

POLYTECH LILLE

RAPPORT DE PROJET

IRCICA - Polytech'Lille - GoTouchVR

Optimisation Énergétique de composant

Décembre 2018



Thomas HUBERT
Promo 2019

*Encadrants projets : M. Frédéric GIRAUD
& Mme. Betty SEMAIL
Responsable École : M. Thomas VANTROYS*

Sommaire

Remerciements	4
Introduction	5
1 Contexte	6
1.1 Problématique	6
1.2 Cahier des charges	7
2 Simulation	8
2.1 Élaboration du schéma structurel	8
2.2 Équations de la partie Batterie-capacité	9
2.2.1 Équation de la batterie	9
2.2.2 Équation de l'inductance	9
2.2.3 Équation du hacheur	10
2.2.4 Équation de la capacité tampon	10
2.3 Équations de la partie hacheur-moteur	11
2.3.1 Équation du hacheur	11
2.3.2 Équation de l'inductance moteur	11
2.3.3 Équation du couplage électro-mécanique du moteur	11
2.4 Équation de la charge mécanique	12
2.5 Définition de la REM du système	13
2.6 Asservissement de la tension de la capacité	13
2.6.1 Asservissement en courant	14
2.6.2 Asservissement en tension	17
2.7 Asservissement en position	18
2.7.1 Inversion du deuxième hacheur	18
2.7.2 Définition du système d'état	19
2.7.3 Calcul du correcteur du système d'état	21
2.7.4 Implémentation et résultats	22
3 Mise en pratique	24
3.1 Prise en main des cartes électroniques	24
3.1.1 Choix des cartes électroniques	24
3.1.2 Programmation du micro-contrôleur	25
3.1.3 Utilisation du driver de moteur	25
3.2 Choix du moteur	26
3.2.1 Modèle du moteur	26
3.2.2 Critère de choix des moteurs	26
3.2.3 Création des courbes des moteurs	29

3.2.4	Calculs théorique de la plage de fonctionnement du moteur	31
3.3	Définition des tests du banc	32
3.3.1	Identification des moteurs	32
3.3.2	Tests thermiques	33
3.4	Résultats du banc-test	33
3.4.1	Mise en place du banc-test	34
3.4.2	Test d'identification	34
3.4.3	Test en sur-tension et sans charge	36
Conclusion		37

Remerciements

Je remercie d'abord mes encadrants, Mme Betty Semail et M. Frédéric Giraud, pour le soutien et les conseils donnés tout au long du projet.

Je remercie GoTouchVR et spécialement M. Eric Vezzoli de la possibilité d'avoir pu rejoindre leur projet.

Je remercie l'équipe de développement hardware de GoTouchVR, pour l'accueil qui m'a été fait dans l'équipe.

Enfin je remercie mes amis et mes proches, qui m'ont aidé et soutenu pendant le projet.

Introduction

L'objectif de ce rapport est de présenter les travaux qui ont été effectués dans le cadre de mon projet de fin d'études. Ils concernent l'optimisation énergétique d'un système mécatronique, destiné à reproduire les stimulations haptiques dans des applications en réalité virtuelle. Actuellement, ce système a des défauts de design qui impliquent une mauvaise utilisation de la batterie, ce qui limite sa durée de vie et indirectement sa dynamique.

Réalisé avec l'IRCICA, cette étude a pour but d'étudier l'intérêt d'une solution imaginée par l'un des chercheurs. L'idée est d'ajouter une capacité intermédiaire entre la batterie et le moteur, afin de limiter les courants qui endommagent la batterie. L'enjeu de ce projet est de valider ou non cette hypothèse. Pour cela, l'objectif est d'abord de modéliser le système, et ensuite mettre en place un banc d'essai pour pouvoir valider l'hypothèse sur laquelle se base notre travail.

Chapitre 1

Contexte

GoTouch VR est une start-up qui commercialise des actionneurs pour la réalité virtuelle ayant pour but de reproduire les sensations de toucher pour renforcer l'immersion. Leur produit est un système embarqué miniaturisé que l'on vient fixer sur le bout des doigts, capable d'ajouter à l'expérience les informations du toucher.

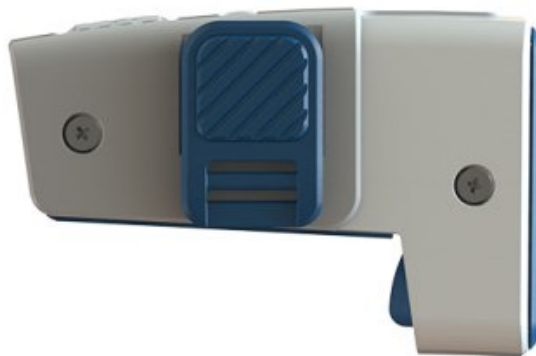


FIGURE 1.1 – Vue de l'actionneur de GoTouch VR

La sensation tactile est en effet produite par la stimulation du doigt à l'aide de vibrations produites par le glissement du doigt sur la surface. Leur fréquence est inférieure à 40Hz. Le corps humain va ensuite interpréter ces vibrations comme une texture, association qu'il a apprise lors de son développement sensoriel.

Le but de ce projet est d'améliorer la gestion énergétique d'un système très simple. D'un point de vue puissance, il est composé d'une batterie, qui alimente un moteur à courant continu au travers d'un hacheur. Malgré sa simplicité, le système a comme problème de provoquer des courants très élevés dans la batterie. Et donc en réduit la durée de vie puisque la durée de vie est inversement proportionnelle au carré du courant qui la parcourt.

1.1 Problématique

Le point de départ de ce projet est une étude réalisée par un chercheur de l'IRCICA. En effet, la solution imaginée d'introduire une capacité tampon. Celle-ci ne serait pas limitée en courant et sa durée de vie ne serait pas impactée. La batterie n'aurait qu'à la recharger si besoin, à courant constant dont la valeur serait maîtrisée, ce qui prolongerait sa durée de vie.

Mon rôle est ici d'évaluer la qualité de cette solution, de quantifier son intérêt et de proposer une éventuelle implémentation à la start-up GoTouch VR qui pourrait l'intégrer à la prochaine

version de son produit. Concrètement, le système doit permettre de limiter le courant de la batterie à une valeur de 130mA, valeur définie par le fabricant. Il devra également permettre d'obtenir une bande passante de 40Hz pour correspondre à celle du corps humain.

1.2 Cahier des charges

Le premier point de cette étude est de réaliser une simulation du système pour vérifier sa capacité à limiter les courants de la batterie tout en fournissant au système une dynamique acceptable. Il faut donc réaliser une simulation du système sous Simulink, qui permettra d'abord de vérifier la théorie.

Basé sur la simulation réalisée, un banc d'essai sera mis en place pour vérifier la validité et la plage d'application du système sans les hypothèses simplificatrices qui accompagnent la modélisation. Cela permettra à la fois de conclure sur l'intérêt de la mise en place de cette solution, et si elle est retenue, de donner des premiers éléments pour réaliser son implémentation dans le système réel.

Chapitre 2

Simulation

Les tâches exécutées jusqu'ici ont exclusivement servi à l'élaboration de la simulation. Ces tâches sont :

- L'élaboration du schéma structurel du système à modéliser
- La définition des équations associées à ce schéma et les hypothèses utilisées
- La réalisation d'une Représentation Énergétique Macroscopique (REM)
- La réalisation des asservissement nécessaires
- L'implémentation du système obtenu sous Matlab-Simulink

La partie qui suit va présenter ces différents aspects du projet, et développer les différentes étapes qui ont composé l'élaboration de la modélisation.

2.1 Élaboration du schéma structurel

La première étape du projet est l'élaboration du schéma structurel, à partir des différentes informations obtenues sur le sujet.

Le système peut être décomposé en deux parties. Une partie électrique et une partie mécanique. Pour la partie électrique, elle est composée d'une batterie qui alimente une capacité au travers d'un LTC3125. Ce LTC3125 est en fait un hacheur asservi en courant et en tension. Ensuite, la capacité alimente un moteur à courant continu au travers d'un second hacheur que nous devons contrôler. C'est ce moteur qui va ensuite pouvoir mouvoir une charge mécanique.

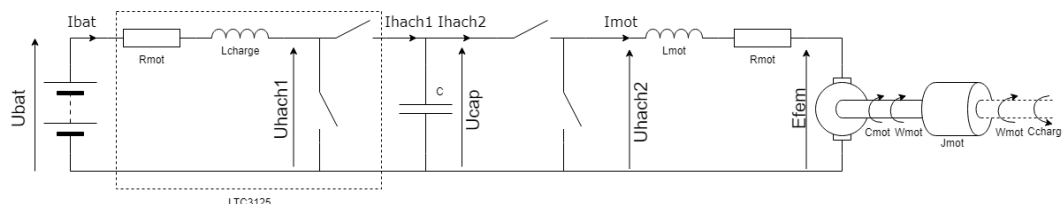


FIGURE 2.1 – Schéma électrique

Pour la partie mécanique, elle est composée d'un axe portant l'inertie du moteur ainsi que de l'inertie d'un premier réducteur. Ce réducteur attaque un autre axe, portant l'inertie d'un autre réducteur, angulaire cette fois-ci. Il attaque ensuite une poutre montée sur un axe, poutre qui introduit une inertie d'un côté et de l'autre un déplacement considéré comme linéaire, celui senti par les doigts de l'utilisateur.

Les différents frottements des réducteurs sont pour l'instant négligés, seul celui du moteur à courant continu est pris en compte. Ils seront peut-être pris en compte par la suite, si cela s'avère nécessaire pour le projet.

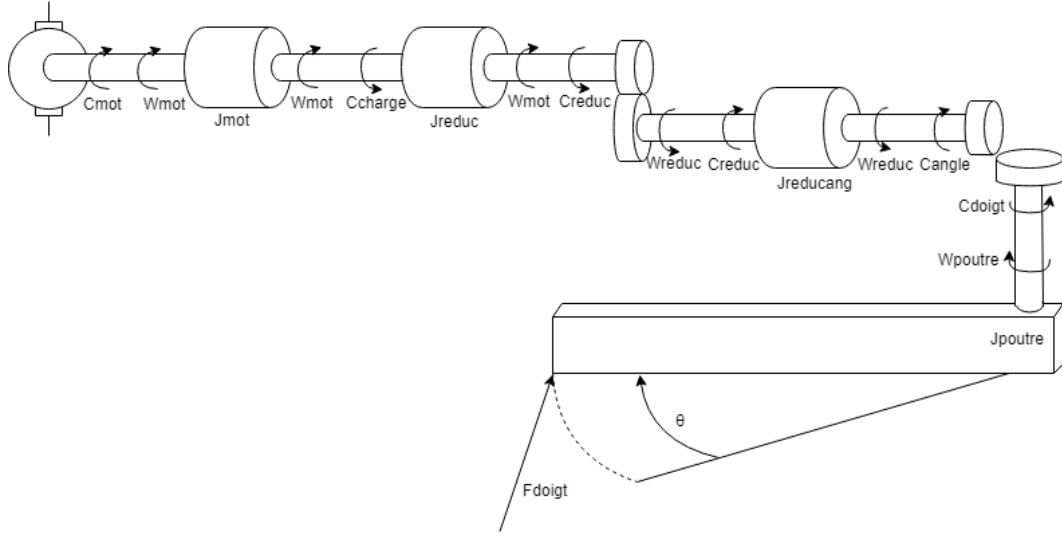


FIGURE 2.2 – Charge mécanique

2.2 Équations de la partie Batterie-capacité

Cette partie du système est celle qui doit nous permettre de limiter le courant dans la batterie. Physiquement, elle sera réalisée par un LTC3125, composant chargé de limiter les courants quand il fonctionne de pair avec une capacité de stockage. Donc, s'il est représenté dans notre schéma par un hacheur et une inductance, il faut que ces composants soient calibrés et contrôlés dans la modélisation pour réaliser le comportement du LTC3125.

