

Etude de l'effet de la commande sur les vibrations d'une machine asynchrone

Travail de fin d'études présenté par
Julien DELVINGT

sous la supervision de
Ir. David KIMPLAIRE

et la co-supervision de
Dr. Ing. Yves MOLLET

en vue de l'obtention du diplôme de
Master en Sciences de l'Ingénieur Industriel orientation Automatisation

CAHIER DES CHARGES RELATIF au TRAVAIL DE FIN D'ETUDES de

Julien Delvingt inscrit en 5MAU

Année académique : 5MAU

Titre provisoire : Etude de l'effet de la commande sur les vibrations d'une machine asynchrone

Situation existante : Un banc d'essai à échelle réduite destiné aux essais de motorisation de véhicule composé d'un onduleur commandé par un processeur C2000, d'un SCADA et d'une MSAP en tant que charge. Le C2000 a précédemment été programmé pour commander une MSAP et sera reprogrammé pour une MAS.

Objectifs à atteindre :

- Concevoir et réaliser un circuit imprimé de mesures de courants et de tensions.
- Identifier et modéliser le moteur asynchrone sur Matlab Simulink.
- Programmer différents types de commande sur le processeur C2000.
- Identifier l'effet des commandes sur les vibrations.
- Options :
 - Simuler une commande prédictive.
 - Modéliser les vibrations.

Principales étapes :

- Concevoir un schéma électrique du circuit imprimé de mesures.
- Assurer le suivi de la réalisation du circuit imprimé.
- Souder les composants du circuit imprimé, le tester et l'intégrer dans le banc d'essai
- Réaliser des essais d'identification sur le moteur asynchrone.
- Déduire les paramètres du moteur asynchrone à partir des données mesurées.
- Etudier les équations des machines asynchrones et les implémenter dans Matlab Simulink.
- Programmer le processeur C2000 graduellement.
- Etudier différents types de commandes et les programmer sur le processeur C2000.
- Analyser l'effet des commandes sur les vibrations et les interpréter.
- Discuter voire concrétiser les objectifs en option

Fait en trois exemplaires à Bruxelles, le ...19.1.2019

L'Etudiant
Nom-prénom :

DELVINGT Julien

Signature



Le Tuteur
Nom-prénom :

KIMPLAIRE David

Département/Unité

GEA

Signature



Le Promoteur

Nom-prénom : MOLLET Yves

Société

Siemens Industry
Software N.V.

Signature



Titre : Etude de l'effet de la commande sur les vibrations d'une machine asynchrone

Auteur : Julien Delvingt

Master en Sciences de l'Ingénieur Industriel orientation Automatisation

Année académique 2019 – 2020

Abstract

Siemens Digital Industries Software est un domaine d'activité stratégique du géant Allemand Siemens AG. On y développe des outils informatiques qui visent à faciliter la conception, le développement et la maintenance de produits et de systèmes industriels. Cette entreprise est implantée mondialement et c'est dans une filiale à Louvain que ce travail de fin d'études a été réalisé. Cette filiale est spécialisée pour l'industrie automobile électrique. L'année passée, elle a développé un mini banc d'essai de recherche qui met en œuvre un système basé sur un modèle (**Model-Based System Testing**). Appliquée sur un système réduit, la MBST est une méthode qui permet de dériver les cas de tests d'un système grandeur nature. Cela permet aux chercheurs de travailler plus rapidement et efficacement. In fine, ce mini banc d'essai appelé Mini-Rig, est un projet de recherches pour la recherche.

Mini-Rig est initialement composé d'une alimentation DC, de deux onduleurs, d'une résistance de freinage et de deux moteurs synchrones à aimants permanents. L'entreprise voudrait premièrement y intégrer un module de mesure de tensions et de courants. Deuxièmement, elle voudrait remplacer un moteur synchrone par un **moteur asynchrone**.

