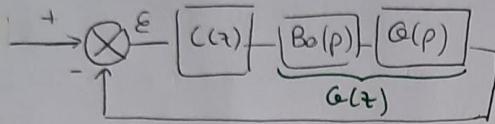
Le problème de l'envol de l'intégrateur, que nous avons mentionné précédemment, est évité quand on procède à une mise en œuvre numérique. On remplace $C(p)$ par sa transformée bilinéaire $C(z)$. Ceci nous permet de trouver notre correcteur en discret. On considère la période d'échantillonnage T_e . Nous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

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

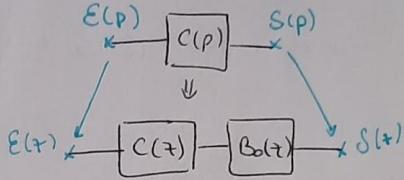
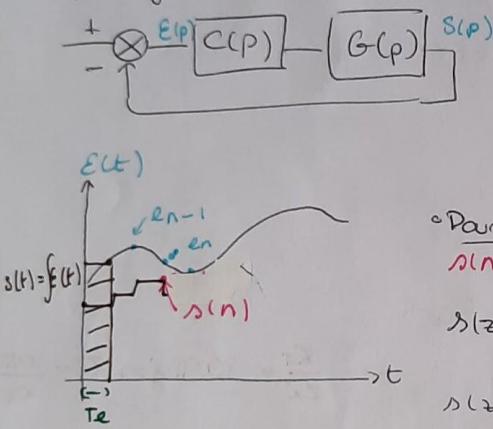
En remplaçant p par la formule précédente, on obtient : $C(z) = \frac{(T_e + 2\tau)z + (T_e - 2\tau)}{2\tau_i(z-1)}$

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

- Ce qu'on fait en automatique



- Ce qu'on fait ici :



• Pour un intégrateur

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

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

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

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

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

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

z et z_i calculés dans Kérel

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

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

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

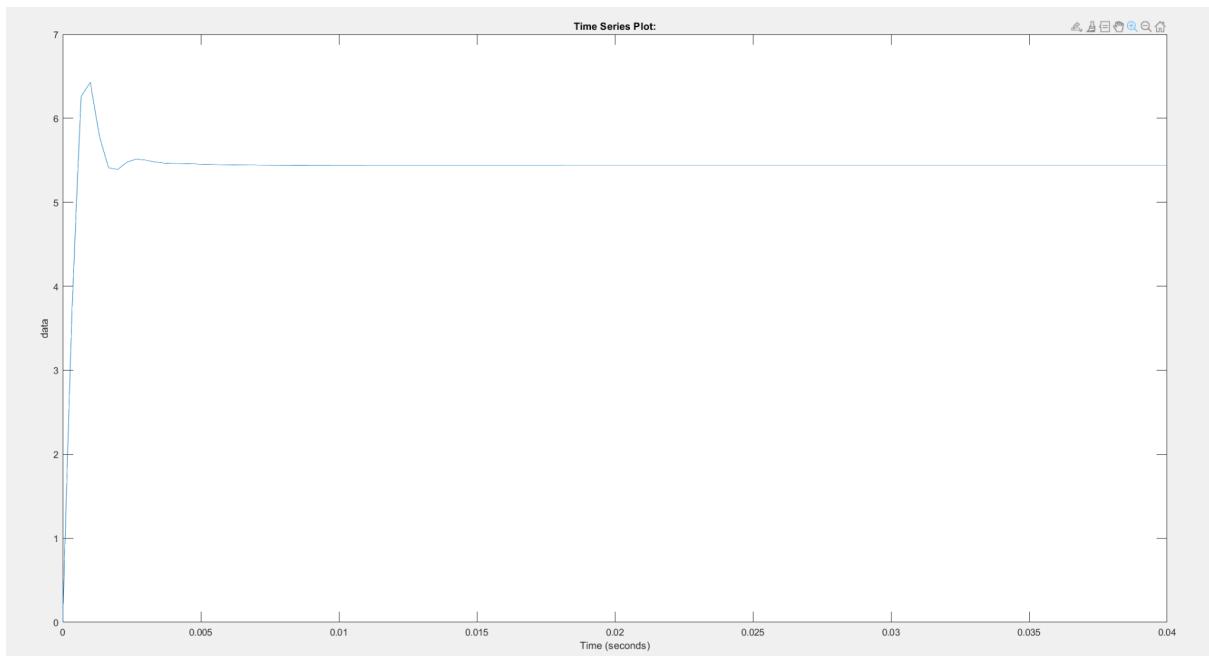
$$\Rightarrow 2z_i s(n) - 2z_i s(n-1) = e(n)(T_e + 2z) + e(n-1)(T_e - 2z)$$