Nous allons donc décomposer le système pour étudier les différentes équations le composant, pour pouvoir déterminer sa REM et par la suite modéliser le système.

2.2.1 Équation de la batterie

Nous pouvons donc commencer par la mise en équation de notre batterie. Nous considérerons que la tension est fixe, indépendamment du courant (Modèle idéal).

Soit :

$$U_{batterie}(t) = U_{batterieNominal}$$

2.2.2 Équation de l'inductance

Nous poursuivons par la mise en équation de l'inductance L_{charge} , pour laquelle nous considérons la résistance parasite R_{charge} . La tension aux bornes de cette inductance est donc :

$$U_{Lcharge}(t) = L_{charge} \cdot \frac{d \cdot i_{batterie}(t)}{dt} + R_{charge} \cdot i_{batterie}(t)$$

D'après la loi des mailles, nous avons :

$$U_{batterie}(t) = U_{Lcharge}(t) + U_{hach1}(t)$$

Donc :

$$U_{batterie}(t) = L_{charge} \cdot \frac{d \cdot i_{batterie}(t)}{dt} + R_{charge} \cdot i_{batterie}(t) + U_{hach1}(t)$$

Cette même équation devient dans le domaine de Laplace :

$$U_{batterie} = L_{charge} \cdot p \cdot I_{batterie} + R_{charge} \cdot I_{batterie} + U_{hach1}$$

Soit :

$$U_{batterie} - U_{hach1} = I_{batterie}(L_{charge} \cdot p + R_{charge})$$

Donc :

$$I_{batterie} = \frac{U_{batterie} - U_{hach1}}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge})}$$

2.2.3 Équation du hacheur

Pour l'équation du hacheur, nous allons considérer les valeurs moyennes de courant et de tension comme étant instantanées. Soit α_1 le rapport de transformation de notre hacheur. Nous obtenons les équations :

$$\begin{cases} I_{hach1}(t) = \alpha_1 \cdot I_{batterie}(t) \\ U_{hach1}(t) = \alpha_1 \cdot U_{cap}(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

2.2.4 Équation de la capacité tampon

Pour la mise en équation de la capacité, nous ne considérons pas de résistance parasite de fuite. Nous avons donc l'équation :

$$i_{cap}(t) = C \frac{d \cdot U_{capacite}(t)}{dt}$$

Soit :

$$i_{cap}(t) = i_{hach1}(t) - i_{hach2}(t)$$

Donc :

$$i_{hach1}(t) - i_{hach2}(t) = C \frac{d \cdot U_{capacite}(t)}{dt}$$

Dans le domaine de Laplace, cela donne :

$$I_{hach1} - I_{hach2} = C \cdot U_{capacite} \cdot p$$

Si on rétablit la causalité, on obtient :

$$U_{capacite} = \frac{I_{hach1} - I_{hach2}}{C \cdot p}$$

2.3 Équations de la partie hacheur-moteur

2.3.1 Équation du hacheur

Pour l'équation de ce deuxième hacheur, nous considérons également les valeurs moyennes de courant et de tension comme étant instantanées. Soit α_2 le rapport de transformation de notre hacheur, nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{hach2}(t) = \alpha_2 \cdot U_{cap}(t) \\ I_{hach2}(t) = \alpha_2 \cdot I_{mot}(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

2.3.2 Équation de l'inductance moteur

Nous passons ensuite à l'inductance moteur. Nous avons :

$$U_{Lmot}(t) = L_{mot} \cdot \frac{d \cdot i_{mot}(t)}{dt} + R_{mot} \cdot i_{mot}(t)$$

D'après la loi des mailles, nous avons :

$$U_{hach2}(t) = U_{Lmot}(t) + E_{fem}(t)$$

Soit :

$$U_{hach2}(t) = L_{mot} \cdot \frac{d \cdot i_{mot}(t)}{dt} + R_{mot} \cdot i_{mot}(t) + E_{fem}(t)$$

Cette même équation devient dans le domaine de Laplace :

$$U_{batterie} = L_{charge} \cdot p \cdot I_{batterie} + R_{charge} \cdot I_{batterie} + U_{hach1}$$

Donc :

$$U_{batterie} - U_{hach1} = I_{batterie}(L_{charge} \cdot p + R_{charge})$$

Soit finalement :

$$I_{batterie} = \frac{U_{batterie} - U_{hach1}}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge})}$$

2.3.3 Équation du couplage électro-mécanique du moteur

L'équation du couplage électro-mécanique d'un moteur est un élément de conversion multi-physique. Par conséquent son équation peut s'écrire sous la forme, avec k le rapport de transformation de notre moteur :

$$\begin{cases} C_{mot}(t) = k \cdot I_{mot}(t) \\ E_{fem}(t) = k \cdot W_{charge}(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

2.4 Équation de la charge mécanique

Nous passons à l'étude de la charge mécanique. Mécaniquement, notre système se compose d'abord de l'inertie du moteur J_{mot} . On considère ensuite un réducteur de ratio k_{reduc} , et d'inertie J_{reduc} . Enfin, on considère une poutrelle, montée sur un axe, et qui induit à la fois un rapport de réduction noté k_{poutre} , l'inertie du reducteur angulaire $J_{reducang}$ et l'inertie de la poutrelle J_{poutre} .

Pour l'étude de la charge mécanique nous nous baserons sur son schéma (figure 2.2 page 9).

Pour en réaliser la REM, nous devons résoudre les problèmes de causalité dus aux différentes inerties en parallèle. Pour cela nous devons calculer une inertie équivalente à notre système. Et donc, nous devons donc ramener les différentes inerties séparées par des réducteurs à des inerties en parallèles sans séparation et facilement sommables. Nous commençons par ramener l'inertie de la poutre en amont du réducteur angulaire. Soit par les équations :

$$J_{equ} = J_{mot} + J_{reduc}$$

Ensuite, nous les ramenons en aval du réducteur. Pour cela, nous posons l'équation :

$$J_{equivalent1} = \frac{J_{poutre}}{k_{poutre}^2}$$

On peut donc la sommer à l'inertie imposée par le réducteur. Nous obtenons donc :

$$J_{equivalent2} = \frac{J_{poutre}}{k_{poutre}^2} + J_{reducang}$$

On ramène cette nouvelle inertie équivalente au niveau de l'inertie moteur et du réducteur.

$$J_{equivalent3} = \frac{J_{equivalent2}}{k_{reducteur}^2}$$

Soit :

$$J_{equivalent3} = \frac{\frac{J_{poutre}}{k_{poutre}^2} + J_{reducang}}{k_{reducteur}^2}$$

On somme alors les inerties ramenées en parallèle de l'inertie moteur. Ce qui nous donne :

$$J_{chargeEquivalent} = J_{mot} + J_{reduc} + \frac{\frac{J_{poutre}}{k_{poutre}^2} + J_{reducang}}{k_{reducteur}^2}$$

On peut alors définir un schéma équivalent de la partie mécanique :

On veut alors définir l'équation dynamique de l'inertie. Pour ce faire, nous rappelons l'équation d'une inertie dans le domaine temporel :

$$J_{chargeEquivalent} \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = C_{mot}(t) - C_{res}(t)$$

On choisit de modéliser le couple résistif comme proportionnel à la vitesse de rotation, soit :

$$C_{res}(t) = F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}(t)$$

On a donc :

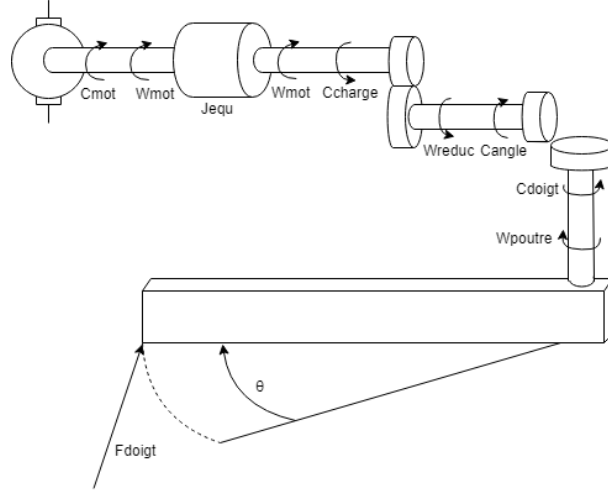


FIGURE 2.3 – Charge mécanique équivalente

$$J_{chargeEquivalent} \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = C_{mot}(t) - F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}(t)$$

Cela nous donne avec la transformée de Laplace :

$$J_{chargeEquivalent} \cdot \omega_{charge} \cdot p = C_{mot} - F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}$$

Soit :

$$\omega_{charge} = \frac{C_{mot}}{J_{chargeEquivalent} \cdot p - F_{equivalent}}$$

On peut donc en déduire une REM de la partie mécanique, qui nous permettra d'implémenter le système facilement sous Matlab (figure 2.5 page 14).

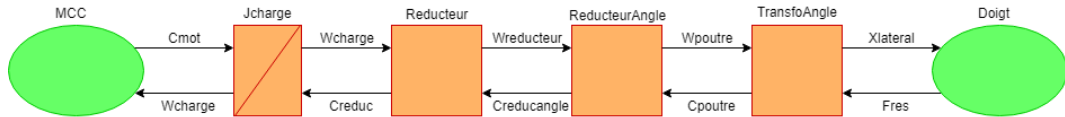


FIGURE 2.4 – REM de la partie mécanique

2.5 Définition de la REM du système

A l'aide de toutes les équations trouvées jusqu'ici, nous définissons la REM du système. Cette REM va nous permettre à la fois l'implémentation sous Matlab et la simplification de la mise en oeuvre d'asservissements dans cette REM.

2.6 Asservissement de la tension de la capacité

L'asservissement de la tension de la capacité est important dans la simulation. Il a pour but de permettre le remplacement de la batterie par la capacité. En effet, tout en maintenant

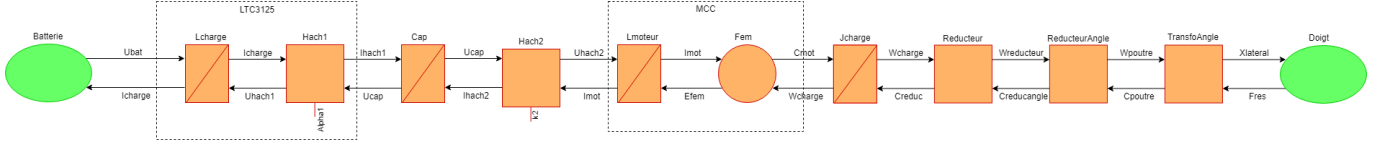


FIGURE 2.5 – REM de la partie mécanique

la tension de la capacité au plus proche de 5V, il va avoir pour rôle de limiter le courant débité dans la batterie. La batterie va ainsi voir ses pics de courants remplacés par un courant constant et ainsi obtenir une plus grande durée de vie.

Nous avons donc deux asservissements prévus, l'un en courant, l'autre en tension. En effet, une fois la boucle de contrôle du courant réalisée, nous lui donnerons une consigne issue d'une boucle de contrôle en tension.

2.6.1 Asservissement en courant

Pour déterminer la stratégie d'asservissement, nous commençons par réaliser la structure maximale de commande en rajoutant à la REM une partie contrôle du courant.

