

Rapport du BE Trottinette

1. Objectifs et compétences développées

Les objectifs du Be sont les suivants :

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

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

Première approche

Une fois le dossier lu, nous avons répondu aux questions suivantes :

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

Ce qui est dangereux est le courant. Le seuil de non lâcher c'est 8/10mA. Or 30 mA c'est KO. Donc ce qui tue est le courant mais il faut comprendre que nous sommes une résistance. Alors U/R donne un courant très faible que nous n'allons pas apercevoir. Il y a que la peau qui nous protège, alors avec un courant très élevé la résistance n'existe plus et KO. Les tensions doivent être en dessous de 60 V DC.

Danger salle de TP: brûlures, explosion d'un composant sur le visage.

b. Quelle sont la tension, le courant, la puissance nominales du moteur ? De quel type s'agit-il ?

Tension nominale: 24 V

Courant max: 10 A

Puissance nominale: 100 Watts environ

$P_{max}=VI=240\text{ W}$

Type du moteur: à courant continu.

c. 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.

Comme tous les moteurs électriques, la machine à courant continu doit être considérée comme un générateur de couple. Ce couple est alors transmis à la charge qui peut entrer en rotation. Par conséquent, afin de réaliser un asservissement du couple revient à réaliser un asservissement en courant. Nous voulons réaliser un asservissement en courant parce que, tel que nous l'avons dit auparavant, nous ne pouvons pas attaquer un moteur en tension car sinon la puissance du composant est énorme et boom.

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

La consigne du système est un angle en Radian. Nous allons donner un angle à la manette et celle-ci la convertit en tension qui va être donnée au contrôleur.

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

Courant en Ampère.

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

Commande PWM

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

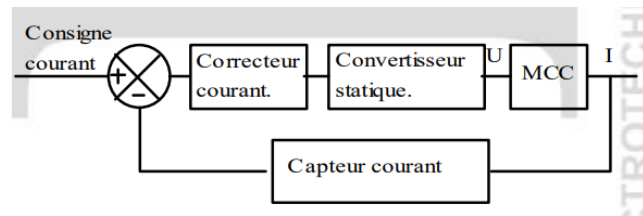
- g. L'asservissement de couple (comme de vitesse) se fait par la comparaison entre la grandeur de consigne et la grandeur physique que l'on veut asservir. Ces deux grandeurs, à l'entrée du μC , doivent donc avoir la même dimension pour pouvoir être comparées. Laquelle ? Quel est le capteur de consigne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

C'est une tension.

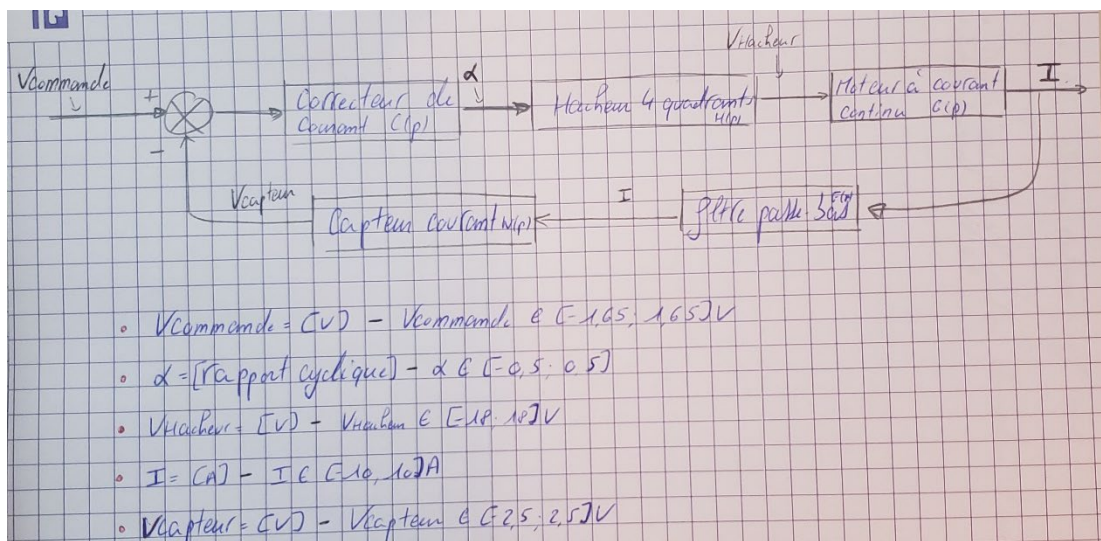
Capteur de consigne : manette.

Capteur de la grandeur physique : capteur de courant.

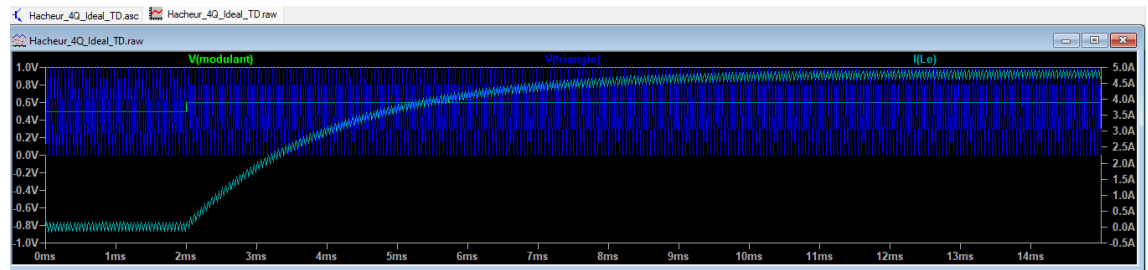
- h. Dessiner un premier schéma, une première boucle de régulation en nommant chaque bloc.



- i. Parvenir à un schéma bloc de Laplace. Vous pourrez consulter le document "Inroduction_Hacheur.pdf" afin de parfaire la modélisation. A ce stade, l'intérieur des blocs n'est pas encore exigé. Par contre il faut être clair et précis sur les entrées et sorties de chaque bloc (nom, unité, excursion). Faire valider par l'enseignant.

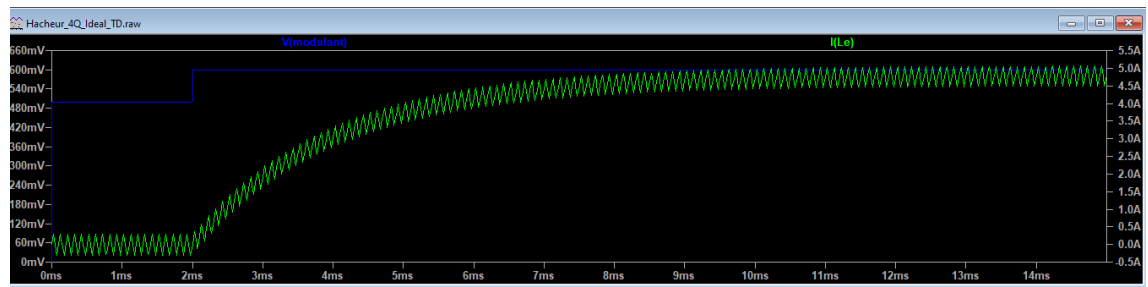


Une fois les questions répondues, nous avons analysé le fichier LTSpice qui se trouve sur Moodle. Le fichier LTSpice simule un pont H simplifié. Ce dernier est constitué d'un modulant (la commande, dans ce cas il s'agit d'un échelon) et d'un signal triangle afin de réaliser une PWM et pouvoir contrôler un moteur, ici simulé par une inductance, une résistance et d'une source de tension E. Lorsque nous lançons la simulation, à l'instant où l'échelon est généré, le courant I tend rapidement vers la commande.