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

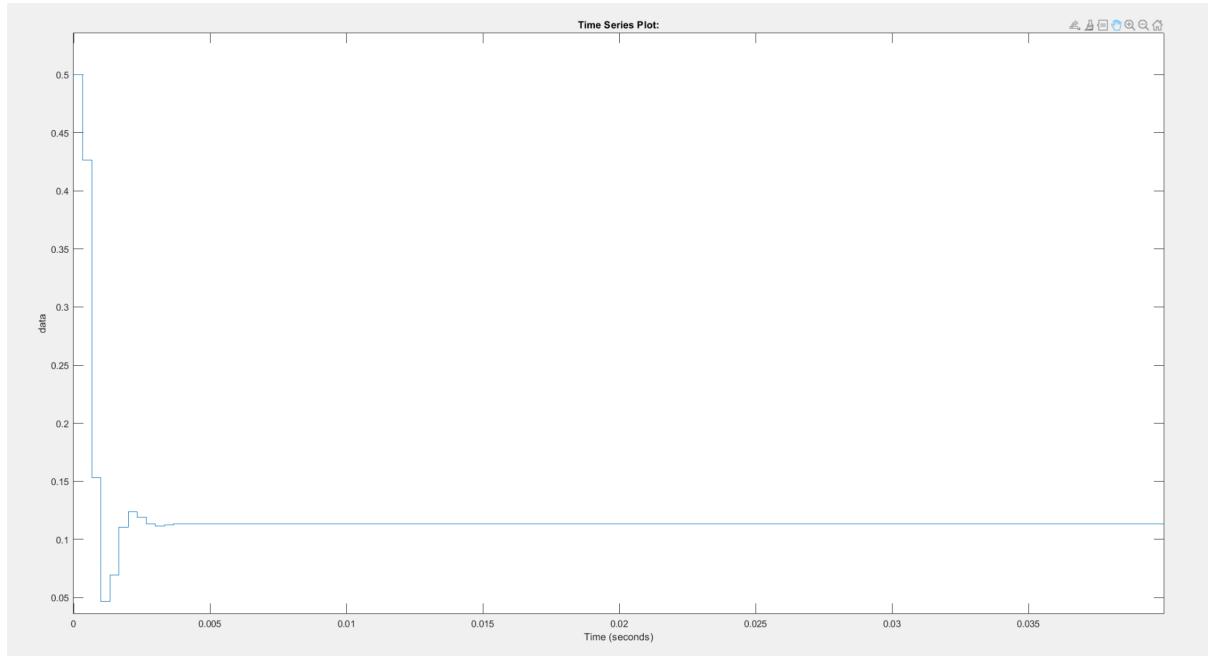
Ceci est la méthode à la mano 😊. Pour vérifier son fonctionnement, on utilise sur Matlab la fonction c2d. Il faut mettre en argument 'tustin' (afin d'utiliser la transformée bilinéaire pour la conversion) et Te (pour définir une période d'échantillonnage). On verra dans la prochaine partie que la fréquence 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
```

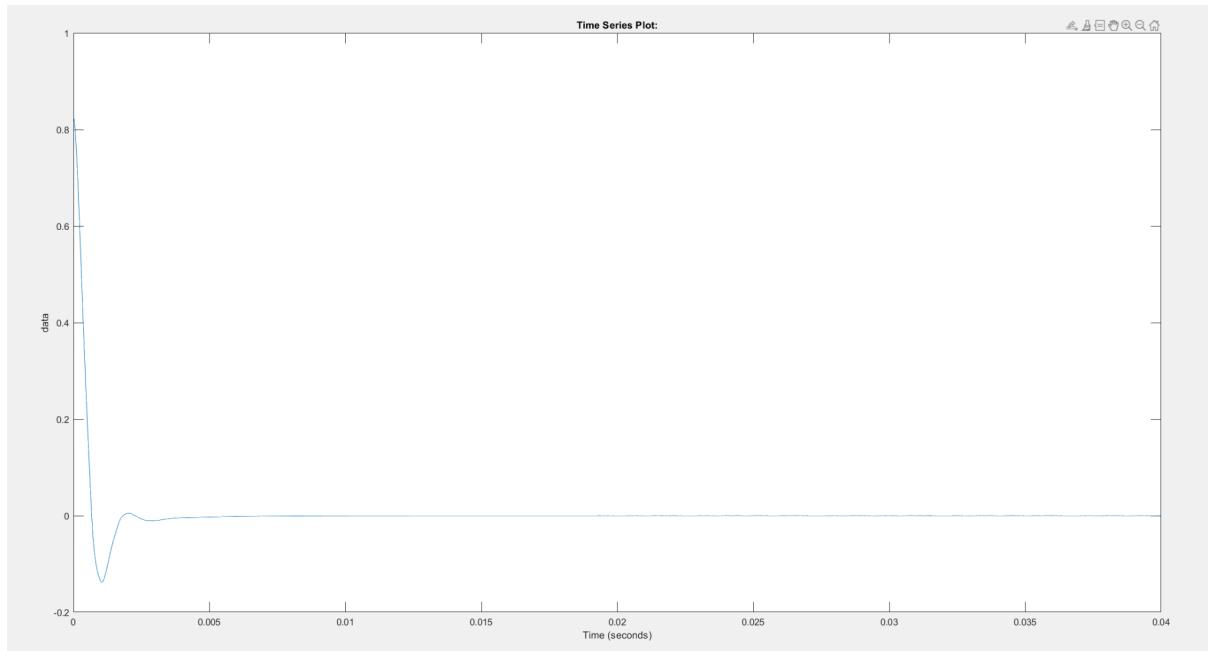
On décide d'une part de prendre une fréquence d'échantillonnage correcte : 3kHz. D'autre part, on met en entrée un échelon d'amplitude $1.65V/2=0.825V$. On devrait donc avoir un courant qui se stabilise autour de 5A. Ici, comme on l'avait vu précédemment, le courant de sortie est légèrement supérieur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