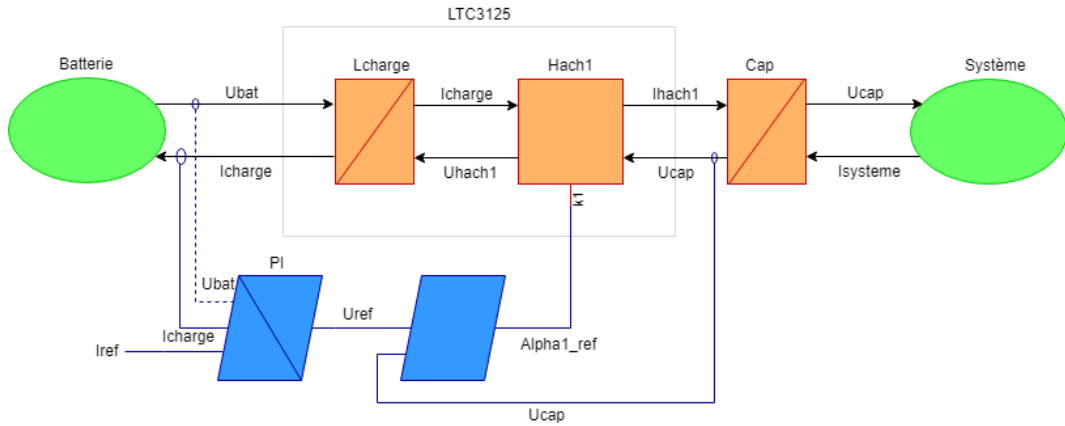


FIGURE 2.6 – REM avec la partie contrôle de courant

On décide d'utiliser un régulateur PI. Le régulateur PI est un bon compromis entre justesse et rapidité. Contrairement au régulateur P, il a une erreur statique nulle grâce à son intégrateur, et s'il est un peu moins rapide que le correcteur PID, il possède un dépassement moindre et est plus simple à paramétrer.

On décide de le paramétrer par la technique des placements de pôles. On commence par représenter le schéma du système à asservir.

Si on regarde la REM, on peut voir que le contrôle du courant se fera par le hacheur, et donc par le contrôle de la tension U_{hach1} qui permet de contrôler le courant de l'inductance de charge.

On commence par inverser le hacheur, pour qu'on obtienne le rapport de hachage en fonction de la tension de référence et de celle de la capacité. On rappelle l'équation du hacheur :

$$U_{hach1}(t) = \alpha_1 \cdot U_{cap}(t)$$

Ici nous notons :

$$U_{ref}(t) = U_{hach1}(t)$$

Ensuite on rappelle celle du correcteur PI :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$FTBO(p) = (K_p + \frac{K_i}{p}) \frac{1}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge})}$$

Il est important d'expliquer ici que le signe moins disparaît ici pour des facilités de notation, il sera pris en compte dans les gain K_i et K_p

On peut alors en déduire la fonction de transfert en boucle fermée.

$$FTBF(p) = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{\frac{(K_p + \frac{K_i}{p})}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge})}}{1 + \frac{(K_p + \frac{K_i}{p})}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge})}} = \frac{(K_p + \frac{K_i}{p})}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge}) + (K_p + \frac{K_i}{p})}$$

$$FTBF(p) = \frac{(K_p \cdot p + K_i)}{\frac{L_{charge}}{K_i} \cdot p^2 + \frac{(R_{charge} - K_p)}{K_i} \cdot p + 1}$$

On peut alors identifier les paramètres K_p et K_i .

On rappelle la forme d'une fonction de second ordre :

$$FT(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} \cdot p^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} \cdot p + 1}$$

On définit la fréquence de coupure du système en fonction de la bande passante désirée, ici nous choisissons $\omega_n = 2.5e2Hz$ pour que le temps de réponse soit celui du LTC3125 et le facteur d'amortissement $\zeta = 0.7$ pour limiter le dépassement, comme le fait le LTC3125.

On peut poser :

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{L_{charge}}{K_i}$$

Soit :

$$K_i = \omega_n^2 \cdot L_{charge}$$

On pose ensuite :

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{(R_{charge} + K_p)}{K_i}$$

soit :

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{(R_{charge} + K_p)}{\omega_n^2 \cdot L_{charge}}$$

Ce qui équivaut à :

$$K_p = 2\zeta \cdot \omega_n \cdot L_{charge} - R_{charge}$$

Une fois le correcteur correctement implémenté sous Simulink, nous observons la réponse impulsionnelle du système à un échelon :

Nous pouvons voir ici que notre système est correctement asservi. Mais nous observons un dépassement important, supérieur à 10%, ce qui ici est indésirable puisque nous devons limiter le courant à la consigne. Ce dépassement est dû au fait que le numérateur soit de premier

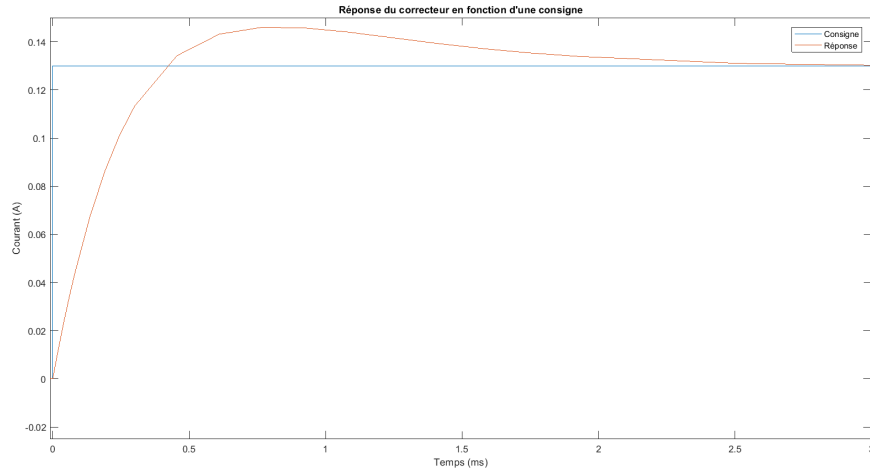


FIGURE 2.9 – Réponse impulsionnelle du courant

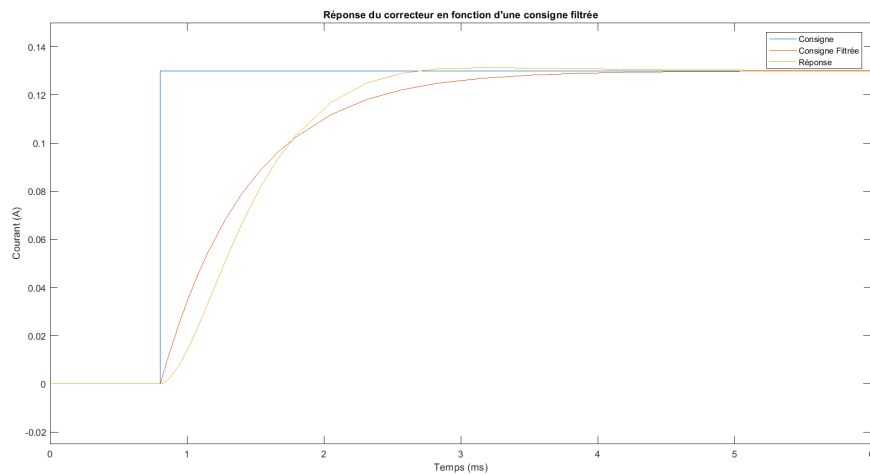


FIGURE 2.10 – Réponse impulsionnelle filtrée du courant

ordre, ce qui induit un effet intégrateur parasite. Nous décidons donc d'appliquer un filtre passe-bas sur la consigne, ce va limiter l'impact de l'intégrateur. Nous simulons notre système après l'ajout du filtre passe-bas.

Le dépassement est alors bien moindre, on peut considérer le LTC3125 comme correctement simulé. On va maintenant pouvoir réaliser l'asservissement en tension.

2.6.2 Asservissement en tension

Pour réaliser l'asservissement en tension de la capacité, le but est d'obtenir un système qui recharge la capacité quand sa tension est trop basse et arrête de la recharge quand elle est trop élevée. La tension de la capacité n'a pas besoin d'être maintenue strictement à sa valeur nominale, on supporte des fluctuations car ce qu'on veut absolument, c'est la limitation du courant qui va la recharger.

On choisit donc d'implémenter un système tout ou rien, qui va déclencher la recharge quand la tension passe en-dessous d'un seuil minimal, et l'arrêter si elle atteint un seuil maximal. Quand la recharge est activée, la valeur du courant est soit la valeur max du courant que

permet la batterie, soit nulle. On implémente le système sous Simulink, et on observe le résultat (figure 2.11 page 18).

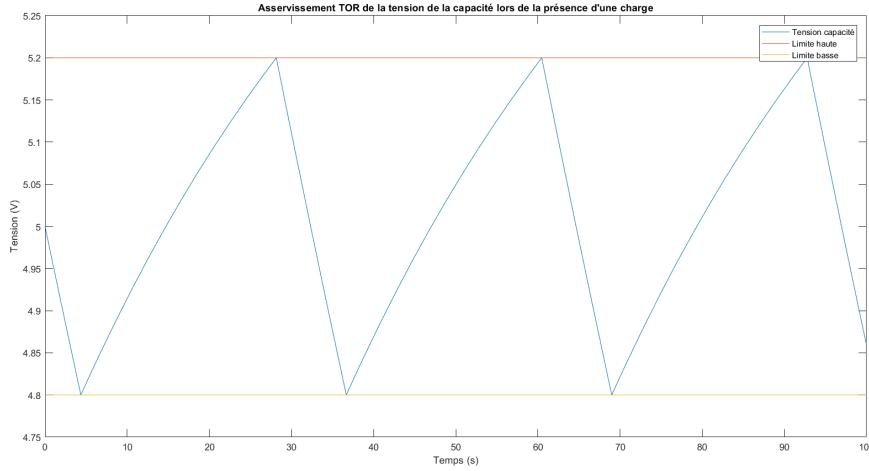


FIGURE 2.11 – Asservissement tout ou rien de la tension de la capacité

On peut observer que si la capacité est soumise à un courant de décharge, elle va se décharger jusqu'à atteindre la valeur de 4.8v, qui est notre seuil de tension bas. La recharge se déclenche alors, jusqu'à atteindre 5.2v, le seuil de tension haut. On peut donc garantir que la tension de la capacité va rester dans la plage définie par ces seuils, tant que le courant de décharge est inférieur au courant maximal autorisé dans la batterie.

2.7 Asservissement en position

Nous nous penchons ensuite sur l'asservissement de position. Nous décidons de réaliser une commande par retour d'état, qui concernera le moteur et sa charge équivalente. Cela nous donne la structure de commande suivante :

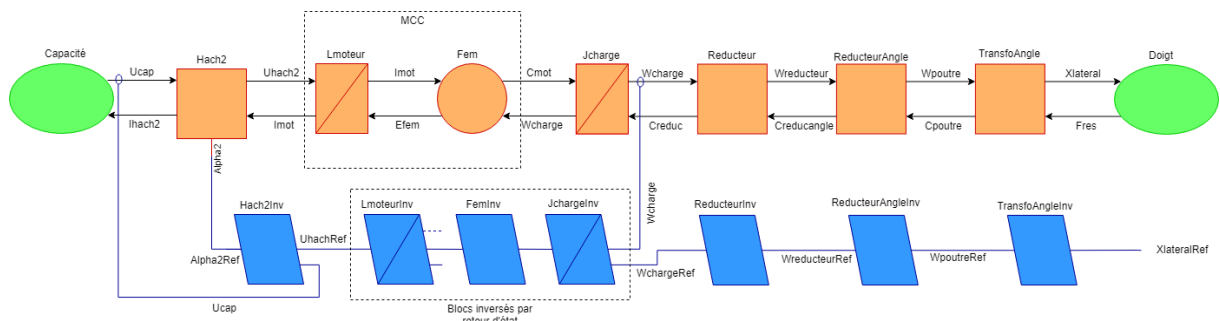


FIGURE 2.12 – Structure de commande de la position

Nous allons donc commencer par inverser le bloc du hacheur, ensuite nous établirons la commande par retour d'état, enfin nous inverserons les derniers blocs linéaires.