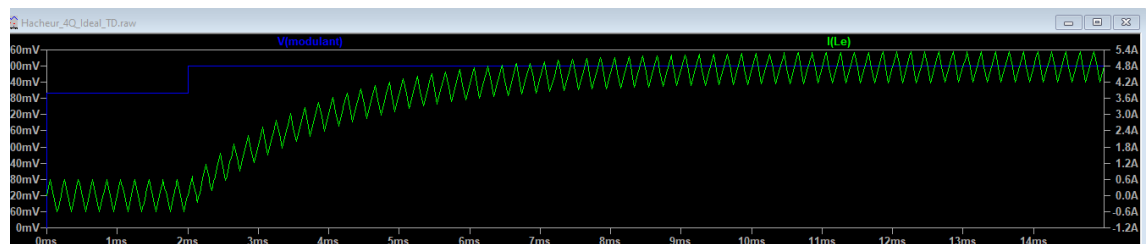


Simulation avec une fréquence de 20 KHz

Nous avons aussi joué un peu avec la fréquence. Voici les résultats observés :



Simulation avec une fréquence de 10 KHz



Simulation avec une fréquence de 5 KHz

Nous observons que plus la fréquence augmente, moins propre est le courant de sortie (plus les dents de scie sont significatives).

Asservissement dans le domaine continu

A. Achèvement de la modélisation

Dans la suite, nous donnerons les détails de chacun des blocs de Laplace du schéma bloc trouvé précédemment.

Tout d'abord, voici les spécifications demandées pour l'asservissement du 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

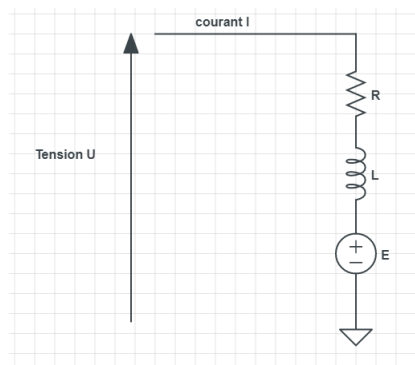
Et les fonctions de transfert que nous devons identifier sont les suivantes :

- MCC.
- Hacheur.
- Capteur de courant.
- Filtre.
- Correcteur.

a. Le moteur

Commençons par la fonction de transfert du MCC.

Le moteur peut être modélisé tel que :



Modèle du moteur.

Nous avons :

$$I = \frac{U - E}{R + Lp}$$

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

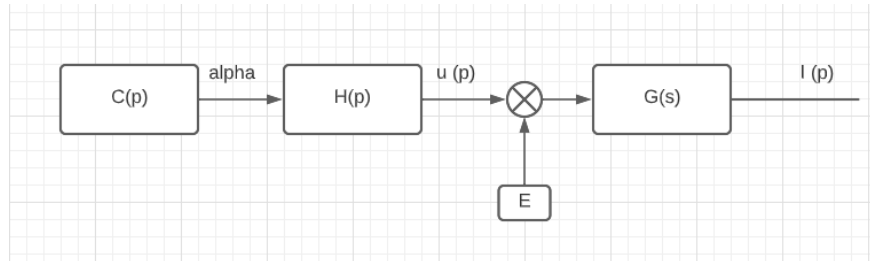
Or, tel que nous pouvons nous rendre compte que le terme E nous ne l'avions pas inclus dans notre schéma bloc initial.

Le terme (U-E) pourrait se traduire comme un sommateur dans le schéma bloc.

Posons G(p) tel que :

$$G(p) = \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R}p}$$

Nous obtenons alors le schéma bloc simplifié suivant :



*Schéma bloc (1).
Avec E proportionnel à la vitesse.*

Or, nous devons vérifier que $u(p)$ est indépendant de E afin de pouvoir considérer E comme une perturbation.

Par conséquent, on ne peut pas simplifier E car il est proportionnel à la vitesse. Or, la vitesse ω dépend du couple moteur et du couple mécanique (ça dépend si la trottinette est en montée ou en descente). Donc, le schéma bloc (1) doit être modifié. Voici une deuxième version :

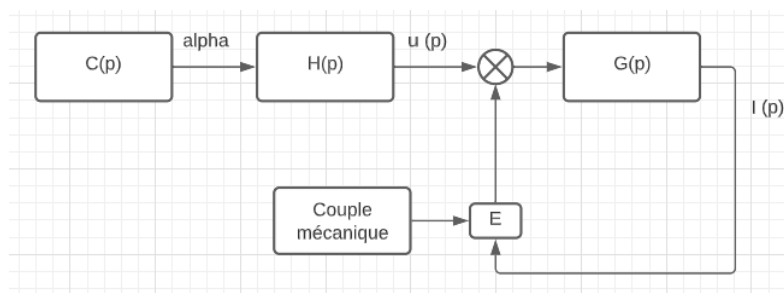


Schéma Bloc (2).

Malheureusement, nous sommes en train de compliquer beaucoup l'affaire. Certes $E(p)$ dépend des couples mécanique et moteur mais le changement est très lent par rapport au bloc que nous avons défini tel que $G(s)$ qui a une constante de temps égale à L/R très rapide. Nous allons donc considérer dans la suite que $E(p)$ est indépendante. Par conséquent, E peut être considérée comme une perturbation externe contre laquelle le système va lutter.

Puis, en ce qui concerne l'étude de la stabilité du système, nous considérons $E=0$ à l'état initial. De plus, puisque notre correcteur sera constitué entre autres d'un intégrateur, nous verrons par la suite que le rejet de cette perturbation se fait directement.

Finalement, la fonction de transfert du moteur s'écrit alors :

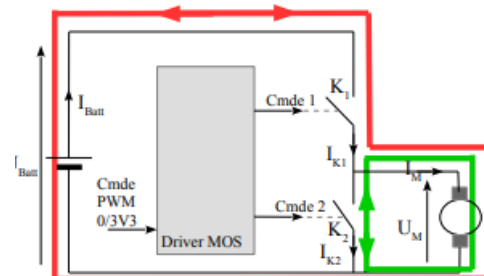
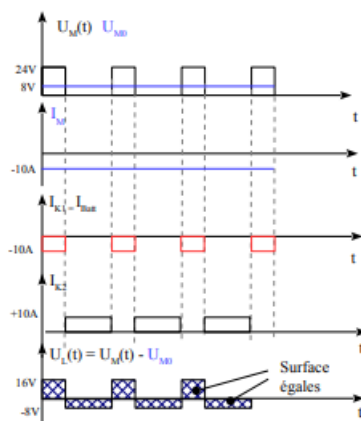
$$G(p) = \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R}p}$$

b. Hacheur

Afin de réguler le couple de notre moteur à courant continu, on souhaite pouvoir faire varier la tension appliquée à ce dernier en entrée. Dans ce but, nous avons découvert la solution du « Hacheur », bien plus appropriée qu'une gestion de la tension via un pont diviseur à résistance variable.

En effet, l'idée du pont diviseur à résistance variable n'est pas viable car la résistance induirait une forte puissance dissipée, baissant drastiquement le rendement du système !

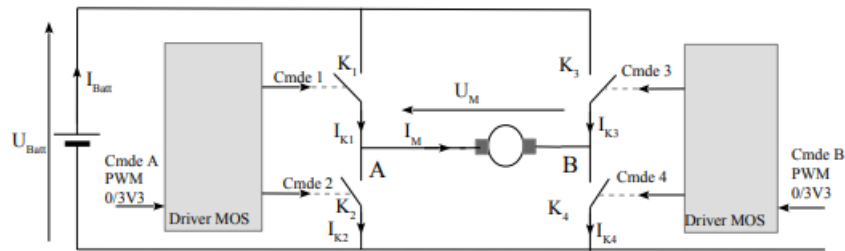
C'est alors que le principe du « Hacheur » entre en jeu. Celui-ci est composé de deux interrupteurs pilotés en oppositions de phase, permettant un contrôle de la tension en sortie sans dissipation de puissance, car les interrupteurs n'en souffrent pas, contrairement aux résistances. Les ouvertures et fermetures des interrupteurs sont guidés par une commande PWM, dont le rapport cyclique module la valeur de la tension de sortie.