Ce travail de fin d'études porte sur :

- La création d'un **circuit imprimé** embarqué pour la mesure de plusieurs signaux de tensions et de courants doté d'une gestion de la température par le contrôle d'un ventilateur.
- La **programmation d'un onduleur** de Texas instrument avec l'outil Matlab Simulink pour une machine asynchrone.
- L'étude de l'effet de la commande d'onduleurs sur les **vibrations** du moteur.

Mots clefs : Model-Based System Testing, Moteur asynchrone, circuit imprimé, programmation d'un onduleur, vibrations

Table des matières

Cahier des charges	I
Abstract	II
Table des matières	III
Liste des figures	IV
Liste des tableaux	V
Liste des symboles	VI
Préface	VII
Introduction	VIII
1 Mesures et acquisition des données	1
1.1 Conception.....	1
1.2 Analyse du schéma électrique	3
1.3 Analyse du schéma du circuit imprimé	7
2 Modélisation du moteur asynchrone	8
2.1 Equations	8
2.2 Identification.....	10
2.2.1 Essai à rotor calé	11
2.2.2 Essai à vide.....	12
2.2.3 Essai à courant transitoire	13
2.2.4 Essai à vitesse transitoire.....	14
2.3 Modélisation	15
3 Etudes des commandes d'onduleurs	16
3.1 Commande pleine onde.	16
3.2 Commande avec modulation de la largeur d'impulsion	19
4 Implémentation des commandes	21
4.1 Commande pleine onde	23
4.2 Commande avec modulation de la largeur d'impulsion	25
4.3 Field Oriented Control.....	27
5 Perspectives	29
6 Conclusion	30
Bibliographie	31
Annexes	32
Annexe A : Schémas électriques du circuit imprimé de mesure	33
Annexe B : Modèle de la machine asynchrone	40

Liste des illustrations

Figure 1 Aperçu et intérieur du banc d'essai Mini-Rig (Joos, 2019).....	VIII
Figure 2 Localisation du circuit imprimé de mesure dans le banc d'essai.	1
Figure 3 Schéma électrique du module de mesures partie puissance.....	3
Figure 4 Schéma électrique du module de mesures partie DC.	4
Figure 5 Schéma électrique du module de mesures partie gestion de la température.....	5
Figure 6 Plan du PCB du module de mesure.	7
Figure 7 Photo du PCB.....	7
Figure 8 Passage de composantes en 'abc' vers des composantes en 'dq'.....	8
Figure 9 Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone.	10
Figure 10 Schéma de câblage de l'essai à rotor calé de la séance 1.	11
Figure 11 Schéma de câblage de l'essai à rotor calé de la séance 2.	11
Figure 12 Schéma de câblage de l'essai à vide de la séance 1.	12
Figure 13 Schéma de câblage de l'essai à vide de la séance 2.	12
Figure 14 Schéma de câblage des essais à courant transitoire.	13
Figure 15 Schéma d'une Phase Lock Loop.	15
Figure 16 Schéma d'un onduleur triphasé.....	16
Figure 17 Commutation des interrupteurs en commande pleine onde à 180°.	17
Figure 18 Tension de ligne d'une commande pleine onde à 180°.	17
Figure 19 Tension de phase d'une commande pleine onde à 180°.	17
Figure 20 Comparaison d'un démarrage moteur sur réseau et sur un onduleur en commande pleine onde.	18
Figure 21 Modulation de la largeur d'impulsion.	19
Figure 22 Comparaison d'un démarrage moteur sur réseau et sur un onduleur en commande sinus.....	20
Figure 23 Montage de l'onduleur et du processeur.	21
Figure 24 Programme : Faire clignoter une LED.....	22
Figure 25 Programme : Commande Pleine Onde Invalide.....	23
Figure 26 Programme : Commande Pleine Onde.....	24
Figure 27 Programme : Commande avec modulation de la largeur d'impulsion.	25
Figure 28 Programme : Ajout d'un potentiomètre.....	26
Figure 29 Programme : Acquisition et traitement des signaux de courants.	27
Figure 30 Programme : Calcul de l'angle de référence pour la transformée de Park.	28
Figure 31 Programme : Transformée de Park.	28