2.7.1 Inversion du deuxième hacheur

Pour ce deuxième hacheur, nous voulons définir α_{2ref} en fonction de la tension de la capacité U_{cap} et de la tension de consigne $U_{hachRef}$

Pour ce faire, on rappelle les équations de tension du hacheur :

$$U_{hach2}(t) = \alpha_2 \cdot U_{cap}(t)$$

Soit ici :

$$U_{hachRef}(t) = \alpha_{2ref} \cdot U_{cap}(t)$$

Donc :

$$\alpha_{2ref} = \frac{U_{hachRef}(t)}{U_{cap}(t)}$$

2.7.2 Définition du système d'état

Pour définir la commande d'état, nous commençons par définir les variables d'état que nous voulons asservir. Nous avons θ , la position du moteur, dont la référence sera fournie par l'inversion des blocs linéaires. Les autres variables asservies par le retour d'état seront la dérivée de la position, soit ω_{charge} , pour forcer l'atteinte de la consigne en position à vitesse nulle puisqu'il s'agit d'un asservissement en position, et l'intégrale de la position, γ ce qui a pour but d'éliminer l'erreur statique au sein de cet asservissement.

On cherche donc trois équations pour former un système matriciel d'équations pour modéliser le système en boucle ouverte. Il aura la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Ici on a : $X = \begin{bmatrix} \gamma \\ \theta \\ \omega_{charge} \end{bmatrix}$ et $U = [U_{ref}]$

On doit donc déterminer A et B .

On cherche les équations d'état, avec comme entrées celles décrites ici et en sortie $U_{hachRef}$. Nous commençons par rappeler les équations de l'inertie équivalente :

$$J_{chargeEquivalent} \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = C_{mot}(t) - F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}(t)$$

Or, nous avons :

$$C_{mot}(t) = k \cdot I_{mot}(t)$$

On obtient donc :

$$J_{chargeEquivalent} \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = k \cdot I_{mot}(t) - F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}(t)$$

Pour l'équation de l'inductance et de la résistance du moteur, nous avons noté :

$$U_{hach2}(t) = L_{mot} \cdot \frac{d \cdot i_{mot}(t)}{dt} + R_{mot} \cdot i_{mot}(t) + E_{fem}(t)$$

Dans notre cas, nous choisissons de négliger l'inductance moteur devant sa résistance. On simplifie donc l'équation précédente par :

$$U_{hach2}(t) = R_{mot} \cdot i_{mot}(t) + E_{fem}(t)$$

Soit :

$$i_{mot}(t) = \frac{U_{hach2}(t) - E_{fem}(t)}{R_{mot}}$$

Nous obtenons donc :

$$J_{chargeEquivalent} \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = k \cdot \frac{U_{hach2}(t) - E_{fem}(t)}{R_{mot}} - F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}(t)$$

Et comme :

$$E_{fem}(t) = k \cdot \omega_{charge}(t)$$

On obtient :

$$J_{chargeEquivalent} \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = k \cdot \frac{U_{hach2}(t) - k \cdot \omega_{charge}(t)}{R_{mot}} - F_{equivalent} \cdot \omega_{charge}(t)$$

Cela équivaut à :

$$\frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = -\frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \cdot \omega_{charge}(t) + \frac{k}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \cdot U_{hach2}(t)$$

Cette équation est la première de nos équations d'état, elle relie $\frac{d\omega_{charge}(t)}{dt}$ et $\omega_{charge}(t)$. On cherche celles qui définissent $\frac{d\gamma(t)}{dt}$ et $\frac{d\theta(t)}{dt}$.

Or, par définition :

$$\frac{d\gamma(t)}{dt} = \theta(t)$$

Tout comme :

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_{charge}(t)$$

On a donc nos trois équations d'état, qui nous donnent le système :

$$\begin{cases} \frac{d\gamma(t)}{dt} = \theta(t) \\ \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_{charge}(t) \\ \frac{d\omega_{charge}(t)}{dt} = -\frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \cdot \omega_{charge}(t) + \frac{k}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \cdot U_{hach2}(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

Notre système d'équations $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ devient donc :

$$\frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \gamma \\ \theta \\ \omega_{charge} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma \\ \theta \\ \omega_{charge} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix} \cdot [U_{ref}]$$

Soit :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix}$$

Et :

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix}$$

2.7.3 Calcul du correcteur du système d'état

Nous allons maintenant chercher à définir le correcteur en fonction des pôles que nous voulons pour notre système. Nous devons d'abord calculer les pôles du système en boucle fermée.

En boucle ouverte, nous avons :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Si on ajoute un correcteur $K = [k1 \ k2 \ k3]$ chargé de poursuivre la consigne X_{ref} , on obtient en boucle fermée :

$$U = K(X_{ref} - X)$$

Soit :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BK(X_{ref} - X)$$

Soit :

$$\frac{dX}{dt} = (A - BK)X + BK(X_{ref})$$

On pose $B' = BK$, $A' = A - BK = A - B'$ et $U = X_{ref}$, et on retrouve un système de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = A'X + B'U$$

On détermine :

$$B' = BK = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix} \cdot [k1 \ k2 \ k3]$$

$$B' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{k \cdot k1}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & \frac{k \cdot k2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & \frac{k \cdot k3}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix}$$

On pose ensuite :

$$A' = A - B' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{k \cdot k1}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & \frac{k \cdot k2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & \frac{k \cdot k3}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{bmatrix}$$

$$A' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k \cdot k1}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & -\frac{k \cdot k2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & -\left(\frac{k \cdot k3}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} + \frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}}\right) \end{bmatrix}$$

On cherche maintenant les pôles du systèmes, ce sont en fait les racines du déterminant de la matrice $pI - A'$

$$pI - A' = \begin{bmatrix} p & -1 & 0 \\ 0 & p & -1 \\ \frac{k \cdot k1}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & \frac{k \cdot k2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} & (p + \frac{k \cdot k3}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} + \frac{(F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2)}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}}) \end{bmatrix}$$

Après quelques calculs on trouve :

$$\det(pI - A') = p^3 + p^2 \frac{k \cdot k3 + F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} + p \frac{k \cdot k2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} + \frac{k \cdot k1}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}}$$

On peut maintenant réaliser notre placement de pôles. On choisit trois pôles dont la valeur réelle est positive et dont la valeur imaginaire est soit nulle, soit négative et opposée à la valeur réelle, soit positive et égale à la valeur réelle. On note nos trois pôles :

$$p1 = a + ia, p2 = a, p3 = a - ia$$

On a donc :

$$(p - p1)(p - p2)(p - p3) = (p - a - ia)(p - a)(p - a + ia) = p^3 + p^2(-3a) + p(4a^2) - 2a^3$$

Par identification on obtient le système :

$$\begin{cases} -3a = \frac{k \cdot k3 + F_{equivalent} \cdot R_{mot} + k^2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \\ 4a^2 = \frac{k \cdot k2}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \\ -2a^3 = \frac{k \cdot k1}{R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}} \end{cases} \quad (2.5)$$

Soit :

$$\begin{cases} k3 = \frac{-3a \cdot R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent} - F_{equivalent} \cdot R_{mot} - k^2}{k} \\ k2 = \frac{4a^2 \cdot R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}}{k} \\ k1 = \frac{-2a^3 \cdot R_{mot} \cdot J_{chargeEquivalent}}{k} \end{cases} \quad (2.6)$$

2.7.4 Implémentation et résultats

On procède ensuite à l'implémentation du système sous Simulink. Sur le schéma, on commence par récupérer les différentes variables d'état du système. On implémente ensuite le correcteur K avec les trois paramètres, que l'on aura calculé dans le fichier d'initialisation.

Pour le choix du paramètre a de nos pôles, nous choisissons $a = -150 \cdot 2 \cdot \pi$, ce qui devrait nous donner un temps de réponse proche de $\tau = \frac{1}{150} = 0.0066s$.

On observe alors la réponse du système pour un échelon, et on vérifie que le temps de réponse soit bien celui calculé.

On remarque immédiatement un dépassement de 30%, qui n'est pas vraiment gênant car la priorité est surtout d'avoir un système dynamique. Concernant le dynamisme du système, on remarque qu'il atteint sa consigne en 6 ms, soit une bande passante de 166Hz. On est largement au-dessus de la bande passante nécessaire (40Hz), cependant il est probable que dans des conditions réelles le système va voir ses performances dégradées.

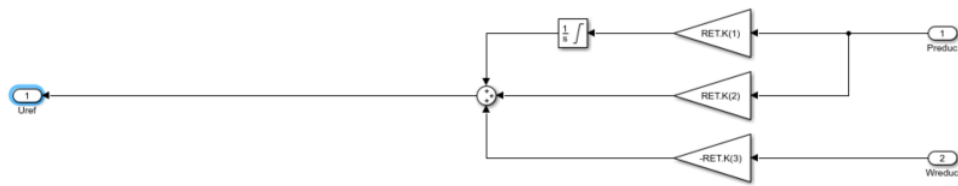


FIGURE 2.13 – Système de retour d'état

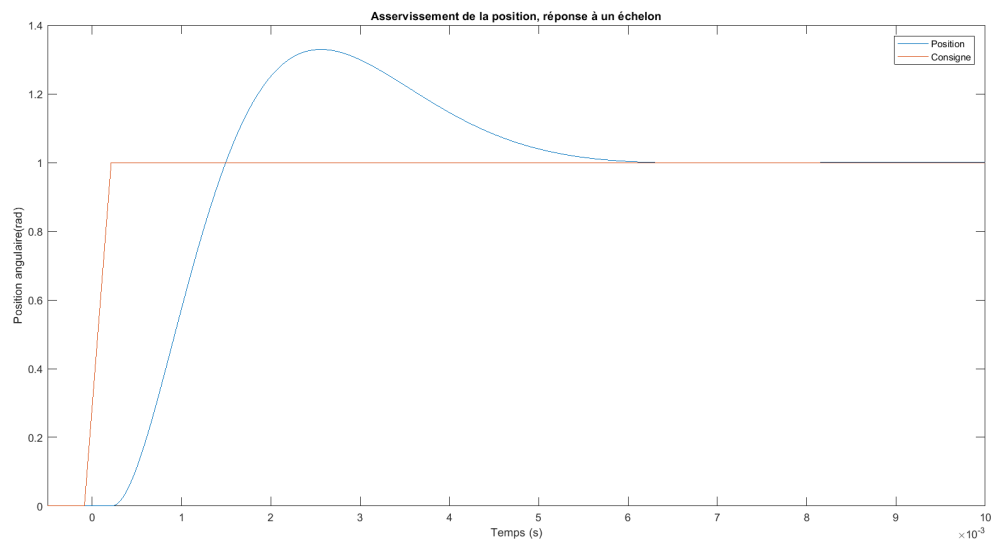


FIGURE 2.14 – Asservissement en position, pour une consigne en échelon

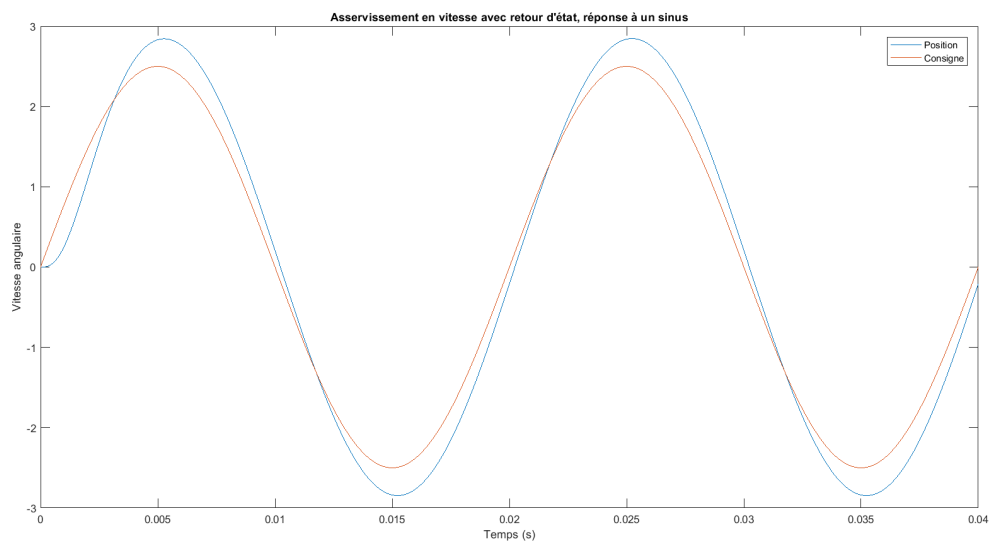


FIGURE 2.15 – Asservissement en position, pour une consigne sinusoïdale de 50Hz

On observe la réponse du système à une consigne sinusoïdale de 50Hz (figure 2.15, page 23).