A travers ce montage, nous avons créé une cellule capable de fournir ou récupérer de la puissance, donc accélérer et freiner, mais également de faire varier la tension de sa sortie en fonction du rapport cyclique d'une PWM, mais nous sommes toujours confrontés à un problème.

En effet, la tension dont nous disposons en sortie est uniquement positive, ce qui ne nous permet pas de faire tourner le moteur à courant continu en sens inverse, ce qui peut s'avérer être nécessaire pour faire une marche arrière.

Dans ce cas, on met en place deux cellules de commutation (cellule deux interrupteurs vue plus haut) connectées l'une à l'autre via leurs bornes, produisant au final une tension positive ou négative en sortie en fonction de la tension moyenne de chaque bras. => Hacheur 4 quadrants



On se retrouve avec une tension moyenne : $U_{M0} = U_{Batt} \cdot (2 \cdot \alpha_A - 1)$

c. Le capteur courant

Tout d'abord, nous nous sommes posé la question suivante : quel est l'intérêt d'utiliser un capteur courant pour le fonctionnement du moteur à courant continu?

Nous voulons asservir en courant continu. Or, le moteur que nous avons considéré ci-dessus fonctionne seulement avec une entrée sinusoïdale.

L'idée révolutionnaire qui vient répondre à cette question est la suivante : insérer un capteur courant à effet Hall. Le capteur de courant à effet Hall est un type de capteur de courant exploitant l'effet Hall pour produire une tension qui est l'image exacte (avec un facteur de proportionnalité connu) du courant à mesurer ou à visualiser.

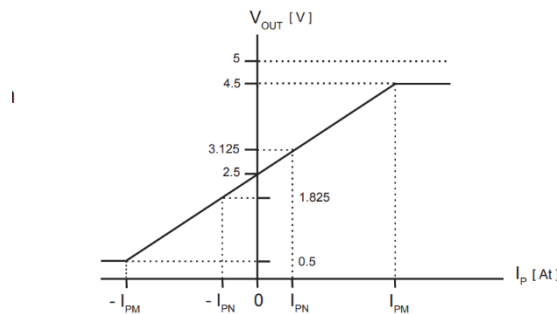
Tel que nous l'avons expliqué auparavant, nous voulons un champ magnétique nul. Donc, la contre-réaction mise en place grâce au capteur courant va s'occuper de ceci.

Une fois cela a été réalisé, notre moteur peut fonctionner tel que nous le souhaitons. De plus, cette structure nous permet non seulement de travailler en continu mais de mesurer le courant.

Rappel : la sensibilité du capteur va dépendre du nombre de spires. Si nous avons trois spires, nous pouvons les mettre en série mais aussi en parallèle afin d'utiliser qu'une seule. Dans notre cas, nous utilisons qu'une seule spire.

En regardant la datasheet du capteur LTS6-NP, nous avons repéré que le capteur à un offset de 2,5V et une sensibilité de 104.16 mV/A. Nous remarquons que notre courant de sortie du moteur (compris entre 10 A) est en accord avec les spécificités du courant maximal du capteur (nous n'atteignons pas la zone de saturation).

Output Voltage - Primary Current



Sensibilité du capteur extraite de la datasheet.

Par conséquent le bloc du capteur peut s'écrire comme un gain à :

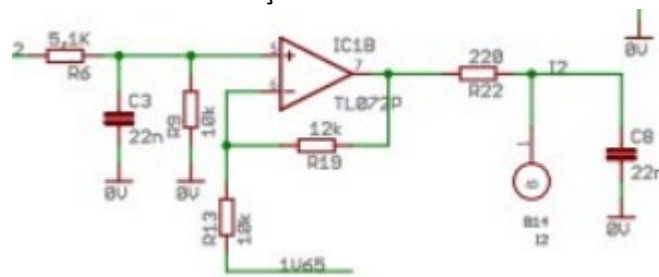
$$N(p) = 0,10416$$

d. Le filtre

Après avoir regardé en détail le schéma électronique de la carte contrôleur de puissance, nous avons identifié le filtre. Le filtre va s'en charger d'enlever les hautes fréquences qui viennent perturber l'ADC. En électronique numérique, les filtres analogiques sont parfois nécessaires avant la conversion analogique-numérique, d'où la nécessité d'insérer un filtre anti repliement.

La plus haute fréquence que le filtre laissera passer sera : $F_e/2$ (critère de Nyquist).

Voici comment le filtre a été conçu :



Nous retrouvons la fonction de transfert du filtre ainsi que les constantes de temps à partir du schéma ci-dessus.

En posant « y » la tension à la sortie de l'AOP (en amont de la résistance R_{22}), nous avons :

$$\begin{cases} u_- = \frac{R_{19}}{R_{13} + R_{19}} y \\ V_{out} = \frac{1/C_8 p}{R_{22} + \frac{1}{C_8 p}} y \\ u_+ = \frac{C_3 // R_9}{R_1 + C_3 // R_9} \end{cases}$$

Sachant que $u_- = u_+$ parce que nous travaillons en mode linéaire, nous arrivons à l'expression suivante entre U_e , la tension d'entrée, et V_{out} , la tension de sortie (qui correspond à l'entrée de l'ADC).

$$F(p) = \frac{V_{out}}{U_e} = K_f \frac{1}{(t_1 p + 1)(t_2 p + 1)}$$

Avec K_f le gain de la fonction de transfert et t_1 et t_2 les constantes de temps.

Résultats de l'application numérique :

$$\begin{aligned} K_f &= 1,46 \\ t_1 &= 7,43 * 10^{-5} \\ t_2 &= 4,84 * 10^{-6} \end{aligned}$$

e. Le correcteur

L'implémentation du correcteur est une étape délicate.

Revenons au schéma bloc suivant :

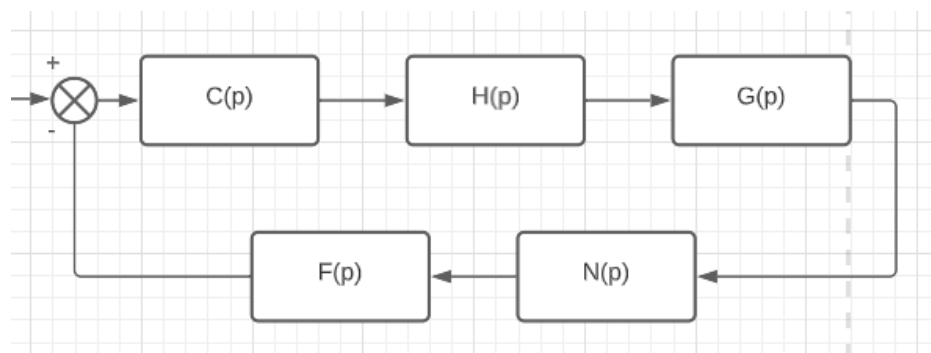


Schéma bloc simplifié du système.

Nous voulons assurer le courant avec le capteur et le filtre. Or si le capteur a des défaillances, ceci peut être une catastrophe pour la régulation en courant. C'est pour cette raison que dans la vraie vie, deux capteurs de courant sont, au minimum, placés en parallèle afin d'assurer les possibles défaillances.

Prérequis :

En traçant le module de la FTBO, nous obtenons le gain en dB. Plus notre amplification est grande en boucle ouverte, plus petite sera l'erreur en boucle fermée. D'où que nous cherchons à avoir un gain monstrueux afin d'obtenir une erreur quasi nulle en boucle fermée. Or, si nous augmentons davantage le gain, la fréquence de transition sera décalée vers la droite, ce qui aura un impact dans notre marge de phase et par conséquent sur la stabilité du système.

En traçant la phase nous pouvons en déduire la stabilité de notre système. Notre système sera stable si à la fréquence de coupure notre marge de phase est supérieure à 45° . Plus cette marge de phase est élevée, plus notre système est stable. Nous cherchons d'habitude à avoir une marge de phase supérieure à 45° .