Liste des tableaux

Tableau 1 Paramètres du moteur asynchrone.....	10
Tableau 2 Résultats des essais à rotor bloqué.	11
Tableau 3 Résultats des essais à rotor à vide.....	12
Tableau 4 Résultats des essais à courant transitoire.....	13
Tableau 5 Combinaison des résultats de l'essai à rotor bloqué et à courant transitoire.	13
Tableau 6 Résultats des essais à vitesse transitoire.....	14

Liste des symboles

p	Nombre de paires de pôles	
u_{sd}	Tension statorique d'axe 'd'	V
u_{sq}	Tension statorique d'axe 'q'	V
i_{sd}	Courant statorique d'axe 'd'	A
i_{sq}	Courant statorique d'axe 'q'	A
i_{rd}	Courant rotorique d'axe 'd'	A
i_{rq}	Courant rotorique d'axe 'q'	A
R_s	Résistance statorique	Ω
R_r	Résistance rotorique	Ω
Φ_{sd}	Flux statorique d'axe 'd'	Wb
Φ_{sq}	Flux statorique d'axe 'q'	Wb
Φ_{rd}	Flux rotorique d'axe 'd'	Wb
Φ_{rq}	Flux rotorique d'axe 'q'	Wb
ω_s	Vitesse angulaire du champ magnétique statorique	rad/s
ω_r	Vitesse angulaire du rotor	rad/s
L_{cs}	Inductance cyclique statorique	H
L_{cr}	Inductance cyclique rotorique	H
M	Inductance mutuelle	H
M_{csr}	Inductance cyclique mutuelle	H
C_{elm}	Couple électromagnétique	Nm
f_v	Frottements secs	$Nm/rad/s$
f_s	Frottements visqueux	Nm
j	Inertie	kgm^2

Préface

En raison des mesures de confinement, liée à la crise sanitaire COVID-19 de 2020, certains travaux prévus dans le cahier des charges de ce travail de fin d'études n'ont pu aboutir. Cette préface a pour but d'expliquer l'impact du confinement sur le TFE.

Pour la partie des mesures et acquisitions des données, seule la conception du circuit imprimé (printed circuit board ou PCB en anglais) a pu avoir lieu. Il était prévu, premièrement, d'assembler le circuit imprimé sous la supervision de Ing. C. Flemal, professeur d'électronique à l'ECAM. Deuxièmement, une fois le PCB assemblé, il était prévu de l'intégrer au banc d'essai, puis, de réaliser des tests pour s'assurer du bon fonctionnement du PCB. Troisièmement, une fois le PCB intégré au banc et validé, il était programmé de faire tourner un moteur en boucle fermée, en régulation de couple, au moyen des mesures de courants de la carte.

L'identification et la modélisation du moteur asynchrone ont été faites avant le confinement. Dès lors, il n'y a pas eu d'impact sur cette partie.

Deux types de commandes ont été réalisées sur le processeur. Il s'agit de la commande pleine onde et la commande avec modulation de largeur d'impulsion. La programmation d'une commande FOC (Field Oriented Control) était aussi envisagée. Habituellement, on utilise un capteur de position précis pour cette dernière. Les délais de livraison étant plus importants lors du confinement, il n'a pas été possible de commander un capteur de position. Ce travail explore des solutions potentielles pour programmer une FOC sans capteur de vitesse. Néanmoins, un programme de FOC complet n'a pas pu aboutir.

Il était prévu d'intégrer l'onduleur programmable au banc d'essai. Cela n'a pas pu avoir lieu avant le confinement. C'est seulement après que le confinement ait commencé que des programmes d'onduleur prêts à être déployés ont été finalisés. De ce fait, différents types de commandes ont été programmés sur le processeur C2000, mais n'ont pas pu être déployés. Voir le banc d'essai tourner sur mon algorithme m'aurait motivé à pousser mes programmes plus loin, en termes de qualité de contrôle, de protections des personnes et du matériel.