On voit que le système suit la consigne, avec cependant un léger déphasage et un dépassement assez conséquent. On peut tolérer ces écarts, parce qu'à haute dynamique, l'essentiel est la perception de la vibration au niveau du doigt, pas réellement la position.

Chapitre 3

Mise en pratique

Initialement, le cahier des charges comprenait la conception d'un banc de test permettant de tester la solution d'alimentation de moteur simulée précédemment. Mais à cela il a été demandé par l'équipe de recherche et développement de GoTouchVR, avec l'accord du responsable de projet, de travailler au choix des moteurs. Le banc-test devra servir à tester la solution d'alimentation des moteurs que nous avons simulée, à caractériser les moteurs et à les tester dans des solutions proches de la réalité.

3.1 Prise en main des cartes électroniques

Pour valider le système précédemment présenté, nous devons mettre en place un banc-test qui a pour but de déterminer la validité du système proposé dans les conditions de fonctionnement proche de la situation d'exploitation du produit.

Nous nous basons pour cela sur des cartes électroniques permettant de commander le moteur choisi. On aura donc besoin d'un driver de moteur adapté à notre moteur, donc compatible avec sa tension d'alimentation et sa puissance, ainsi que d'un micro-contrôleur permettant de contrôler ce driver via le port-série.

3.1.1 Choix des cartes électroniques

Le choix des cartes a été fait pour correspondre au matériel utilisé par l'équipe de recherche de GoTouchVR. Un kit de développement Nucléo F401RE a été choisi, il embarque un processeur ST32, pour lequel tout le firmware du VRtouch 1.0 a été développé. De plus, l'équipe de développement utilise des kits similaires (Séries Nucléo F400).

Pour le driver de moteur, il a été choisi d'un côté pour correspondre au kit de développement, de l'autre au moteur. Ce qui nous a fait pencher sur le choix du Nucléo IHM013A1. Ce driver embarque en effet un système de contrôle de courant, qui devait nous permettre de contrôler le courant du moteur.

En pratique, le contrôle de courant n'agit pas exactement comme nous l'espérions. Il ne permet pas de récupérer la valeur du courant directement, mais coupe l'alimentation du moteur en cas de sur-courant. Ce qui n'est pas intéressant dans notre cas où nous voulons observer le système dans un cas d'utilisation intensif, donc avec des courants plus élevés. Dans la pratique nous paramètrons ce contrôleur pour une valeur de courant maximale pour éviter qu'il impacte nos expérimentations.

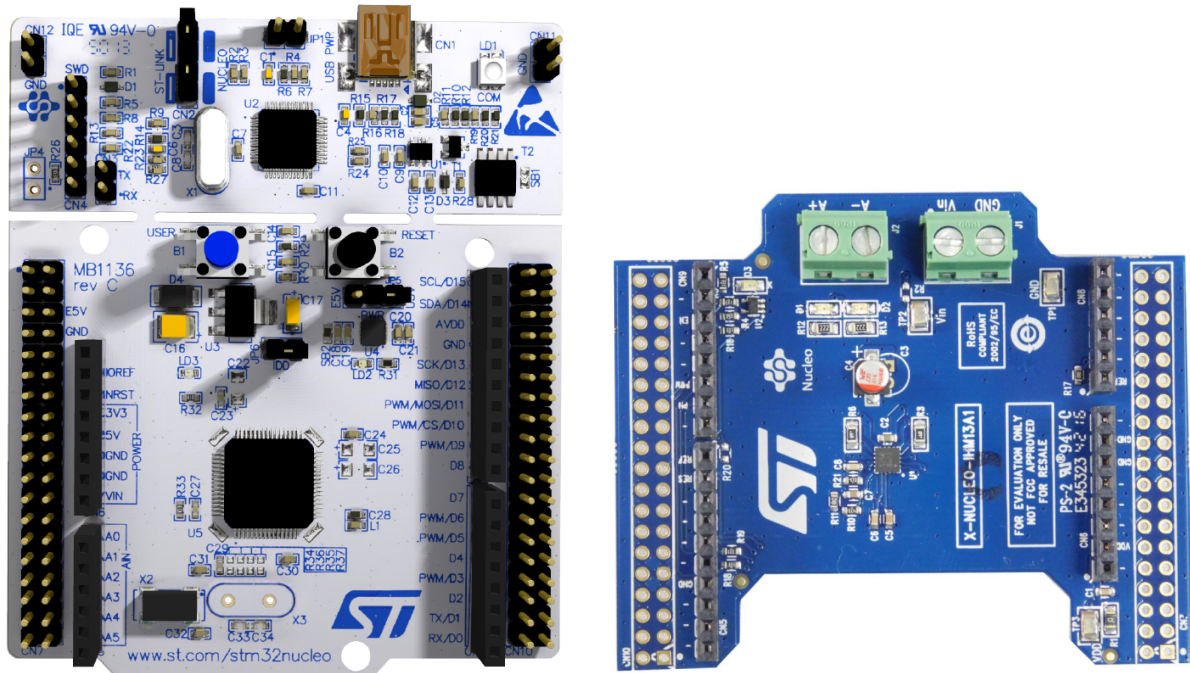


FIGURE 3.1 – Nucleo F401RE et Nucleo IHM013A1

3.1.2 Programmation du micro-contrôleur

Pour la programmation du micro-contrôleur, la méthode utilisée est la génération de code fournie par MATLAB. En effet, elle nous permettra de mettre en place simplement et rapidement des solutions d'asservissement complexes sans avoir à consacrer trop de temps à la découverte d'un nouvel environnement de programmation.

Le process de développement est le suivant. D'abord il faut générer le fichier de configuration du micro-contrôleur. Cela se fait par le programme CubeMX, utilitaire fourni par STM32. On choisit alors le kit de développement que nous utilisons, le F-401RE. Ensuite, avec Simulink on crée un nouveau projet que l'on configure en "Hardware Développement". On ajoute ensuite la configuration du micro-contrôleur à notre projet. On peut alors créer notre programme dans l'interface de Simulink et générer les fichiers une fois le programme réalisé. Le programme est alors chargé sur le micro-contrôleur à l'aide d'AC6, un outil de développement de STM32 basé sur Eclipse.

Cette solution n'est bien sûr que valable pour le banc de test, le développement du firmware pour le contrôle des moteurs se fera directement en C sans passer par l'outil de génération de code. Cet outil doit permettre de faciliter la mise en place du banc-test.

3.1.3 Utilisation du driver de moteur

Le driver de moteur est parfaitement compatible avec le Nucleo F-401RE. Son principe est de hacher une tension d'entrée appliquée à son entrée de puissance en lui appliquant une PWM de commande fournie par la partie commande. Il se commande grâce aux sorties digitales du Nucleo. Les pins à commander sont les suivants :

- D'abord une sortie Enable, qui désactive la sortie moteur quand elle est à 0
- Une sortie Ref, qui permet de choisir la valeur du courant maximal pour la limitation de courant. Cela se fait d'après la formule : $I_{max} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$, ici $V_{ref} = 3V$ et $R_{ref} = 100\Omega$ soit $I_{max} = \frac{3}{100} = 0.03A$

- Une sortie qui commande le sens de rotation, donc qui inverse la tension fournie au moteur par rapport à la PWM de commande
- Une sortie PWM qui va être appliquée par le circuit de puissance à l'entrée de puissance.

3.2 Choix du moteur

Dans le but d'aider l'équipe de développement de GOtouchVR pour la production de leurs prototypes, il m'a été demandé de comparer différents moteurs sur différents critères pour pouvoir conseiller le choix du moteur.

3.2.1 Modèle du moteur

Dans le but de caractériser notre moteur, nous devons d'abord définir son modèle. Pour la partie électrique et électro-mécanique, on choisi le même modèle que celui choisi pour la simulation. On rappelle d'abord l'équation électrique :

$$\frac{I_{moteur}}{U_{alimentation}} = \frac{1}{(L_{charge} \cdot p + R_{charge})}$$

Ensuite les équations de couplage électro-mécanique :

$$\begin{cases} C_{mot}(t) = k \cdot I_{mot}(t) \\ E_{fem}(t) = k \cdot W_{charge}(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

On rappelle ensuite l'équation du réducteur :

$$\begin{cases} C_{mot}(t) = k_{reduc} \cdot C_{reduc}(t) \\ C_{reduc}(t) = k_{reduc} \cdot \Omega_{mot}(t) \end{cases} \quad (3.2)$$

Et enfin, on rappelle l'équation de l'inertie et du frottement du moteur :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{reduc} - C_{charge} - C_{frottement}$$

Avec $C_{frottement} = F \cdot \Omega$, soit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{reduc} - C_{charge} - F \cdot \Omega$$

3.2.2 Critère de choix des moteurs

Afin de pouvoir choisir le moteur, la première des choses à faire est de définir les critères de choix. Le premier d'entre eux est la puissance nécessaire pour garantir les performances attendues.

Dans notre cas, le moteur doit garantir les performances suivantes :

- La partie à mouvoir a une masse de $m = 5\text{grammes}$
- Cette partie doit se déplacer sur une distance $D = 4\text{mm}$
- La fréquence de ce déplacement doit être au minimum de 20Hz , soit sur une période $T = 50\text{ms}$

Ces données permettent de calculer la puissance nécessaire à la mise en mouvement de la partie mécanique. De ces données on peut calculer la puissance mécanique nécessaire au moteur.

On fait le bilan des forces exercées par le moteur :

$$m \frac{d \cdot v(t)}{dt} = F_{mot}(t) - F_{charge}(t) - F_{frottement}(t)$$

Sachant que nous faisons ici l'hypothèse qu'il n'y a pas de frottements dans le système, nous avons l'équation :

$$F_{mot}(t) = m \frac{d \cdot v(t)}{dt} + F_{charge}(t)$$

On peut donc calculer la puissance instantanée nécessaire :

$$P_{mot}(t) = F_{mot}(t) \cdot v(t) = m \frac{d \cdot v(t)}{dt} \cdot v(t) + F_{charge}(t) \cdot v(t)$$

On choisit de calculer d'abord $P_{acceleration}(t) = m \frac{d \cdot v(t)}{dt} \cdot v(t)$ puis $P_{charge}(t) = F_{charge}(t) \cdot v(t)$ pour

Puissance d'accélération Pour calculer la puissance maximale nécessaire à l'accélération, on doit calculer sa vitesse et sa dérivée, donc on doit déterminer sa trajectoire.