Considérons $T(p)$ la fonction de transfert englobant les fonctions de transfert du moteur, de l'hacheur, du correcteur et du filtre.

$T(p)$ s'écrit :

$$T(p) = \frac{K}{(t_m p + 1)(t_1 p + 1)(t_2 p + 1)}$$

Avec K le gain global

Avec t_m la constante de temps du moteur.

Avec t_1 et t_2 les constantes de temps reliés aux condensateurs du conditionnement.

Nous avons trois fréquences de coupure :

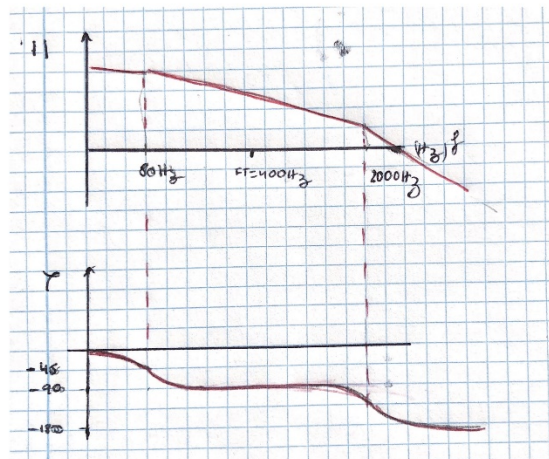
$$f_m = 80 \text{ Hz}$$

$$f_1 = 2 \text{ KHz}$$

$$f_2 = 30 \text{ KHz}$$

La troisième fréquence de coupure est très éloignée des deux autres. Par conséquent, elle sera négligée dans la suite.

Nous avons schématisé le système :



Nous pouvons remarquer que notre système est inconditionnellement stable puisque nous n'atteignons jamais une phase de -180° .

Tel que nous avons rappelé précédemment, nous cherchons à augmenter le gain K afin de réduire l'erreur en boucle fermée. Nous remarquons qu'en réalisant ceci, la fréquence de coupure est décalée vers la gauche, ce qui se traduit par un bénéfice en termes de marge de phase. Et donc de stabilité. Alors, pour atteindre une marge de phase supérieure à 45° , nous devons utiliser, au minimum, un correcteur proportionnel.

Nous avons répondu à une partie des spécifications. Or, nous voulons une erreur nulle en boucle fermée. Et un correcteur proportionnel n'est pas suffisant. En effet, c'est la partie intégratrice d'un correcteur proportionnel qui va répondre à nos exigences. Malheureusement, utiliser un intégrateur s'accompagne d'un ajout d'un déphasage de -90° et par la suite d'un risque d'instabilité vis-à-vis de la

marge de phase. Or, tel que nous avons mentionné auparavant, celle-là devrait suffire.

En résumé, notre correcteur sera constitué d'un proportionnel et d'un intégrateur. La fonction de transfert équivalente est la suivante :

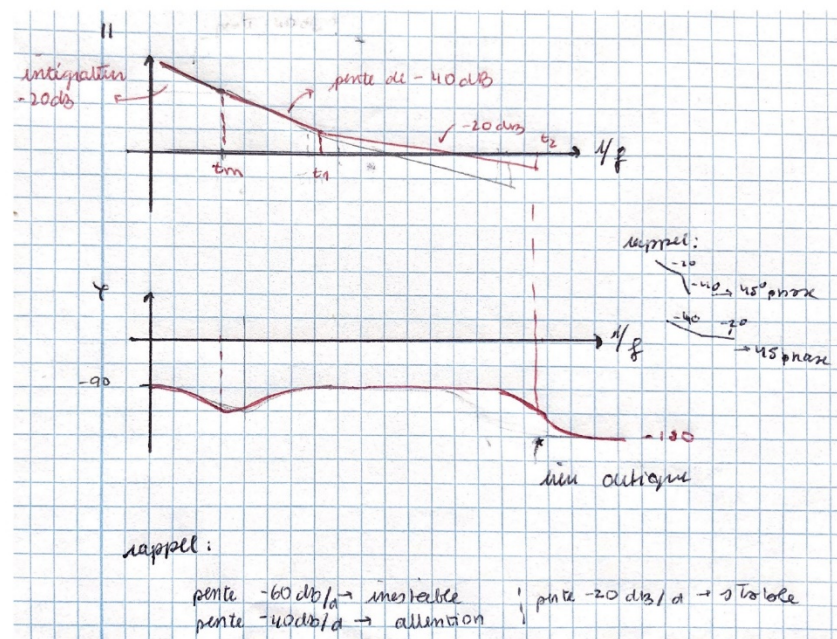
$$C(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right)$$

Laquelle peut s'écrire aussi :

$$C(p) = \frac{1 + T_i p}{T_c p}$$

avec $T_c = \frac{T_i}{K}$

La FTBO du système avec le correcteur est la suivante :



Il ne manquerait que choisir les constantes de temps du correcteur.

Simplifions à nouveau le système sans correcteur tel que :

$$T_1(p) = \frac{K}{(t_m p + 1)(t_1 p + 1)}$$

Ce qui donne la fonction de transfert suivante (avec correcteur) en BO :

$$\frac{K (1 + T_i p)}{T_c p (t_m p + 1)(t_1 p + 1)}$$

Nous utilisons la définition de fréquence de transition pour trouver T_c :

$$|\text{module BO}|=1$$

Sachant que :

$$\frac{(1 + T_i p)}{(t_m p + 1)} \cong \frac{T_i}{(t_m)}$$

$$\frac{1}{(t_1 p + 1)} \cong 1$$

Nous avons :

$$\left| \frac{K T_i}{T_c * p * t_m} \right| = 1$$

Or, si nous choisissons T_i de sorte à compenser t_m (le pôle dominant) afin de réduire un maximum la bosse qui se trouve dans l'allure de la phase du système, nous avons :

$$\left| \frac{K}{T_c * p} \right| = 1$$

Donc

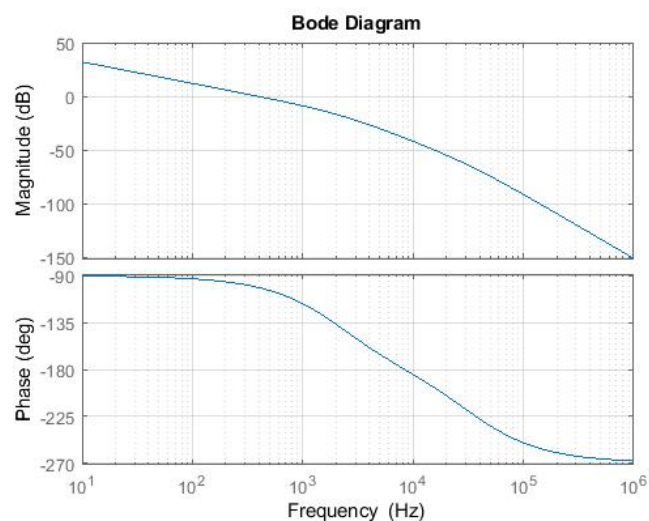
$$T_c = \frac{K}{2\pi f_t}$$

Avec f_t égal à 80 Hz.

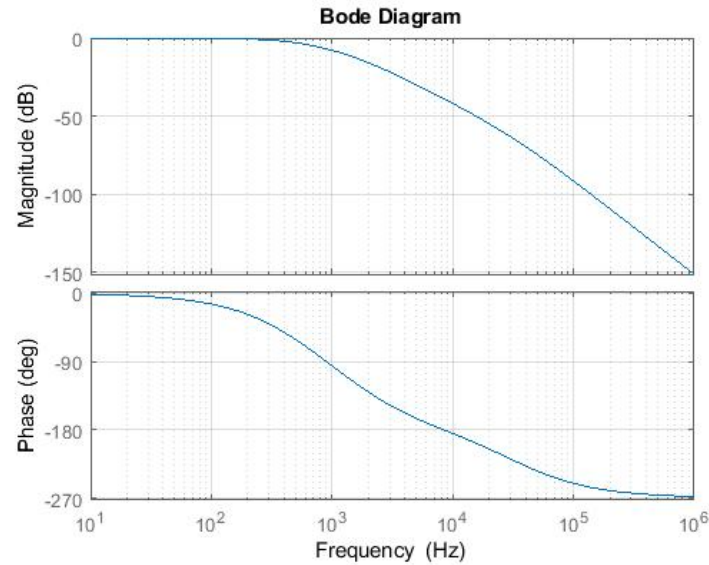
L'application numérique se trouve sur le script Matlab.