Dès que l'onduleur aurait été intégré au banc et que le fonctionnement de celui-ci aurait été validé, il aurait été prévu de réaliser des relevés de vibrations pour les différentes commandes. Le but étant d'identifier l'influence de la commande sur les vibrations de la machine. Les données de vibrations auraient été relevées avec le SCADAS, de chez Siemens. Un travail de configuration de ce dernier aurait dû avoir lieu. Finalement, les données de vibrations auraient été importées dans Matlab pour réaliser des transformées de Fourier. Le travail sur les vibrations du moteur aurait abouti à partir du moment où une différence de contenu spectral entre les différentes commandes aurait été identifiée.

En ce qui concerne les objectifs mis en bonus dans le cahier des charges, ils n'ont pas vu le jour car ils étaient trop ambitieux à réaliser compte tenu du temps disponible. Néanmoins, cela reste un objectif personnel de modéliser une machine asynchrone avec un réseau de neurones. C'est un projet dans lequel je crois dans la mesure où il est complexe de réaliser un modèle boîte blanche complet d'une machine asynchrone.

Introduction

Le banc d'essai sur lequel ce travail de fin d'études porte, appelé « Mini-Rig », a été construit l'année passée par deux étudiants dans le cadre de leur travail de fin d'études. Il est initialement composé d'une alimentation DC (1), de deux moteurs synchrones à aimants permanents (2&3), d'un onduleur commercial (4), d'un onduleur programmable (5), d'une résistance de freinage (6) et d'un ordinateur embarqué (7). Les photos ci-dessous permettent d'identifier les composants avec leurs numéros.

L'onduleur commercial est utilisé pour gérer la charge et l'onduleur programmable sert à commander le moteur d'entraînement. La consigne de couple du moteur d'entraînement provient d'une pédale d'accélération. Cette pédale est réelle ou virtuelle, c'est-à-dire simulée en temps réel d'après un cycle prédéfini sur l'ordinateur embarqué. La dynamique de charge est simulée dans l'ordinateur embarqué et une consigne de vitesse est envoyée par réseau CAN à l'onduleur de charge.

Initialement, les mesures de courants et de tensions sont réalisées par des capteurs portables. Une idée de l'équipe était de créer un module de mesures interne au banc d'essai. Ce projet a débuté lors du stage, mais a débordé sur le travail de fin d'études car la quantité de travail imprévue s'est avérée importante.

L'objectif principal, cette année, pour l'équipe, était de remplacer un des moteurs à aimants permanents par un moteur asynchrone. Cela comprend un travail pratique consistant à monter le moteur sur le banc, et aussi un travail théorique qui consiste à étudier la commande du moteur pour finalement la programmer sur l'onduleur.

La photo de gauche montre l'aperçu du banc d'essai. La photo de droite montre l'intérieur de l'armoire électrique du banc d'essai dans lequel tous les composants, à part les moteurs, sont montés.