On ne connaît pas exactement la trajectoire de la pièce, on doit donc la choisir sur la base de deux hypothèses :

- Sa vitesse est nulle au départ et à l'arrivée, la dérivée de notre trajectoire est nulle en $t = 0$ et en $t = T$
- Elle représente un phénomène physique, sans discontinuité dans sa vitesse et son accélération, donc dans la primitive d'ordre 1 et 2

$\cos(t)$ respecte ces deux critères, en effet sa dérivée est nulle en 0 et en π , sa valeur maximale. Pour que la courbe soit croissante en 0, on inverse l'équation, pour qu'en $t = 0$ sa valeur soit nulle on lui ajoute 1, pour que la valeur maximale $t = T$ on multiplie t par $\frac{\pi}{T}$. Et pour que la valeur maximale soit égale à la valeur de la distance, on multiplie l'équation par $\frac{D}{2}$. L'équation de notre trajectoire est :

$$x(t) = \frac{D}{2} (1 - \cos(t \frac{\pi}{T}))$$

On peut donc calculer la vitesse théorique de la masse ainsi que son accélération :

$$v(t) = \dot{x}(t) = \frac{D\pi}{2T} \sin(t \frac{\pi}{T})$$

$$a(t) = \dot{v}(t) = \ddot{x}(t) = \frac{D\pi^2}{2T^2} \cos(t \frac{\pi}{T})$$

On est donc en mesure de calculer sa puissance instantanée :

$$P_{acceleration}(t) = v(t) \cdot a(t) \cdot m = m \frac{D^2\pi^3}{4T^3} \sin(t \frac{\pi}{T}) \cos(t \frac{\pi}{T})$$

Pour en trouver la valeur maximale, on calcule sa dérivée :

$$\dot{P}_{acceleration}(t) = m \frac{D^2\pi^4}{4T^4} (\cos(t \frac{\pi}{T})^2 - \sin(t \frac{\pi}{T})^2)$$

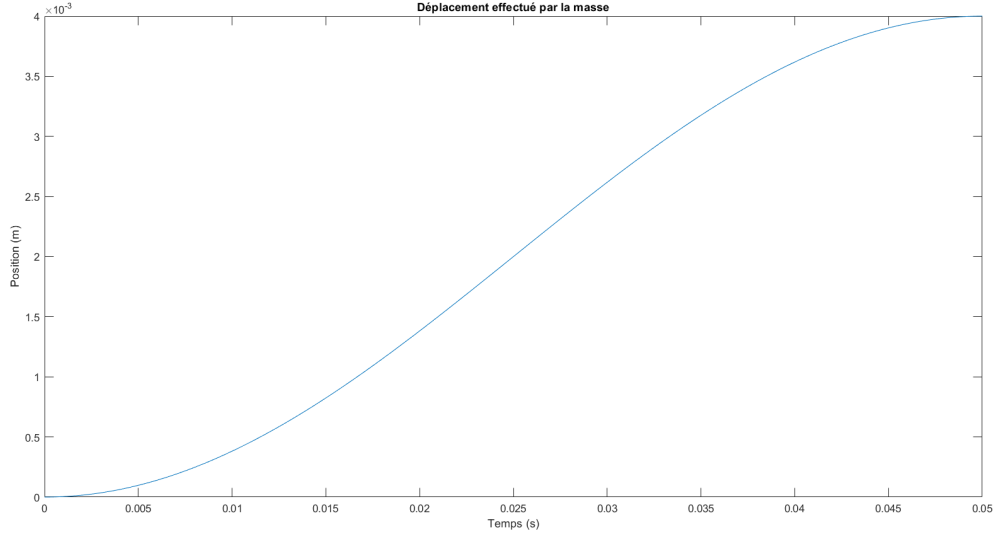


FIGURE 3.2 – Trajectoire théorique de la masse

On cherche t_{max} tel que $\dot{P}_{acceleration}(t_{max}) = 0$, avec $0 \leq t_{max} \leq T$. On doit résoudre l'équation :

$$0 = m \frac{D^2 \pi^4}{4T^4} (\cos(t \frac{\pi}{T})^2 - \sin(t \frac{\pi}{T})^2)$$

Ce qui revient à résoudre $\cos(t \frac{\pi}{T}) = \sin(t \frac{\pi}{T})$. Ce qui se vérifie si $t \frac{\pi}{T} = \frac{\pi}{4}$ ou $t \frac{\pi}{T} = 3 \frac{\pi}{4}$. On a deux solutions, dans notre cas identiques. On retient : $t_{max} = \frac{T}{4}$ On a alors :

$$P_{accelerationMax} = P_{acceleration}(t_{max}) = P_{acceleration}(\frac{T}{4}) = 0.0025W$$

Puissance de la charge Ce qu'on appelle la charge est ici la force appliquée par le doigt sur la partie mobile. Nous devons donc modéliser le comportement du doigt de l'utilisateur, donc la force qu'il va fournir sur le système en fonction de son déplacement.

Pour nos calculs, nous considérons que le doigt de l'utilisateur est fixe. C'est la partie mue par le moteur qui va aller rencontrer le doigt de l'utilisateur. Nous considérons que le doigt est une sorte de ressort. En effet, au plus la poutre va se déplacer dans le doigt, au plus le doigt va exercer une force de réaction sur la partie mobile.

Nous cherchons donc une fonction $F(x)$ telle que x est la position, et F la force développée par le doigt pour la position.

Une telle fonction a été définie expérimentalement par les travaux de Perez-Gonzalez. Leur méthode a été d'observer le déplacement d'un palpeur pour une force incrémentée d'un Newton. Dans notre cas, on veut réaliser un déplacement de 4mm. On va donc implémenter sous MATLAB une simple fonction linéaire prenant la valeur 0N en $x = 0$ et 1N en $x = 4mm$. On peut définir très simplement la fonction suivante :

$$F(x) = \frac{x}{D}$$

Nous avons défini une fonction définissant la force en fonction du déplacement :

$$F_{charge}(x) = \frac{x}{D}$$

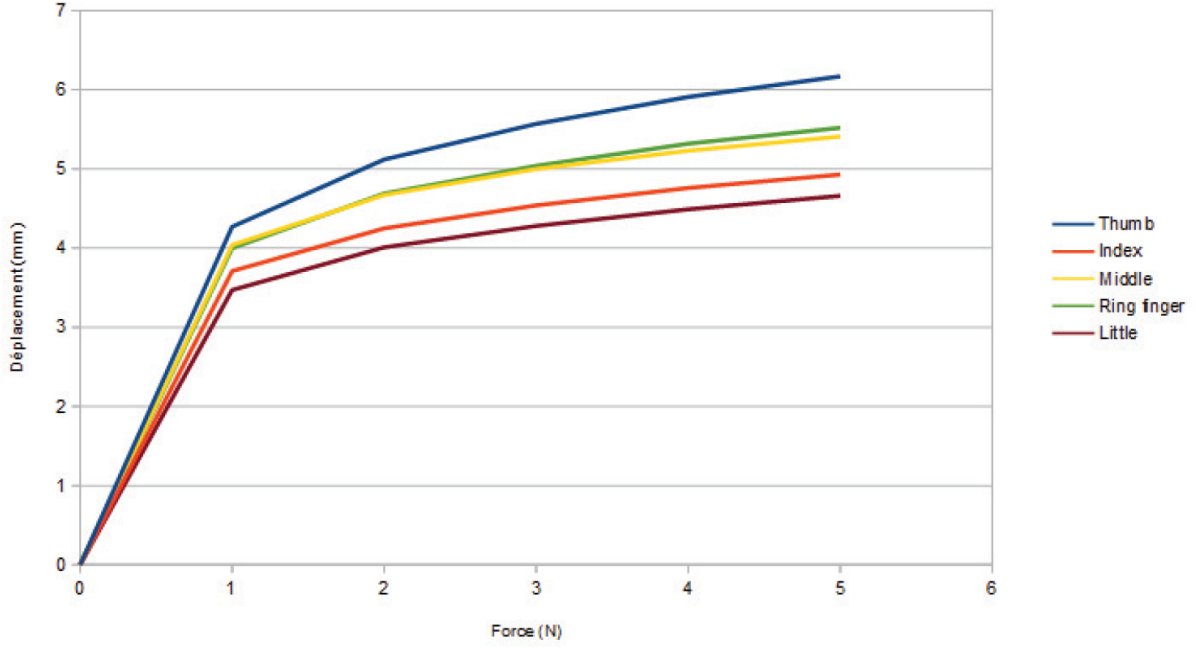


FIGURE 3.3 – Modèle expérimental du doigt

Or nous avons :

$$P_{charge}(t) = F_{charge}(t) \cdot v(t)$$

Nous cherchons donc $F_{charge}(t)$ à partir de $F_{charge}(x)$. On connaît $x(t)$ donc on peut écrire :

$$F_{charge}(t) = \frac{D}{2}(1 - \cos(t\frac{\pi}{T})) \cdot \frac{1}{D}$$

On peut donc calculer la puissance en fonction du temps pour la trajectoire que nous avons définie.

$$P_{charge}(t) = F_{charge}(t) \cdot v(t) = \frac{D\pi}{4T}(\sin(t\frac{\pi}{T}) - \frac{1}{2}\sin(t\frac{2\pi}{T}))$$

3.2.3 Création des courbes des moteurs

La suite du projet est de créer une documentation qui présente les caractéristiques principales des différents moteurs. Le but est de décrire chaque moteur par une courbe représentant son comportement pour chaque point de fonctionnement.

Le modèle du moteur DC nous donne l'équation :

$$U(t) = Ri(t) + L\frac{di(t)}{dt} + E(t)$$

En régime établi comme $\frac{di(t)}{dt} = 0$, on obtient :

$$U(t) = Ri(t) + E(t)$$

On rappelle les équations électro-mécaniques, pour lesquelles C est le couple, Ω la vitesse de rotation et k une constante :

$$C(t) = i(t) \cdot k$$

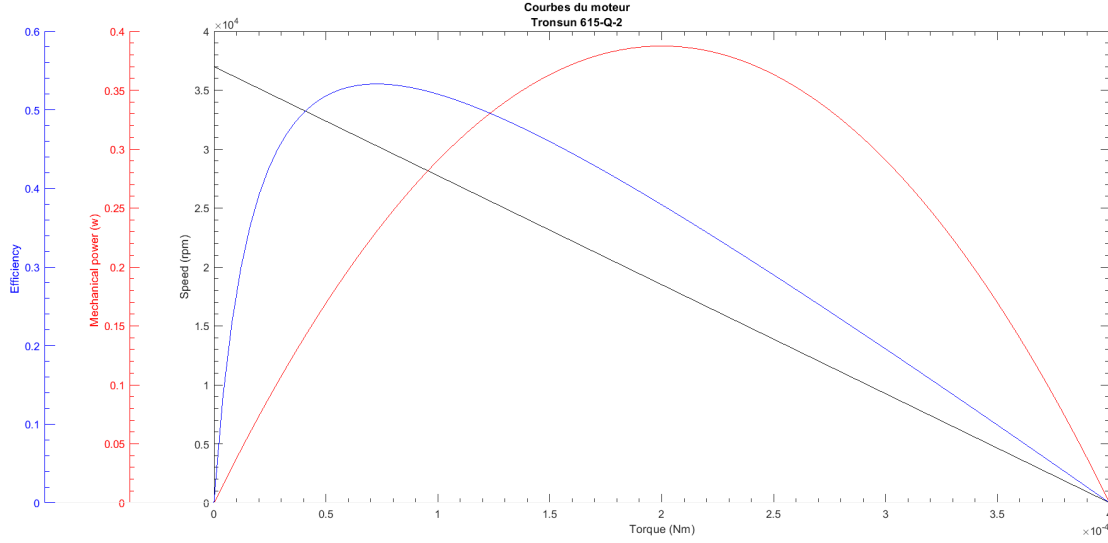


FIGURE 3.4 – Exemple de courbe, ici celle du moteur TronSun

$$E(t) = \Omega(t) \cdot k$$

Si on considère $U(t) = U_{nominal} = constant$, on peut écrire :

$$U_{nominal} = R \frac{C(t)}{k} + \Omega(t) \cdot k$$

Donc :

$$\Omega(t) = \frac{U_{nominal}}{k} - R \frac{C(t)}{k^2}$$

Les deux seules valeurs qui évoluent avec le temps sont $\Omega(t)$ et $C(t)$. On peut donc écrire Ω en fonction de C :

$$\Omega(C) = \frac{U_{nominal}}{k} - R \frac{C}{k^2}$$

Pour une tension d'alimentation définie, on montre bien qu'il existe une courbe $\Omega(C)$ linéaire, avec Ω la vitesse de rotation du moteur et C le couple fourni par le moteur. Cette courbe nous permet de connaître les différents points de fonctionnements possibles pour le moteur, en effet ce sera l'ensemble des points situés en-dessous et sur la courbe. Et cette courbe est facile à retrouver si on connaît deux points de fonctionnement du moteur à tension nominale.