B. Vérification Matlab (sans saturateur)

Voici les résultats de la FTBO et de la FTBF de notre système.



Fonction de transfert de notre système en boucle ouverte.



Fonction de transfert de notre système en boucle fermée.

Concernant la marge de phase, nous obtenons une marge de phase aux alentours de 80° en boucle ouverte, la stabilité de notre système en boucle fermée est donc assurée.

Concernant les fréquences de coupure et de transition, nous obtenons une fréquence de coupure égale à 403 Hz en boucle ouverte et une fréquence de transition en boucle fermée égale à 490 Hz environ. Nous pouvons constater que notre fréquence de coupure a été décalée par rapport à la fréquence de transition. Ceci est dû à la jonction des deux approximations autour de la FTBF. La FTBF s'écrit tel que :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO}$$

Lorsque nous sommes au-dessus de 20dB :

$$FTBF \cong 1$$

Et lorsque nous sommes au-dessous de -20dB :

$$FTBF \cong FTBO$$

Par conséquent, la jonction des deux approximations impacte sur la fréquence de coupure en la décalant vers la droite.

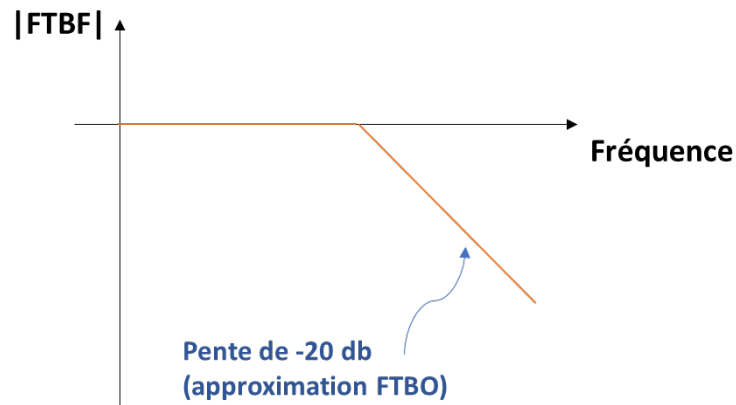


Schéma de la FTBF.

De plus, nous devons ajouter que la qualité de cette jonction est déterminée étroitement par la marge de phase de notre système en boucle ouverte. Une bonne marge de phase est synonyme de petites oscillations, voir pas de résonance.

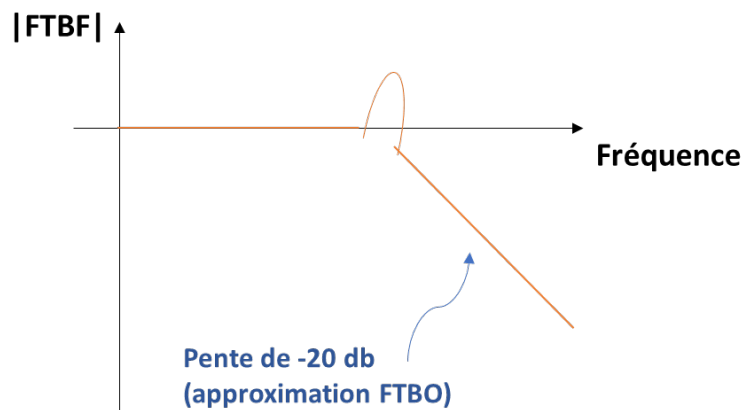
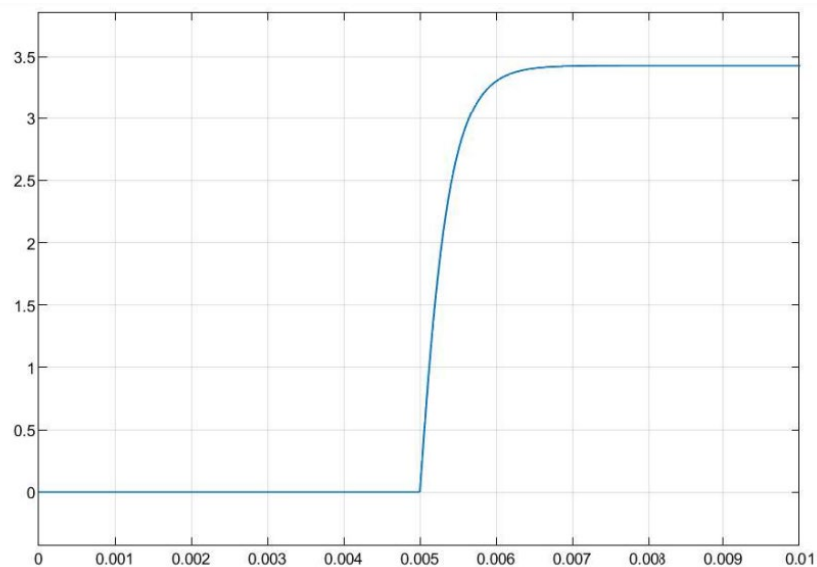


Schéma illustratif montrant l'apparition de résonances si la marge de phase n'est pas suffisante.

Finalement, il ne resterait que commenter la réponse indicielle à un échelon d'entrée. Nous n'observons ni d'oscillations ni de dépassement. Tel que nous avons expliqué auparavant, nous avons pu obtenir cela grâce à une large marge de phase. Notre système se comporte alors comme attendu.

C. Vérification de la fréquence de coupure en boucle fermée à partir d'une réponse indicielle

Nous avons aussi mené une vérification de la fréquence de coupure à partir de la réponse indicielle de notre système Simulink. Nous devons préciser que la procédure effectuée est-elle possible parce que nous pouvons considérer notre système tel qu'un premier ordre grâce à l'absence d'oscillations.



Réponse indicielle de notre système sans saturateur.

Nous pouvons remarquer l'absence d'oscillations : le système tend vers une valeur sans la dépasser.

La procédure de vérification de la fréquence de coupure est donc la suivante :

Une fois trouvé τ , la fréquence de coupure en boucle fermée est définie telle que la fréquence à laquelle nous obtenons un gain de -3db :

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{1 + j\tau\omega} \right| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2\omega^2}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \Leftrightarrow \tau^2\omega^2 &= 1 \\ \omega &= \frac{1}{\tau} \\ f_{\text{coupure}} &= \frac{1}{2 * \pi * \tau} \end{aligned}$$

Avec $\tau = 325,232 \mu s$, nous obtenons :

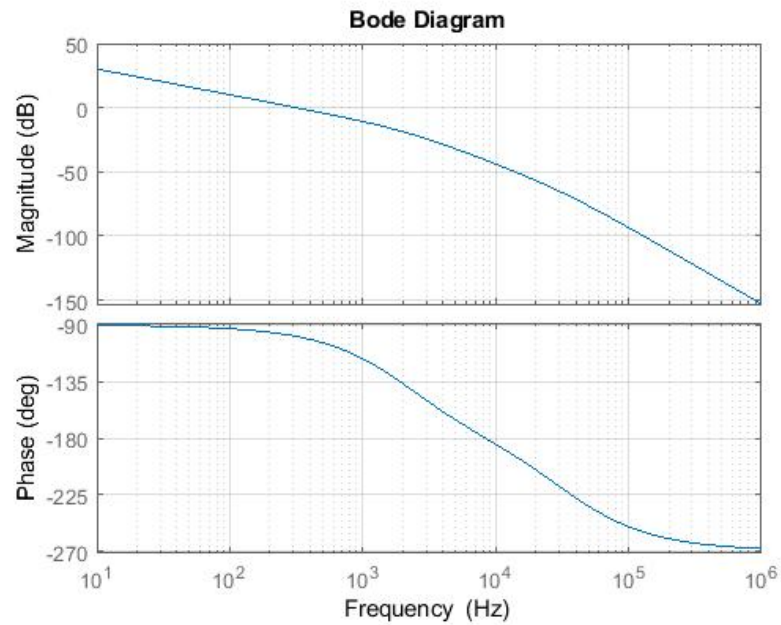
$$f_{\text{coupure}} = 489 \text{ Hz}$$

Nous obtenons bien la même fréquence de coupure qu'auparavant.