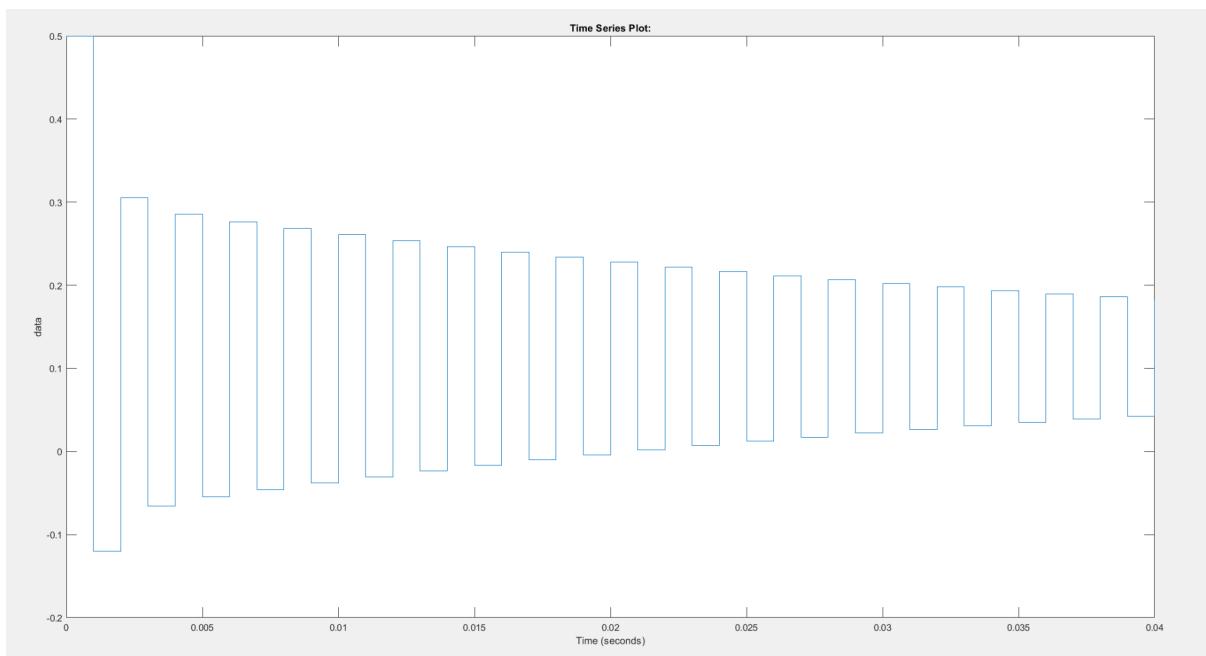
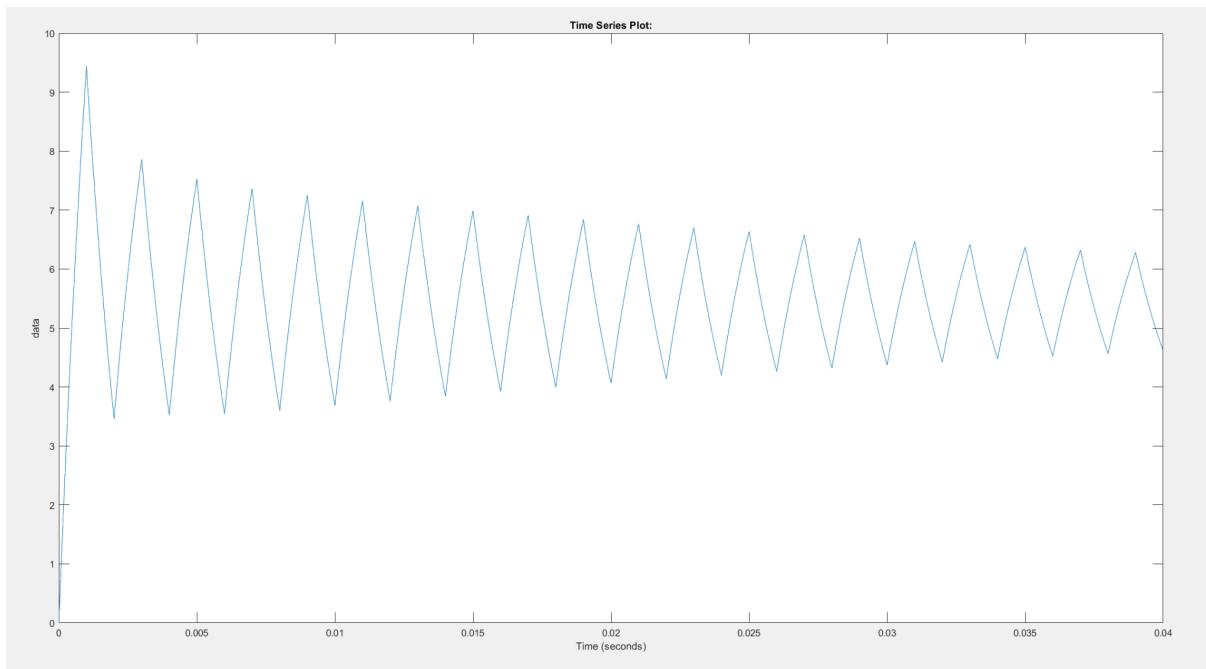
En ce qui concerne le rapport cyclique, on voit que ce dernier est discrétré. Il est proche de 0 comme il devrait l'être mais encore une fois il est supérieur à la valeur souhaitée.

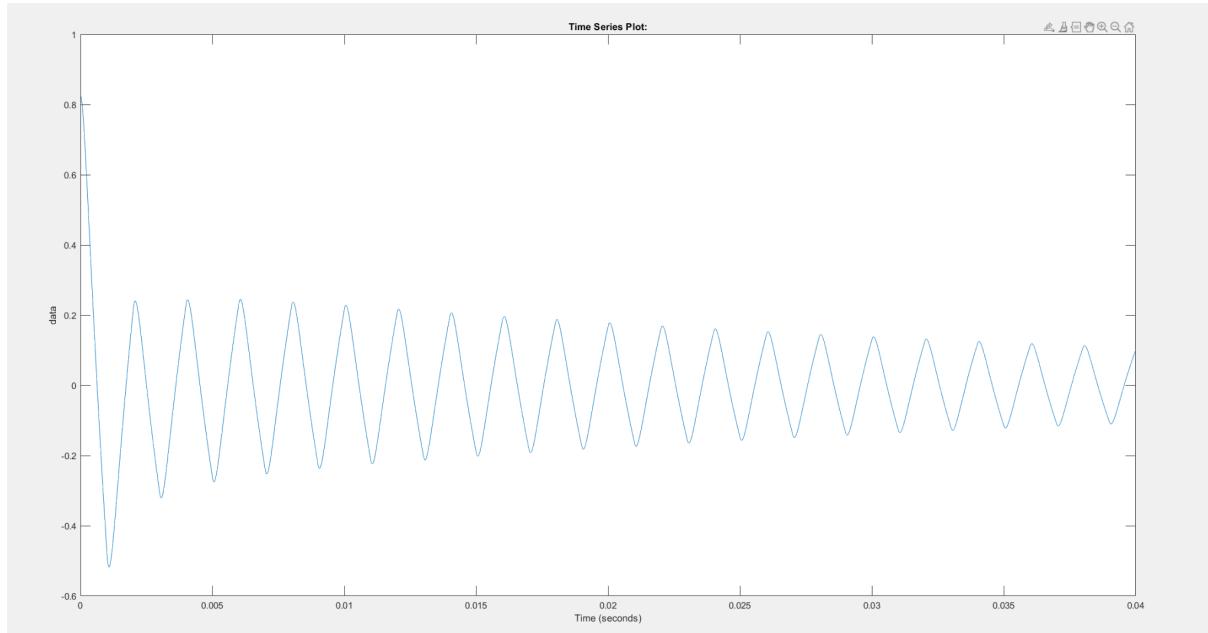


Enfin, l'erreur se stabilise à zéro comme on le souhaitait. On voit également qu'il y a un ‘undershoot’ dû à la saturation.



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

a voir quoi mettre ici
faire manip avec prof

3.2. Implémentation du correcteur

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 1/fe

//constantes de temps du correcteur
#define to L/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
//=====

int Courant_1,Cons_In, e_n_ADC;
float Cons_In_Test;
float e_n, s_n;
float e_n_1 = 3.3 ; // on commence avec une erreur maximale ?????????????? c'est 1.65 ou 3.3
float s_n_1 = 0; //on se place à 50% du rapport cyclique
float rapport_PWM;

void IT_Principale(void)
{
    //Acquisition de la consigne et du courant
    Cons_In=Entree_3V3();
    Cons_In_Test=0.1; // pour le test
    Courant_1=I1();
    |

    //Calcul de epsilon=consigne-courant
    //e_n_ADC=Cons_In-Courant_1;
    e_n_ADC=Cons_In_Test-Courant_1; // pour le test
    //conversion
    e_n=e_n_ADC*3.3/4095;

    //Calcul de s(n)
    s_n=s_n_1+a0*e_n+al*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;
}