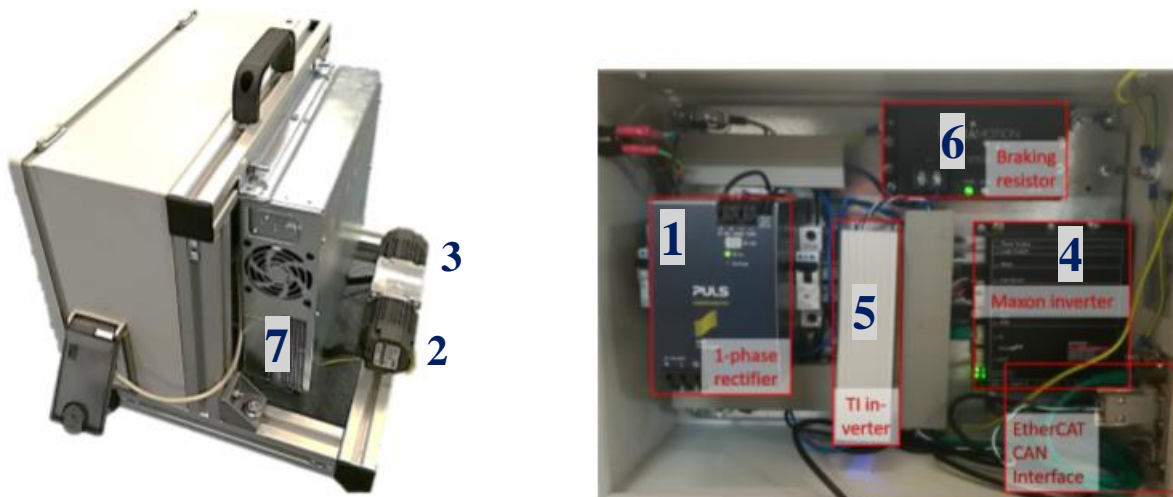


Figure 1 Aperçu et intérieur du banc d'essai Mini-Rig (Joos, 2019).

L'écrit qui suit traitera premièrement, de la réalisation du circuit imprimé de mesure et, deuxièmement, de la commande d'onduleur du moteur asynchrone. Cette dernière se compose de trois parties : La modélisation du moteur asynchrone, l'étude des commandes d'onduleurs et l'implémentation des commandes sur un onduleur programmable.

Chapitre 1

Mesures et acquisition des données

1.1 Conception

Le circuit imprimé de mesure sera intégré dans le banc d'essai. Vous pouvez le situer dans l'image qui suit :

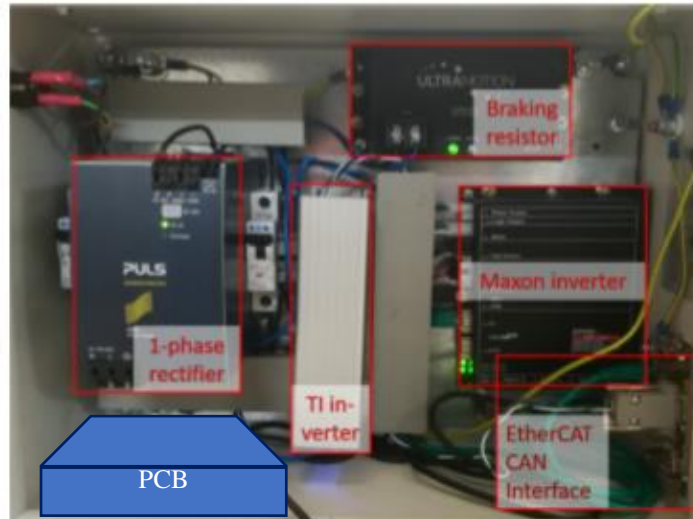


Figure 2 Localisation du circuit imprimé de mesure dans le banc d'essai.

L'outil utilisé pour concevoir le circuit imprimé de mesures est appelé « EasyEDA ». Ce programme, comme tous les autres programmes de conception de circuits imprimés, permet de réaliser un schéma électrique qui sert de base pour le circuit imprimé. C'est-à-dire que lors de la phase de conception du circuit imprimé, le programme s'assure que les interconnexions des composants obéissent à celles du schéma électrique. Dans un circuit imprimé complexe, cela devient vite difficile de comprendre les interconnexions et c'est pourquoi un tel outil est nécessaire. Le cahier des charges du circuit imprimé veut qu'il soit composé de :