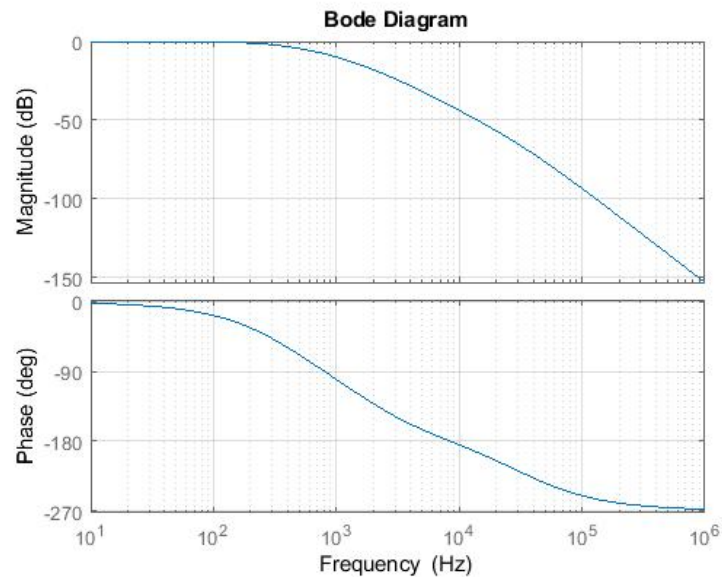
Or, cette fréquence de coupure se rapproche de la limite du cahier des charges (lequel demandait une fréquence de transition comprise dans l'intervalle 300-500Hz). Par conséquent, de sorte à respecter les spécifications du cahier des

charges, nous avons multiplié par $\frac{5}{4}$ la constante de temps t_i du correcteur afin d'obtenir une fréquence de transition aux alentours de 400Hz. Au final nous avons obtenu une fréquence de transition égale à 380 Hz.

Voici les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée du nouveau système :



Fonction de transfert du nouveau système en boucle ouverte.

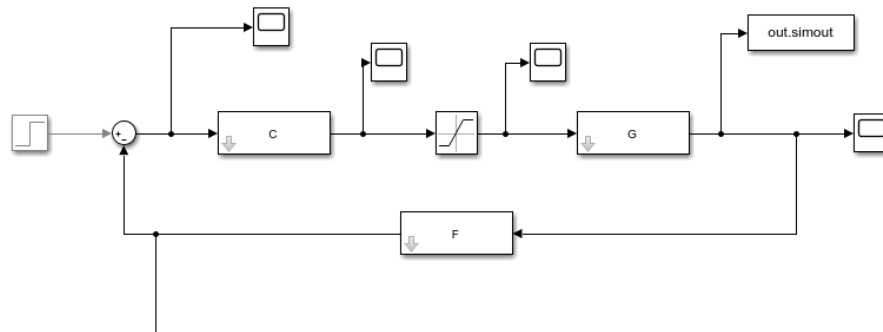


Fonction de transfert du nouveau système en boucle fermée.

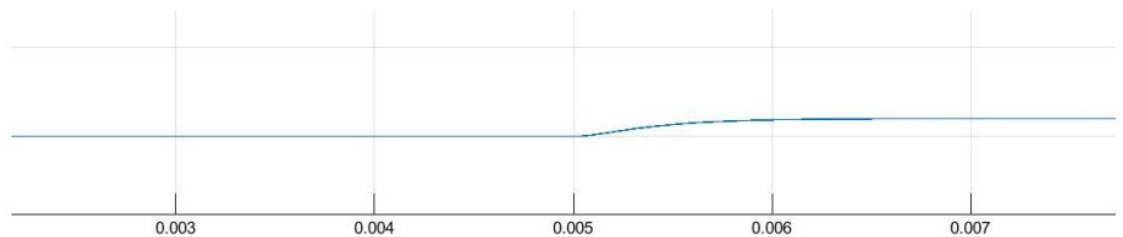
Nous pouvons remarquer que l'amélioration que nous avons réalisée n'impacte pas sur la stabilité du système. Nous gardons encore une marge de phase supérieure à 60° .

D. Vérification Matlab avec saturateur

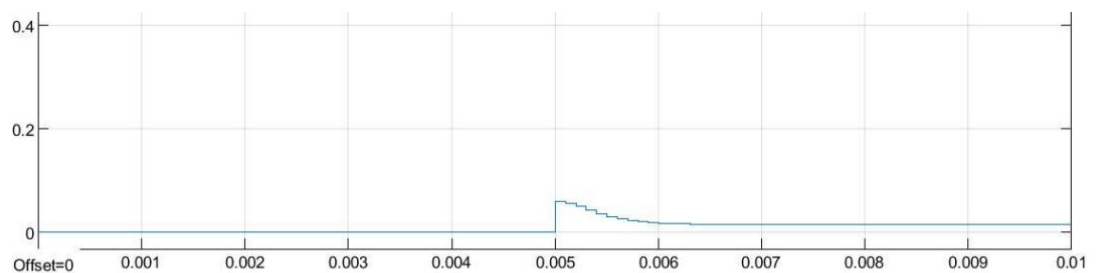
L'ajout d'un saturateur sur notre modèle Simulink est obligatoire afin de respecter les spécifications d' α qui est compris entre $[-50\% ; +50\%]$.



Système Simulink.



Réponse indicielle du système.



Impact du saturateur sur l' α .

Nous pouvons apercevoir sur la réponse indicielle l'apparition de petites oscillations. En effet, nous devons comprendre que nous avons un système lent. Et que le cahier des charges imposé est très demandant. Afin de réduire la résonance nous pouvons descendre la fréquence de transition à 100 Hz. De cette façon, notre système se comporterait comme attendu.

Nous devons préciser que le over shoot n'est pas dû à la marge de phase mais au saturateur ! En effet nous n'avons pas de problème de marge de phase et par conséquent pas de problème de stabilité. En effet, ce qui se passe plus précisément c'est que le correcteur augmente la commande puisqu'il n'est pas au courant qu'un saturateur est situé en aval. Par conséquent, le système se trouve en boucle ouverte pendant quelques instants ! Ce qui se traduit par l'apparition d'oscillations.

De plus, nous avons 11A pour 1,65 V d'entrée. Ceci est dû au fait que le gain de notre filtre n'est pas exactement 0,165.

Asservissement dans le domaine discret (transformée bilinéaire)

Tout d'abord, la question que nous devons nous poser est la suivante : qu'elle est l'utilité de réaliser un asservissement dans le domaine discret ? En effet, tel que nous avons pu réaliser dans les travaux pratiques précédents, un asservissement dans le domaine continu est tout à fait réalisable. Or une fois que tout la carte est imprimée, elle n'est plus modifiable. Or, réaliser un asservissement dans le domaine continu va nous permettre réaliser des modifications instantanées afin de respecter les spécifications. De plus, les filtrages numériques permettent d'obtenir des filtrages très efficaces beaucoup plus facilement que les filtres analogiques, à un coût bien plus faible.

Par conséquent, le but de cette partie est de réaliser un correcteur numérique afin de réaliser un système numérique qui est complètement fidèle au système analogique modélisé auparavant. Pour cela, nous allons rajouter un bloqueur d'ordre 0 à notre correcteur $C(p)$ calculé auparavant.