```

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

Vérification en simulation

à faire la prochaine fois

3.3. Essais du correcteur

Annexe - VOCABULAIRE

Moteur :

- Puissance nominale : 100W
- Moteur à CC : fragile par son collecteur,
- Dans un moteur électrique : que des machines synchrones, asynchrones.

Excursion de tension ? (commande de gaz) ?

Spire :

- Un élément de stockage d'énergie.
- Pour un *condensateur* $\frac{1}{2} Cv^2$, ne pas faire d'échelon de *tension* sur un condensateur !
- Pour une *bobine* : $\frac{1}{2} Li^2$, ne pas faire d'échelon de *courant* sur une bobine.

Couple :

- Forces tangentielles qui font avancer le moteur
- Courant crée le couple qui crée la rotation qui crée la fem
- Crée la force de la voiture.
- Équivalent de la force en rectiligne mais en vitesse de rotation
- Imposer un couple revient à imposer une accélération à un système.

Vitesse de rotation : provoquée par la charge qu'on met sur le système

Hacheur :

- interface électronique qui permet de passer une PWM de 0W d'un microcontrôleur à une PWM de 100W (avec un rendement de 95%), un convertisseur de puissance.

Hacheur à 2 interrupteurs/quadrants

- Le hacheur se comporte comme une véritable source de tension R délivrant des créneaux de rapport cyclique variable. Il impose donc la tension à l'induit du moteur