- Une mesure de tension et de courant en sortie de l'alimentation DC.
- Une mesure de tension et de courant sur le bus DC reliant le moteur au générateur. Elle permet de calculer l'énergie produite par le générateur. Cette énergie est réinjectée dans le moteur. Dès lors, l'alimentation DC n'a plus qu'à fournir les pertes de conversion.
- Deux mesures de tensions et de courants de deux phases du moteur. Celles-ci permettront le retour d'état pour la commande du moteur.
- Deux mesures de tensions et de courants de deux phases du générateur. Celles-ci permettront de commander le générateur avec l'ordinateur embarqué qui simule la dynamique d'une voiture (HiL).
- Une mesure de la température du circuit imprimé. Celle-ci sert à corriger les mesures de tensions et de courants.
- Un régulateur de température. Celui-ci doit mettre de la tension sur les bornes d'un ventilateur si la température du circuit imprimé dépasse une valeur imposée par l'utilisateur au moyen d'un potentiomètre.
- Toutes les mesures doivent être isolées galvaniquement de la partie acquisition de données.
- Une précision de mesure de l'ordre du pourcent.

La première étape était de sélectionner les composants de base dans le catalogue du fournisseur. C'est-à-dire les capteurs et l'alimentation. C'est un processus itératif car, par exemple, on doit souvent redimensionner l'alimentation de la carte. Cette étape consiste à lire les fiches techniques des composants sélectionnés pour s'assurer qu'ils sont compatibles. Les fiches techniques nous renseignent sur les éventuels composants qu'il faut commander en plus. Ainsi, pour une mesure de tension qui présente une isolation galvanique, on utilise un capteur de courant à effet Hall de précision et une résistance de mesure. Dès lors, une résistance de mesure doit être sélectionnée dans le catalogue du fournisseur.

La deuxième étape est de réaliser le schéma électrique du circuit imprimé. C'est également un processus itératif car après relecture par des collègues, de nouvelles idées surgissent et le schéma doit être mis à jour. De cette façon, le schéma électrique du circuit imprimé a mis plusieurs semaines à être concrétisé. C'est surtout la partie régulation de température qui a demandé beaucoup d'étapes itératives, nous verrons pourquoi par la suite. Le schéma se décompose en quatre grosses parties :

- La partie puissance et signalisation qui reprend l'alimentation, les protections électriques et les voyants lumineux.
- 2x une partie mesure de tension et courant DC
- 2x une partie mesure de tension et courant AC
- La partie température.

Le schéma électrique complet se trouve dans l'annexe A à la page 33. La suite est une explication détaillée qui permettra de comprendre la logique du schéma électrique.

1.2 Analyse du schéma électrique

Commençons par analyser la partie puissance et signalisation du schéma électrique du circuit imprimé de mesure :