Démonstration de la formule de la transformation bilinéaire :

L'idée est la suivante : nous allons échantillonner un signal de façon régulière et calculer l'aire parcourue à chaque instant et les ajouter. Nous terminerons par avoir :

$$s(n) = s(n-1) + T_e(e(n-1) + e(n))/2$$

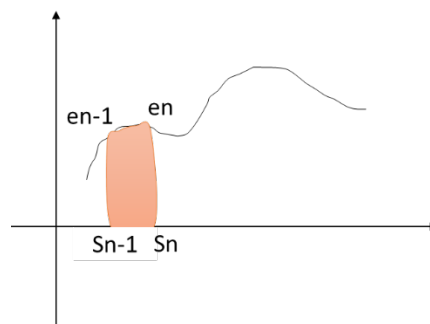


Schéma illustratif pour comprendre la transformation bilinéaire.

Ce qui donne l'équation de récurrence suivante :

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

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

Formule de la transformation bilinéaire.

Echantillonner implique définir une période d'échantillonnage. Afin de réaliser un système numérique fidèle, le critère de Nyquist doit être respecté pour éviter un repliement de spectre :

$$F_e > 2 * F_{max}$$

Dans ce cas, F_{max} est égale à notre fréquence de transition. On cherche à déterminer la fréquence maximale F_{max} qui nous permettra de choisir la période d'échantillonnage T_e (domaine discret). Pour se faire, on analyse la réponse indicielle de notre système en domaine continu (avec C(p)). Notre réponse indicielle ne présente pas d'over shoot flagrant et peut donc être rapprochée d'un système d'ordre 1. On se place alors à 0.63% de la réponse indicielle pour trouver ' τ '.

Le choix de T_e est donc primordial. Une période d'échantillonnage longue se traduit par une transformée bilinéaire infidèle parce que sur une longue durée de temps nous récupérons qu'un seul point. Par opposition, une période d'échantillonnage courte assure une reproduction quasi fidèle du signal continu. Néanmoins, nous ne pouvons pas choisir une période très courte pour deux raisons :

- Un T_e court est synonyme de consommation d'énergie
- T_e ne peut pas être plus petit que la période d'une interruption. En effet si la période de l'interruption est plus grande que celle d'échantillonnage, le NVIC ne pourra pas la traiter correctement parce que sa priorité n'est pas inférieure à celle d'échantillonnage. Par conséquent, l'interruption sera traitée à la fin de cette action. D'où qu'une fois avoir choisi notre période T_e sur Matlab, une vérification des périodes des interruptions sur Keil est donc nécessaire.

Choix de la période d'échantillonnage

Nous avons :

$$F_{max} = F_{transition} = 380Hz$$

$$F_e > 2 * F_{max}$$

$$AN: T_e < 0.0013$$

Au début nous avons testé T_e égal à 0.001 (à une période très proche de la période maximale). Ce qui donnait une réponse indicielle pas de tout lissée. Nous avons donc diminué la période afin de lisser la courbe et nous rapprocher de la réalité.



Réponse indicielle du système.

Implémentation de la régulation du couple

Une fois l'asservissement dans le domaine discret réalisé, nous passons maintenant à l'implémentation de la loi de commande dans le μ contrôleur de la trottinette électrique. Nous avons réalisé à partir des drivers récupérés l'architecture de notre correcteur de courant sur Keil. Nous avons procédé de la façon suivante :

1. Calcul de l'erreur à partir des fonctions I et E.
2. Calcul d' α à partir de l'expression de la récurrence.
3. Saturateur.
4. Envoi de la commande PWM.

Démonstration de l'expression de la récurrence :

Sachant que nous avons l'expression suivante issue du correcteur $C(z)$ implémenté sur Matlab :

$$C(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1}$$

Nous obtenons :

$$Y(z) * (z - 1) = X(z) * (b_1 z + b_0)$$

$$\Leftrightarrow Y_k = Y_{k-1} + X_k * b_1 + X_{k-1} * b_0$$

Résultats du correcteur sur Keil :

Afin de pouvoir vérifier sur Keil le bon fonctionnement de notre correcteur, nous observons la réponse à un échelon d'entrée et nous la comparons à la réponse trouvée sur Matlab précédemment. Tout d'abord, nous observons que nous obtenons bien en sortie une rampe croissante qui finit par tendre vers une valeur. Or, est-ce que nous avons le même correcteur qu'auparavant ? Le procédé de vérification repose sur deux points très importants étant le premier le temps de montée et en deuxième le premier point juste après l'impulsion.

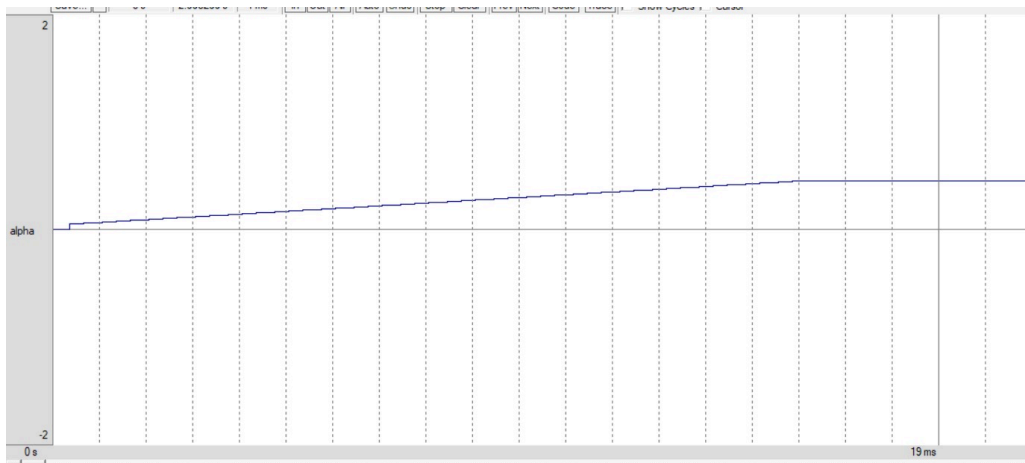
Vous trouverez ci-dessous les résultats obtenus pour chacune des vérifications ainsi que les simulations Matlab et Keil.

Première vérification : temps de montée

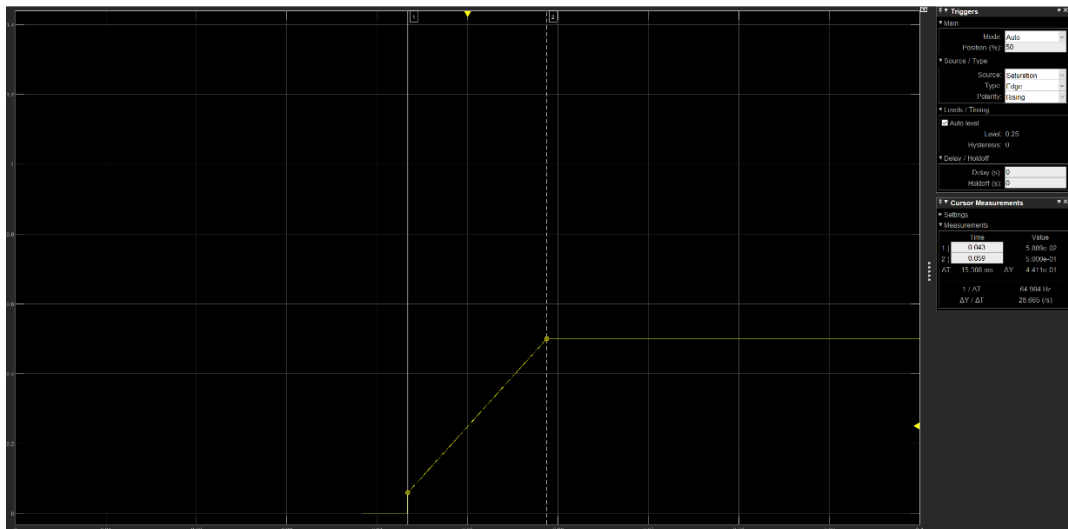
Nous trouvons sur la simulation Keil un temps de montée égal à 15,4 ms par rapport à 15,38 ms de temps de montée sur Matlab.