On peut alors calculer facilement la puissance mécanique disponible pour chacun des points à tension nominale, il suffit de multiplier le couple (en Nm) par la vitesse (en $rad.s^{-1}$). De plus, comme le courant est proportionnel au couple fourni, il est facile de calculer le courant en chaque point si il est fourni pour au moins deux points de fonctionnement. On peut donc en déduire la puissance d'alimentation nécessaire, puisqu'on est à tension nominale. On peut donc également déduire le rendement du moteur pour chaque point de fonctionnement, obtenu par la division de la puissance mécanique par la puissance d'alimentation.

Dans les faits, les datasheet de chaque moteur donnent au moins deux points de fonctionnement et le courant alors consommé. On est donc capable de calculer les courbes de chacun d'entre eux. Un script Matlab a été créé, il suffit de rentrer les valeurs de couple, de vitesse et de courant pour deux points de fonctionnement à vitesse nominale pour en obtenir les courbes. Ces courbes permettent de comparer facilement les comportements des moteurs.

3.2.4 Calculs théorique de la plage de fonctionnement du moteur

La suite des projet a été de calculer la zone de fonctionnement du moteur dans le plan couple-vitesse. Comme nous avons la trajectoire de la pièce, nous avons sa vitesse et son accélération. On a pu en déduire la force instantanée nécessaire à la propulsion de notre système. Si on fait une hypothèse sur L la longueur de la partie mobile, on peut en déduire le couple nécessaire à propulser la partie mobile. Il faut d'abord transformer la force et la vitesse linéaire en couple et en vitesse de rotation. On utilise pour cela les formules :

$$C(t) = L \cdot F(t) = L \cdot m \cdot a(t)$$

$$\Omega(t) = v(t) \cdot \frac{2\pi}{L}$$

On rajoute le ratio de réduction entre le moteur et la partie mobile :

$$C_{mot}(t) L \cdot m \cdot a(t) \cdot k_{reduc}$$

$$\Omega_{mot}(t) = v(t) \cdot \frac{2\pi}{L \cdot k_{reduc}}$$

On a ainsi la zone de fonctionnement attendu du moteur dans le plan couple-vitesse. On peut donc le comparer avec la courbe du moteur à tension nominale. En effet, si cette zone reste en-dessous de la courbe du moteur, nous pouvons en déduire que le moteur va réussir à l'atteindre. La courbe dans la figure 3.5 nous montre par exemple que dans le cas du moteur Tronsun, nous

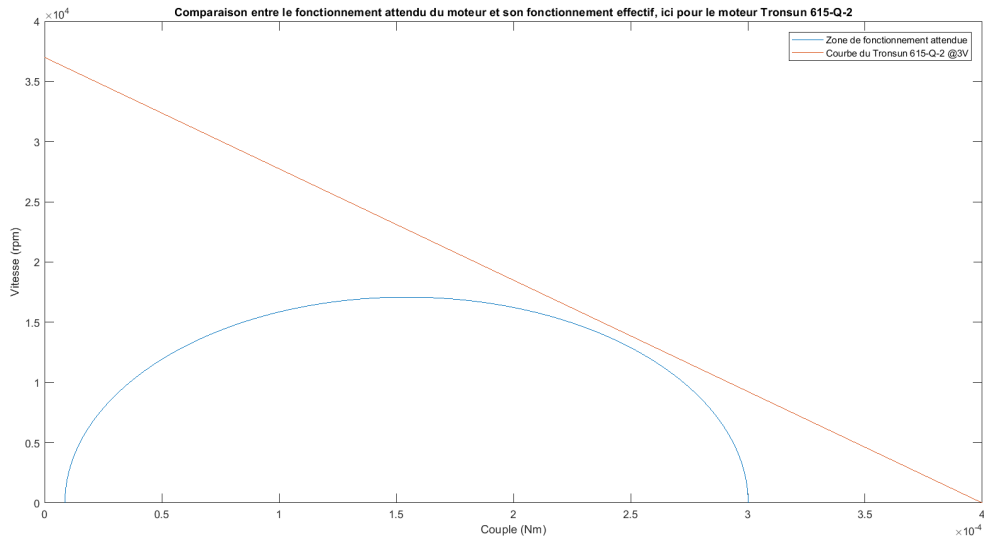


FIGURE 3.5 – Comparaison entre le moteur et son usage attendu dans le plan couple-vitesse

sommes capable de répondre au cahier des charges, mais de manière un peu juste, puisque les pertes mécaniques ont été ignorées. Cependant nous ne prenons pas en compte dans notre modèle les pertes par frottement induite par la partie négative. Ces résultats théoriques sont à confirmer par des tests pratiques.

3.3 Définition des tests du banc

La suite du projet a été de mettre en place un process de test pour les moteurs. Le but est dans un premier temps d'identifier les moteurs pour vérifier les données des datasheet. Dans un second temps, le moteur va être mis dans ses conditions d'exploitation pour vérifier qu'il les tiennes réellement. Et le troisième test aura pour but d'étudier les stratégies d'attache du moteur au châssis d'un point de vue thermique.

3.3.1 Identification des moteurs

Pour l'identification des moteurs, le but est de retrouver par l'expérience toutes les données nécessaires à leur modélisation. On va donc procéder à des tests dans trois conditions différentes.

Test en rotor bloqué Les tests suivants s'effectuent avec le rotor bloqué. Le but de ce test est de déterminer la partie électrique du moteur. En effet, tant que le moteur est bloqué, $\Omega = 0$ donc $E = k \cdot \Omega = 0$. Le schéma équivalent dans cette configuration est donc un circuit RL, dont l'équation est, dans le domaine de Laplace :

$$\frac{I}{U} = \frac{1}{LP + R}$$

Si on observe la réponse à un échelon de tension, on peut déterminer :

- En régime établi, $P = 0$ l'équation précédente devient : $\frac{I}{U} = \frac{1}{R}$. Donc on déduit facilement $R = \frac{U}{I}$
- Le temps de montée de notre fonction de transfert est $\tau = \frac{L}{R}$. Si on mesure ce temps de montée et connaissant R , on est capable de calculer $L = \frac{\tau}{R}$

Test en charge symétrique Le test en charge symétrique va nous permettre de trouver deux paramètres. Ce test se fait à tension nominale, et en couplant deux moteurs de taille identique.

- Le premier est la constante k du moteur. On sait que $E = k\Omega_{moteur}$. On peut obtenir $\Omega_{moteur} = \frac{\Omega_{reducteur}}{R_{reduction}}$ facilement, mais E est en série avec un circuit RL . Donc on ne peut mesurer E que si aucun courant ne circule dans le moteur. Le moteur à étudier va donc être couplé à un autre moteur et fonctionner en générateur. On pourra mesurer la vitesse à l'endroit du couplage facilement, ainsi que la tension aux bornes du moteur en génératrice. On peut alors calculer $k = \frac{E \cdot R_{reduction}}{\Omega_{reducteur}}$.
- Ensuite, le but est de déterminer l'inertie du moteur. Pour cela il faut mesurer temps de montée du moteur. Cette mesure est complexe. Le tachymètre en notre possession ne permet pas d'avoir une sortie visualisable à l'oscilloscope. Nous avons envisagé de faire une mesure de ce temps de montée obtenu par analyse spectrale du son produit par le moteur. Cette mesure n'est pas assez précise pour nous. Pour ce faire, nous allons donc coupler deux moteurs identiques. Comme les deux réducteurs sont montés de manière symétrique, ils n'annulent mutuellement. L'inertie équivalente perçue par le moteur a donc comme valeur $J_{eq} = 2J_{mot}$ et le frottement a comme valeur : $F_{eq} = 2F_{eq}$. Or, la fonction de transfert du système a comme fonction de transfert :

$$F(p) = \frac{\frac{1}{F_{eq}}}{\frac{J_{eq}}{F_{eq}}p + 1}$$

La constante de temps vaut alors $\frac{J_{eq}}{F_{eq}} = \frac{2J}{2F} = \frac{J}{F}$ Connaissant F , nous sommes capables de déterminer J .

Test à vide Le dernier des tests est un test à vide et à tension nominale. Nous allons procéder à deux mesures :

- Le courant à vide. Comme nous connaissons k , on pourra en déduire le couple C_{vide} délivré par le moteur.
- La vitesse à vide Ω_{vide} . En effet, nous avons l'équation : $J \frac{d\Omega}{dt} = C_{reduc} - C_{charge} - F \cdot \Omega$. Donc à vide et en régime établi, $J \frac{d\Omega}{dt} = 0$ et $C_{charge} = 0$. Donc on a : $C_{reduc} = F \cdot \Omega$. Or $C_{vide} = k_{reduc} \cdot C_{reduc}$ donc $F = \frac{C_{vide}}{k_{reduc} \cdot \Omega}$. Sachant que k_{reduc} est connu, on peut donc en déduire la constante F .

A l'issue de ces tests, nous sommes capable de savoir si les données constructeur concordent avec ce que l'on a trouvé par les mesures.

3.3.2 Tests thermiques

Dans la version 1.0 du VRtouch, un des problèmes remonté est un problème lié à la thermique du moteur. Il est donc demandé de créer un modèle thermique du moteur et de sa fixation. Pour ce faire, nous partons du principe que le moteur du point de vue thermique possède une fonction de premier ordre de type $\frac{\Delta T}{Q}$, avec ΔT la différence de température entre le moteur et la salle et Q la puissance à dissiper considéré : $Q = R \cdot I^2$. Nos tests vont se faire dans la pire condition, soit le cas de blocage du rotor, là où le couple et le courant est maximal. Le but est dans un premier temps la création d'un modèle de premier ordre pour notre moteur, dont la partie métallique est dans l'air. Le moteur va d'abord être mis en position bloquée, sans alimentation, et il doit être à température ambiante. Le support doit laisser la partie métallique à l'air libre. Il faut mesurer la température de la salle avant de commencer l'expérience. La fonction de transfert entre la puissance dissipée et la température du moteur est donc de la forme :

$$\frac{\Delta T}{Q} = \frac{K}{\tau P + 1}$$

Pour identifier K , il faut mesurer la température en régime établi. Dans cette condition, la fonction de transfert devient :

$$\frac{\Delta T}{Q} = K$$

Or $Q = R \cdot I^2$ donc

$$\frac{\Delta}{R \cdot I^2} = K$$

On connaît R , et on peut mesurer la différence de température avant le test et après, ainsi que le courant. Une fois cela fait, on peut répéter l'expérience et mesurer le temps mis pour atteindre 63% de la valeur finale. Cette valeur sera celle de τ

3.4 Résultats du banc-test

La conception de ce banc-test a pour but de préparer la suite du projet de GOtouchVR, et donc la comparaison des différents moteurs. N'ayant reçu rapidement que l'un des moteurs à tester, les tests ont pour l'instant été effectués que sur ce moteur là. De plus, les tests thermiques n'ont pas été encore effectués puisque nous n'avons pas encore la caméra thermique en notre possession.

3.4.1 Mise en place du banc-test

Pour réaliser ces tests, il a fallu mettre en place un banc test qui permette d'obtenir les mesures nécessaires dans les conditions de test adéquates.