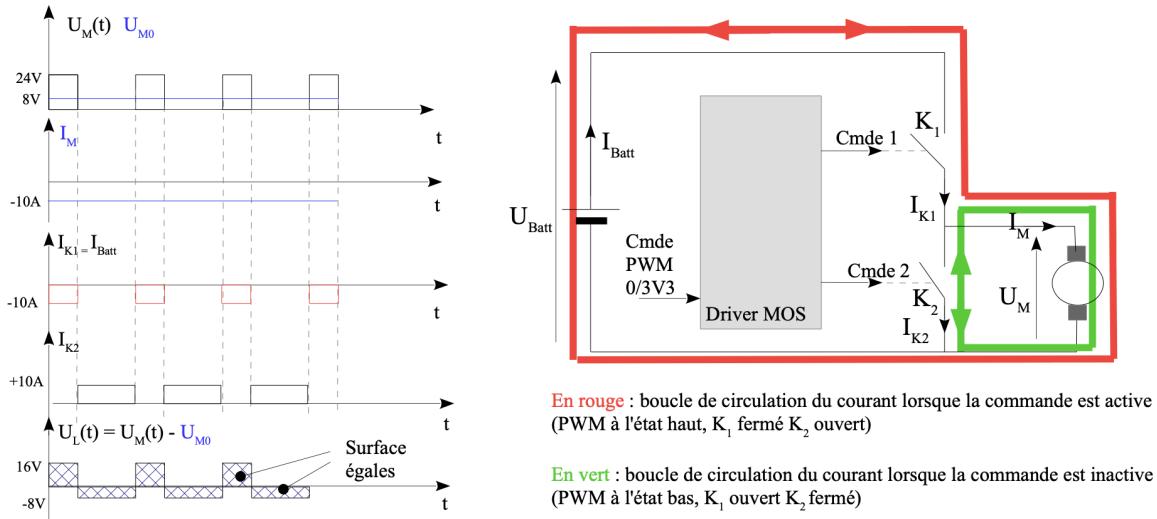


Figure 8 : chronogrammes complets dans le cas d'un hacheur à deux interrupteurs sur charge R,L,E et circulation des courants

NB: les parcours de courant rouge/vert dépendent de la commande. Pour un parcours donné, le sens du courant dépend du courant d'induit (donc de la charge mécanique).

- Tension moyenne au bord de l'inductance L nulle : $U_{L0} = 0$
- La tension à une forme carrée → le courant à une forme triangulaire
- Puissance batterie $P_{Batt} = U_{Batt} \cdot \alpha \cdot I_M$
- Puissance moteur : $P_{Mot} = \alpha \cdot U_{Batt} \cdot I_M + \text{Rendement de } 100\%$ (seule perte = résistance du moteur)

⇒ Le hacheur à deux interrupteurs réversibles en courant se comporte comme un générateur de tension pouvant laisser circuler librement le courant moyen dans un sens ou dans l'autre. Il permet donc de fournir ou de récupérer de la puissance. Par contre, la tension est **uniquement positive**, on ne peut donc pas l'utiliser dans une application où le moteur électrique doit tourner en sens inverse. ⇒ On fait un hacheur à 4 interrupteurs

Hacheur à 4 interrupteurs/quadrants :

- Exploiter un autre bras, identique au précédent mais imposant lui aussi une tension positive. Il suffit de connecter la charge aux bornes de ces deux bras pour disposer d'une tension positive ou négative, selon les valeurs des tensions moyennes de chaque bras.
- On a $\alpha_A = \text{rapport cyclique de } A$ $U_{M0} = U_{Batt} \cdot (2 \cdot \alpha_A - 1)$