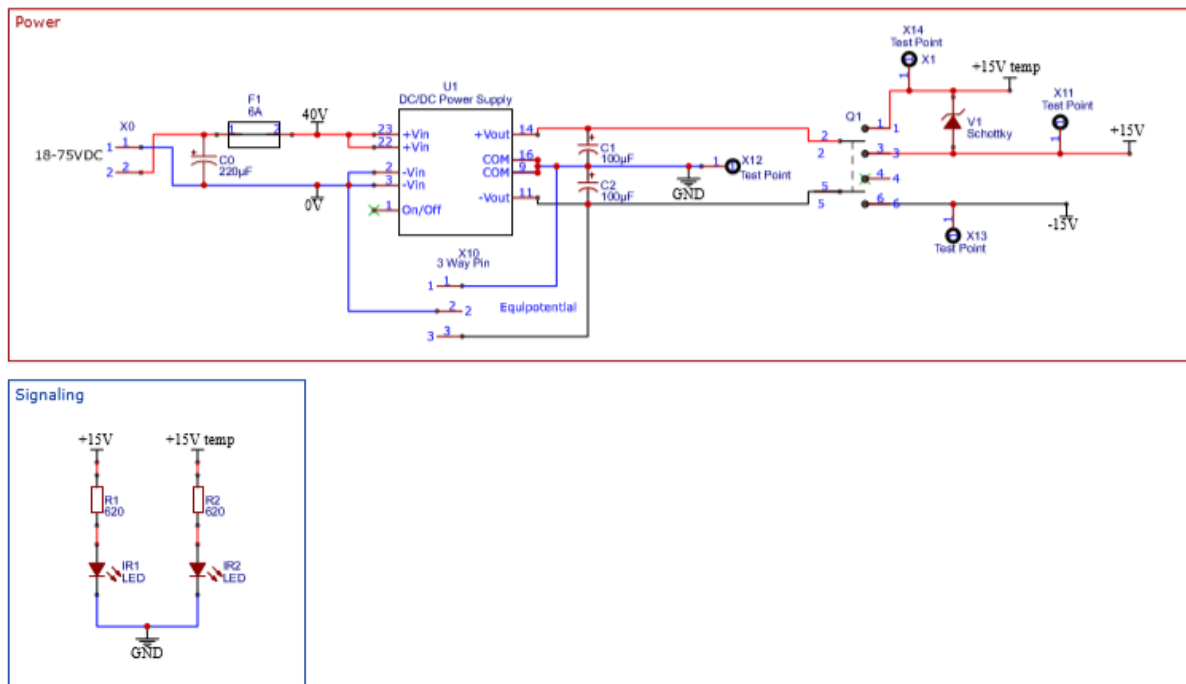


Figure 3 Schéma électrique du module de mesures partie puissance.

Premièrement, on peut visualiser sur le schéma le connecteur de puissance 18-75VDC suivi d'une capacité de lissage. Le fusible est mis volontairement après la capacité pour éviter qu'il ne saute lors de l'alimentation de la carte. Le composant U1 est une alimentation DC/DC qui alimente la carte en $\pm 15V$. Cette alimentation isole galvaniquement le circuit amont du circuit aval. Afin d'éviter d'avoir une carte en potentiel flottant, on permet à l'utilisateur via des connecteurs cavaliers de connecter le 0V de l'entrée au 0V ou au -15V de la sortie. La sortie de l'alimentation est lissée au moyen de deux capacités de type et de valeur conseillées par le fabricant de l'alimentation. Les sorties $\pm 15V$ sont connectées à un interrupteur bipolaire. Celui-ci donne le choix à l'utilisateur d'alimenter seulement la partie gestion de la température ou la partie mesure de tensions et de courants. Une diode de Schottky assure que la partie température soit également alimentée quand la partie mesure l'est. Deux LED de signalisation permettent de voir quelle partie du circuit imprimé est alimenté. Enfin, vous apercevrez des points de test, représentés par des cercles noirs sur le schéma électrique. Ceux-ci permettent de tester les tensions au multimètre, une fois la carte assemblée.

Deuxièmement, nous analysons la partie mesure de tensions et de courants continu :