Circuit électronique Pour la partie électronique, le hacheur du système est composé par le Nucleo F-401RE et le driver IHM013A1. En amont de celui-ci, nous retrouvons une super-capacité d' $1.33F$. C'est cette capacité qui est en parallèle de la source d'alimentation asservie en courant, qui doit permettre à la fois d'augmenter la dynamique et de limiter le courant dans la batterie. Enfin, pour la source d'alimentation asservie en courant, nous utilisons une alimentation de laboratoire avec limite de courant. On lui définit à la fois une tension et un courant maximal, et l'alimentation nous garantit de rester dans ce domaine de fonctionnement. Ici, elle remplace parfaitement le LTC3125, en effet, si le courant est inférieur au courant en consigne, la tension délivrée sera la tension nominale de la capacité. Et si la consommation de courant est trop importante, alors le générateur va passer en générateur de courant et donc la valeur de la tension sera celle de la capacité, qui va se décharger progressivement si le courant est constant. Il ne manque à notre circuit que les différentes sondes de l'oscilloscope pour être parfaitement fonctionnel.

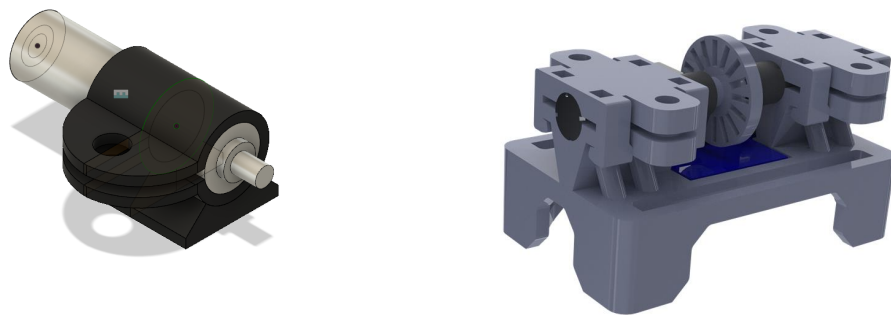


FIGURE 3.6 – A gauche la version simple moteur, à droite la version double

Conception mécanique Pour la conception mécanique du banc-test, j'ai effectué un premier travail de conception de support pour le banc-test. Le but était de fournir un support très simple pour maintenir le moteur pendant les tests. J'ai donc réalisé un premier support très simple sous Fusion 360, qui s'est amélioré jusqu'à sa version finale. Cependant, cette version du support était insuffisante pour les tests puisqu'il ne permet pas de coupler deux moteurs face à face, ni de bloquer facilement le moteur. Ainsi une version adaptée du banc de test a été conçue par un membre de l'équipe de développement de GOtouchVR, version qui devait également permettre à un autre collègue de tester différents capteurs de position.

Une fois le banc-test en place, il a été possible de réaliser quelques tests.

Conception mécanique

3.4.2 Test d'identification

Ce test a pour but de recréer les courbes que nous avons calculées théoriquement. En effet, nous allons identifier deux points de fonctionnement pour déterminer les courbes de fonction-

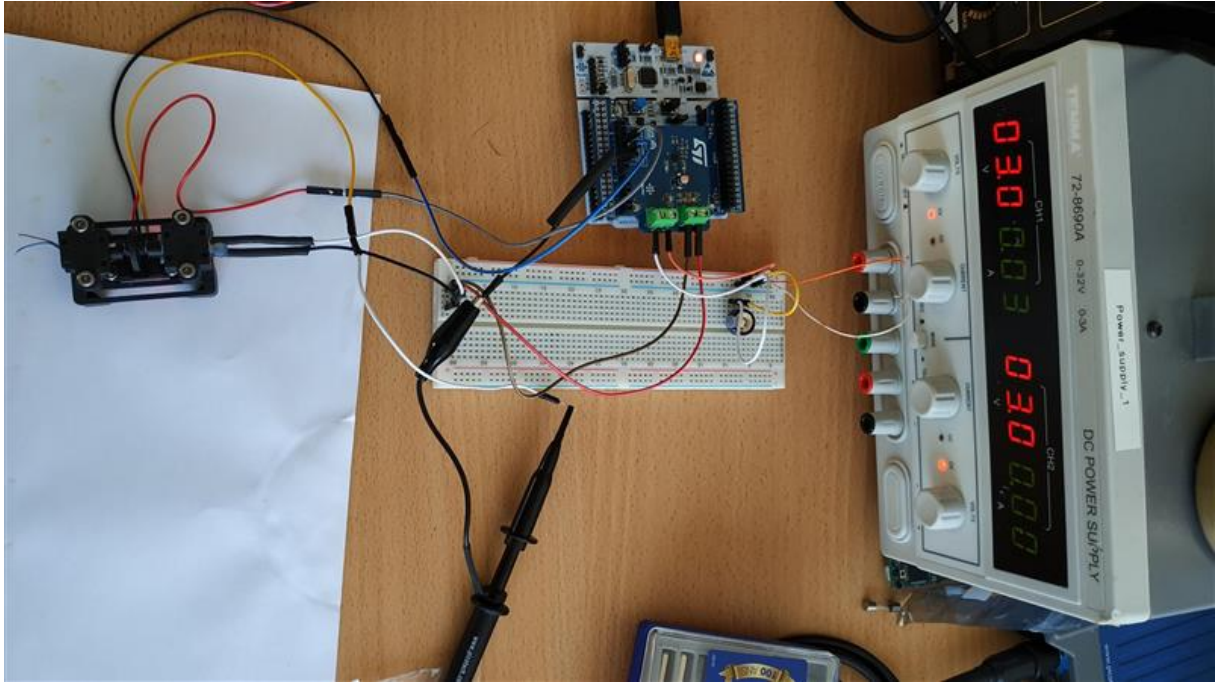


FIGURE 3.7 – Vue du banc test

nement pratique, et les comparer à la courbe de fonctionnement théorique. Nous réalisons donc les tests d'identification décrits-ci-dessus pour le moteur TGPP06-26, ce qui nous permet d'identifier le moteur. On peut donc réaliser sa courbe caractéristique et la comparer à la courbe théorique.

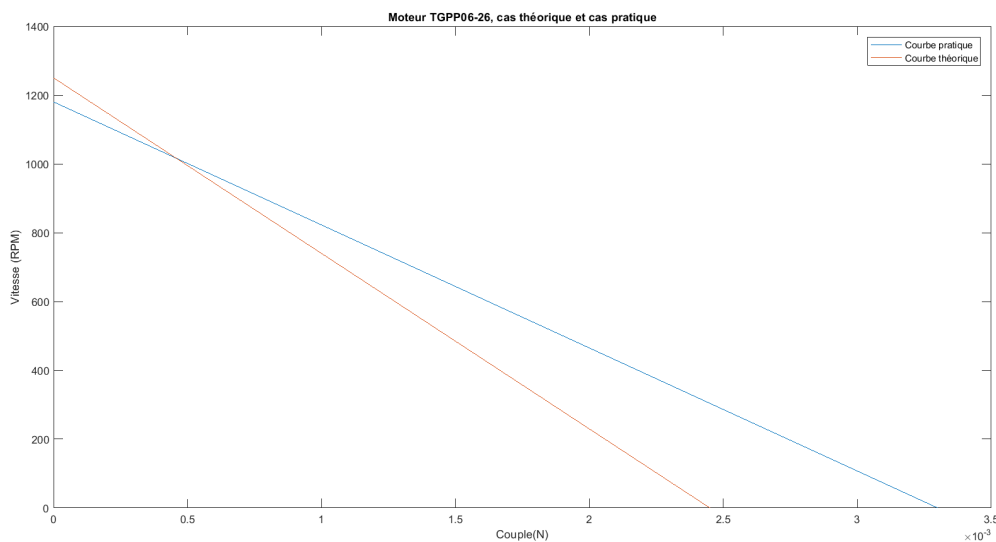


FIGURE 3.8 – Comparaison des performances pour le TGPP06-26

Ce qui est intéressant avec cette comparaison, c'est que dans le cas pratique le moteur donne beaucoup plus de couple, même si la vitesse à vide est moindre. Si on calcule sa puissance max $P_{max} = \frac{C_{max} \cdot V_{max}}{4}$ on trouve 0.08W en théorie et 0.10W en pratique.

Ce test est intéressant parce qu'il démontre une incertitude dans les données du constructeur, et donc le bien fondé de ce test.

3.4.3 Test en sur-tension et sans charge

Le but de ce test est de déterminer les performances du moteur si il est soumis à une tension supérieure à sa tension nominale. On va donc commencer par mesurer à vide la vitesse de rotation pour différentes valeurs de tension, en l'incrémentant de $0.5V$ entre chaque mesure. On va donc pouvoir ajouter à notre courbe les points de fonctionnement obtenus et donc en déduire la nouvelle plage de fonctionnement de moteur si nous utilisons le système de limitation du courant de la batterie par l'ajout d'une super-capacité. Ainsi, cela nous permettra de mieux choisir le moteur une fois que la charge mécanique aura été choisie et identifiée. Nous voyons

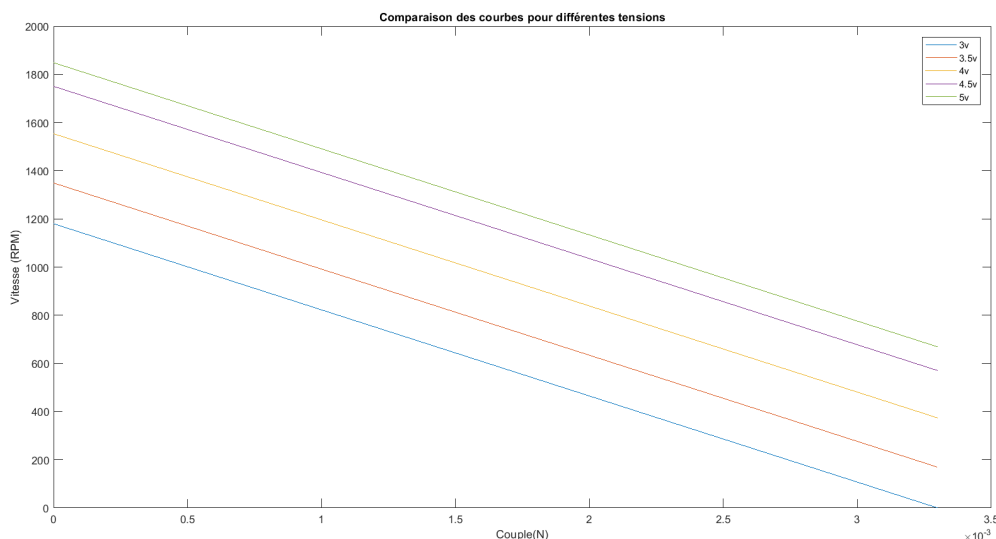


FIGURE 3.9 – Mesures faites à différentes tensions pour le moteur TGPP06-26

dans la figure 3.9 que avec notre système de capacité, notre système va obtenir une meilleure dynamique. En effet, il va être capable de fonctionner à bas couple à plus haute vitesse, passant de 1180rpm à 1820rpm. Cependant, nous avons calculé ces courbes à partir uniquement d'un seul point, mesuré à vide. En effet, le courant en cas de rotor bloqué aurait été trop important pour le moteur. On a donc fait cette mesure et nous l'avons extrapolé en lui donnant le même coefficient directeur que la courbe obtenue à 3V. En effet, le coefficient directeur est égal à $\frac{R}{k^2}$, et donc indépendant de la tension d'alimentation.

Conclusion

Ce projet, s'il a eu ses difficultés comme toute entreprise humaine, a été l'occasion d'approfondir ou même de re-découvrir des concepts d'automatique, d'électronique, de mécanique. En un mot, il m'a permis de continuer la découverte maintenant bien entamée du métier d'ingénieur, métier qui ne se limite pas à un savoir-faire, mais s'étend à tous les besoins que peut nécessiter un projet et qui sont parfois loin des domaines pour lesquels nous nous formons.

De plus, il m'a fait sortir de ma zone de confort, me remettant en question sur ma capacité à tenir une démarche scientifique rigoureuse, et par là m'a permis d'améliorer mes méthodes de travail.