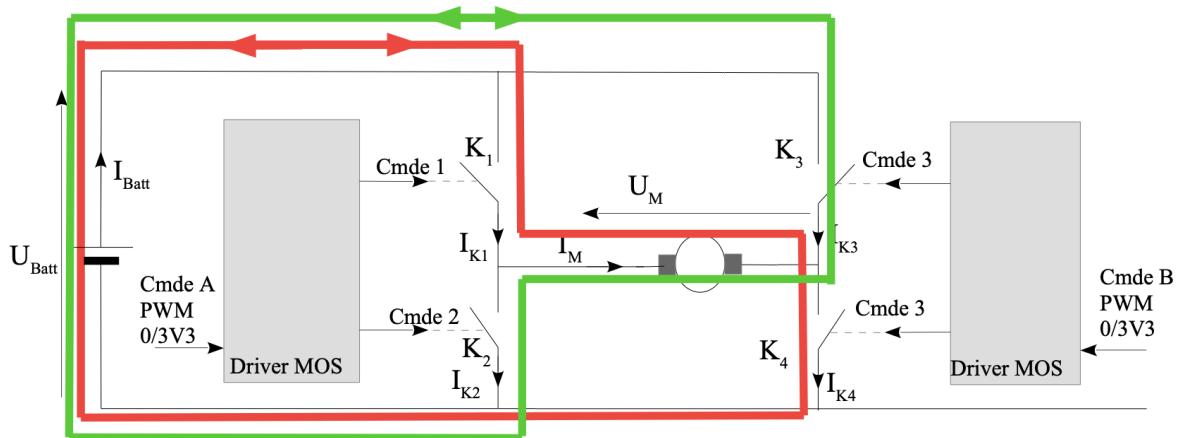
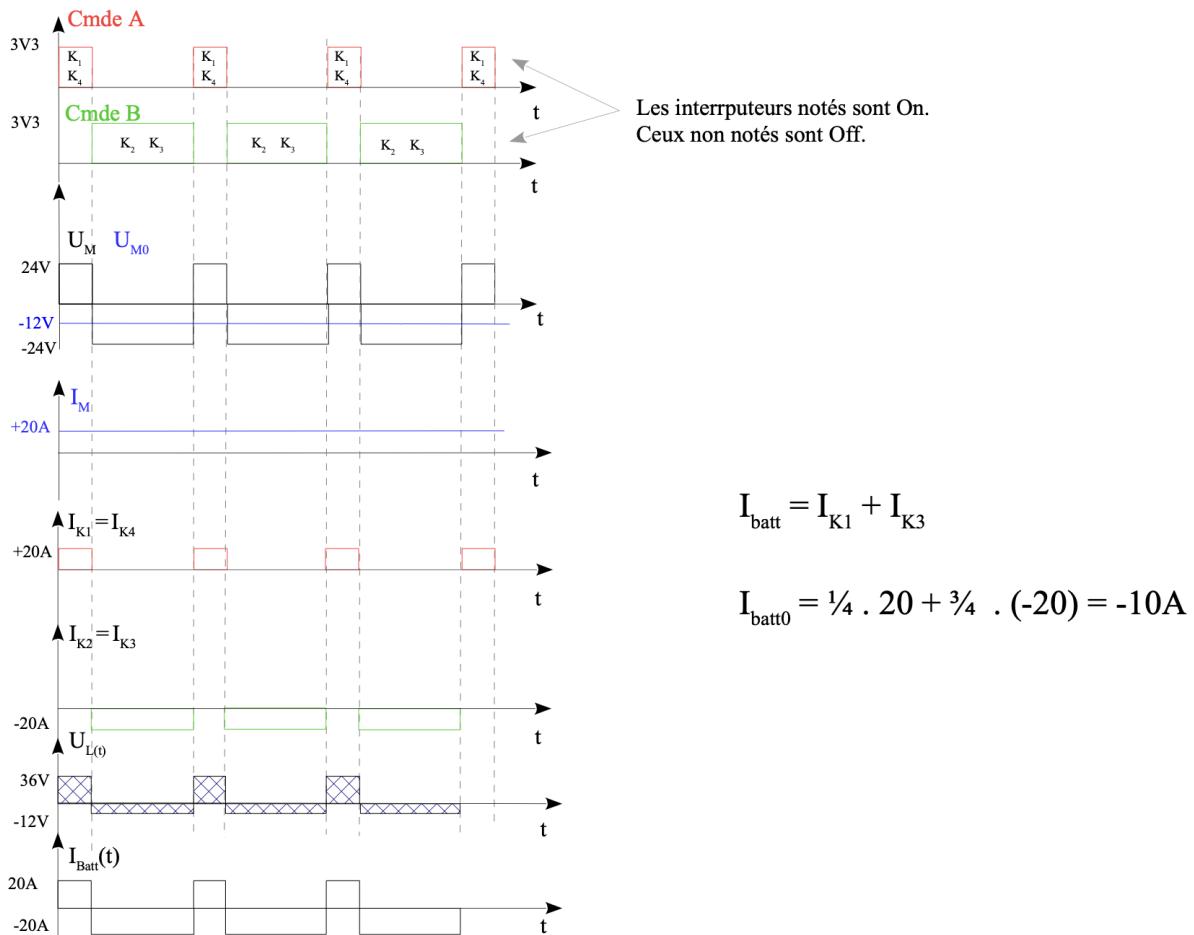


Figure 11 : Circulation des courants pour la commande bipolaire (Cmde A et B complémentaire)



$$\Rightarrow P_M = P_{\text{Batt}}$$

Résumé :

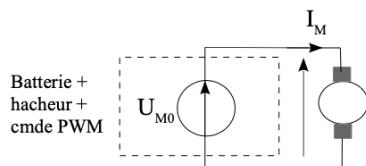
Un hacheur permet d'injecter de la puissance à une charge avec un **rendement proche de 100%** (cas des interrupteurs idéaux). Il permet en particulier de **contrôler la tension** en agissant sur le rapport cyclique de sa commande **PWM**.

Il est composé d'interrupteurs commutés tout ou rien. On peut trouver des hacheurs à 2 interrupteurs ou 4 interrupteurs. Selon le type, on peut générer une tension uniquement positive ou bipolaire. On parle alors de hacheur simple quadrants, double quadrants ou 4 quadrants.

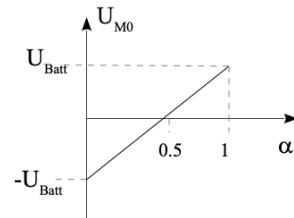
La **charge** utilisée dans un hacheur de tension (cas de notre étude) doit être **inductive** afin d'obtenir un courant lisse (continu) et un comportement de source de courant (la charge impose le courant).