Deuxième vérification : pic de tension

Nous obtenons 0,05884 V sur la simulation Keil et 0,05889 sur Matlab.



Réponse à un échelon sur Keil.



Réponse à un échelon sur Matlab.

Nous pouvons donc conclure grâce aux valeurs si proches des deux vérifications réalisées que notre correcteur est bien celui que nous avons réalisé sur Matlab auparavant. Et par conséquent notre système devra être stable lors de son utilisation.

Test du dispositif

Une fois le correcteur vérifié, nous implémentons notre code sur le microcontrôleur afin de vérifier le fonctionnement de la trottinette.

Via le GBF, on implémente deux procédures pour analyser notre système sur 3 aspects :

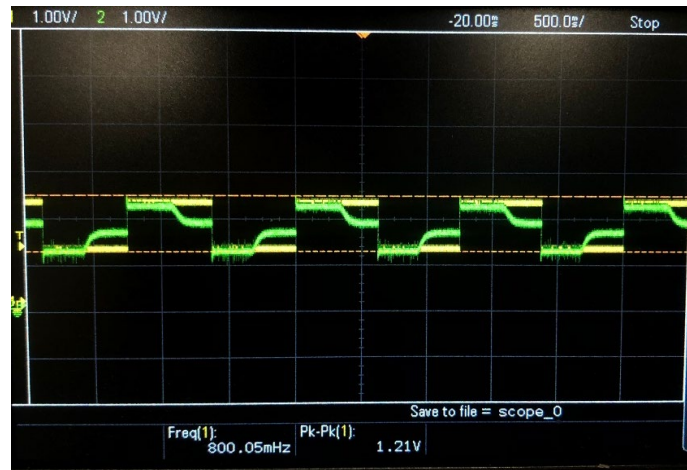
- 1) Marge de phase (stabilité en boucle fermée).
- 2) Erreur statique nulle.
- 3) Fréquence de coupure.

Avant de différencier les deux procédures, on 'flash' notre code Keil sur le microcontrôleur pour vérifier la stabilité en boucle fermée, laquelle se traduit par l'existence d'un point d'équilibre du moteur. Par conséquent, nous alimentons le moteur et nous cherchons à contrôler via le potentiomètre : marche avant, marche arrière et l'existence d'un point d'équilibre où le système se trouve sans mouvement, ce qui se traduit par une marge de phase suffisante.

Procédure 1 : Via la réponse à un échelon (entrée indicielle) : nous mettons en entrée une entrée carrée à la place du potentiomètre

- 2) Erreur statique nulle : nous comparons sur oscilloscope la valeur d'entrée et celle que nous récupérons sur la carte en sortie (PIN I2). Si elles sont égales alors l'erreur statique est nulle.

- Nous commençons avec une réponse carrée à 500mHz :



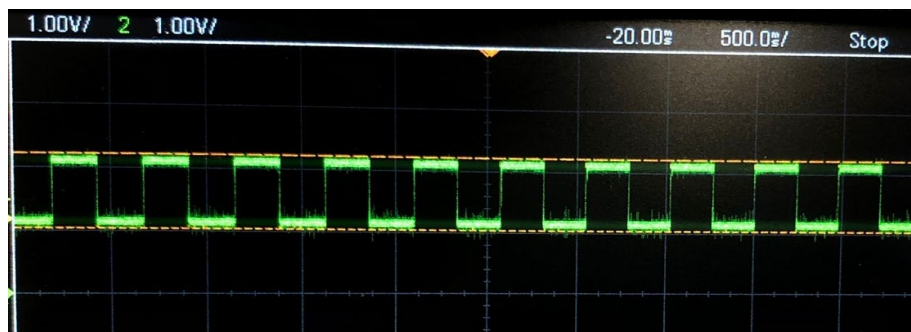
Nous remarquons que la réponse (Vert) vient bien s'aligner avec la commande (Jaune), mais au bout d'un moment elle se met à chuter, pourquoi ?

Durant le BE, nous avons négligé la tension « E » présente au niveau du moteur. Néanmoins lorsque nous imposons un courant « I » dans le système, cette tension « E » impose une augmentation de la tension fournie par le hacheur afin de correspondre à la valeur de « I » attendue. De plus, le hacheur a une tension maximale de 24V. Une fois cette tension atteinte, si « E » continue de croître, le hacheur n'est pas apte à suivre la tension demandée, ce qui implique une chute du courant « I » fourni en sortie de moteur, ce qui correspond à la chute que nous observons sur l'oscilloscope.

La dynamique de cette tension « E » est assez lente, donc pour une fréquence assez élevée, nous n'attendons à ne plus observer la chute de « I » induite par « E ».

Rappel : le courant augmente afin d'atteindre la commande vitesse désirée. Une fois celle-ci est atteinte, alors le courant idéalement devient 0 (moteur idéal). Or, ceci n'est pas exactement le cas car nous n'avons pas un moteur idéal. Par conséquent, une fois la vitesse atteinte, le courant se rapproche de 0 A sans les atteindre.

- Pour une fréquence de 1.3kHz :



La réponse (Vert) viens se superposer à la commande (Jaune) \Leftrightarrow Erreur statique nulle, et le phénomène ou « E » fait baisser la tension « I » de sortie a presque disparu.

Finalement, notre système répond bien à la commande envoyée

3) Fréquence de coupure : On se place à 1.3kHz :

On regarde de plus près la sortie (Vert), que l'on approxime par un système d'ordre 1 et on mesure « t » à 63% du maximum. Nous obtenons $\tau=440\mu s$. Sachant que :

$$f = \frac{1}{2 * \pi * \tau}$$

Nous obtenons $f=360Hz$, proche des 380Hz que l'on avait initialement prévus via Matlab.

Procédure 2 : Théorie du diagramme de Bode : nous envoyons un signal sinusoïdal en entrée et nous analysons la sortie (un autre signal sinusoïdal de même fréquence).

3) Fréquence de coupure :

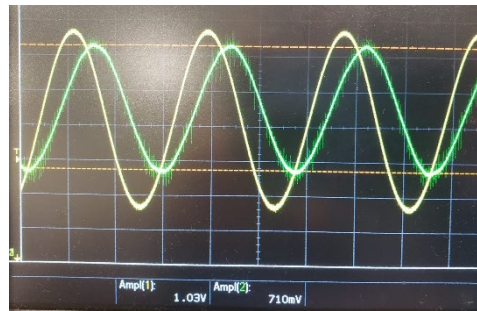
Comme la dynamique du système peut être approximée par celle d'un ordre 1, nous obtenons la fréquence de coupure en boucle fermée à -3dB. Or :

$$G = 20 * \log\left(\frac{U_s}{U_e}\right);$$

$$U_s = U_e * 10^{-\frac{3}{20}};$$

$$U_s = 0.707 * U_e$$

On se place à $U_e=1V$ et on fait varier la fréquence d'entrée jusqu'à avoir $U_s=0.707V \Leftrightarrow$ fréquence de coupure.



Par lecture sur l'oscilloscope, on retrouve $f=360\text{Hz}$

Conclusion

Tout au long de ce bureau d'études, nous avons été capables de réaliser un asservissement dans le domaine continu, un asservissement dans le domaine discret (et les avantages qui en découlent), l'implémentation du correcteur sur Keil et finalement le test du dispositif. Tout ceci dans le but de réaliser un correcteur de courant afin d'implémenter la commande en couple d'une trottinette électrique. Malheureusement nous n'avons pas eu le temps d'implémenter la commande vitesse. Celle-ci aurait eu besoin d'implémenter un nouveau correcteur PI qui serait situé en amont du système.