Dès lors que l'on s'est assuré que le courant est bien lissé dans la charge (bien adapter la fréquence PWM vis à vis de l'inductance de charge), le hacheur peut avantageusement être analysé globalement aux valeurs moyennes sans plus se préoccuper du découpage.

On pourra adopter le schéma équivalent en valeurs moyennes suivant (la source de tension U_{M0} représente la batterie + hacheur à 4 interrupteurs réversibles en courant) :

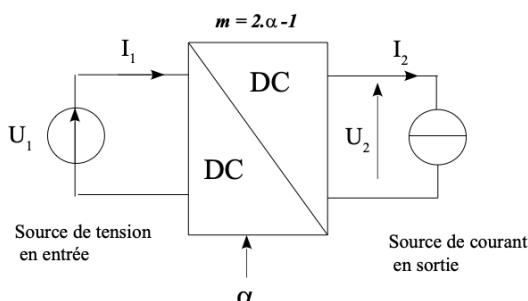


Réglage de la tension moyenne (Hacheur 4Q):



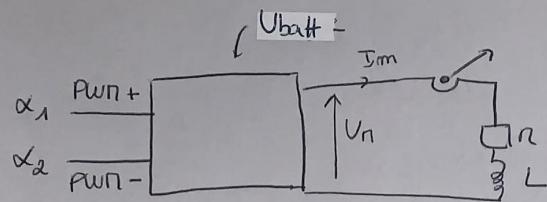
$$U_{M0} = U_{Batt} \cdot (2.\alpha - 1)$$

Enfin, il est intéressant de voir le hacheur comme un **transformateur qui fonctionne en continu** dont le **rapport de transformation** est $m = 2.\alpha - 1$:



Relation tension :
 $U_2 = (2.\alpha - 1).U_1$

Relation courant :
 $I_1 = (2.\alpha - 1).I_2$

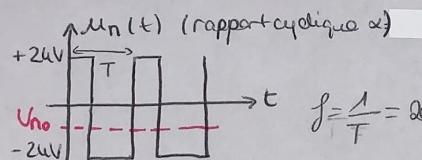


Quelque soit la charge (R_L), la tension U_n sera tjs la m^e car elle d^ép^{en}de du rapport cyclique.

2 bras ($\frac{1 \text{ pr tension}}{2}$) \Rightarrow 2 commandes.

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha \\ \alpha_2 = 1 - \alpha \end{cases}$$

$$f = \frac{1}{T} = 20 \text{ Hz}$$



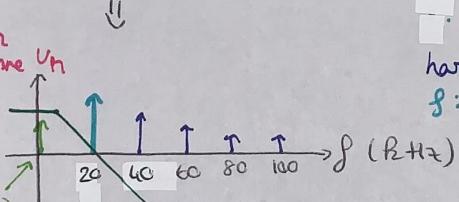
$$\frac{I_m(p)}{U_n(p)} = \frac{K}{1 + Z_p}$$

le L et R font office d'un passe bas.
qui ne garde que la fondamentale f

$$\begin{cases} \alpha > 0,5 \Rightarrow U_{n0} > 0 \\ \alpha < 0,5 \Rightarrow U_{n0} < 0 \end{cases}$$

valeur moyenne U_n

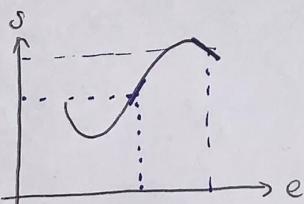
vient de la composante continue (d^ép^{en}de α)



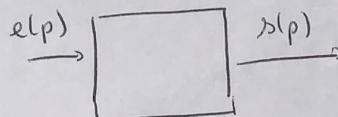
harmoniques multiples de 20 Hz
 f : fondamentale à 20 Hz

filtre L, R .

Σ NON LINÉAIRE



On regarde et linéarise autour des points de repos



$$\begin{aligned} e(t) &= e_0 + \tilde{e}(t) \\ s(t) &= s_0 + \tilde{s}(t) \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} e(t) &= e_0 + \tilde{e}(t) \\ s(t) &= s_0 + \tilde{s}(t) \end{aligned} \right\} \text{valeur moyenne } = 0 \text{ C}$$

trouver ça pour chaque bloc

$$e(p) = \mathcal{L}(\tilde{e}(t))$$

Δ