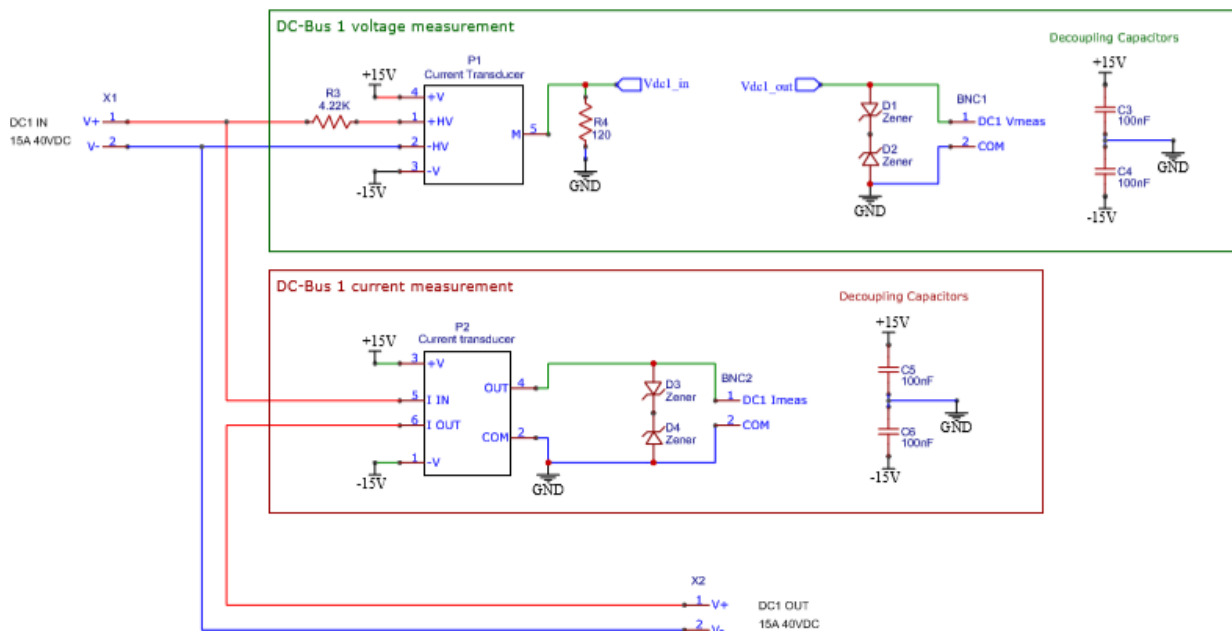


Figure 4 Schéma électrique du module de mesures partie DC.

Le cadre vert présente la mesure de tension et le cadre rouge présente la mesure de courants. Vous apercevrez une résistance de $4.22\text{k}\Omega$ à l'entrée du composant P1. Ce composant est un capteur de courant de précision. C'est-à-dire qu'il a une gamme de mesure allant de -15mA à 15mA . La valeur de la tension est obtenue en multipliant le courant mesuré par la résistance de mesure. Le fabricant indique que ce capteur a la meilleure précision pour un courant mesuré de $\pm 10\text{mA}$. Etant donné que la tension nominale du bus DC est de 42V , par la loi d'Ohm, on obtient pour un courant de 10mA une résistance de mesure de $4,2\text{ k}\Omega$. De plus, la sortie de ce capteur de courant se fait en courant. Or, l'acquisition des données se fait en tension. La fiche technique du module d'acquisition renseigne que la gamme de mesure est de $\pm 2.5\text{V}$. La fiche technique du capteur renseigne que la sortie vaut 25mA par 10mA au primaire. Par la loi d'Ohm, on obtient une résistance de 100Ω . La chute de tension de cette résistance doit être lue par le module d'acquisition. Le risque est que la transmission du signal présente également une résistance et celle-ci viendrait influencer la valeur lue par l'acquisition de données. C'est pourquoi on transmet ce signal de tension logique à un amplificateur opérationnel de gain unitaire (non présent sur le schéma ci-dessus). De cette manière, on est sûr que la chute de tension sur la résistance est bien transmise à l'acquisition de données. En sortie de l'amplificateur, on vient mettre deux diodes Zener en opposition pour protéger le module d'acquisition de surtension en dehors de la gamme $\pm 22\text{V}$.

Finalement, vous observez des capacités de découplage pour limiter l'influence des oscillations de tension de source sur les mesures de tension et de courant, mais aussi afin de limiter l'influence d'une mesure sur le circuit amont.

Le capteur de courant, dans la boîte rouge, peut supporter une gamme de courant de $\pm 15\text{V}$. La sortie de ce capteur se fait directement en tension. Il n'est donc pas nécessaire de connecter sa sortie à un amplificateur opérationnel et elle peut directement être connectée au module d'acquisition.

La partie mesure de tension et de courant alternatif est similaire, mais l'on réalise la mesure sur deux phases en utilisant la technique des deux wattmètres. Cette technique permet de calculer toutes les composantes triphasées, de tensions, courants et puissances, en réalisant deux mesures de tensions de lignes et deux mesures de courants de phases.

Finalement, nous analysons la partie de gestion de la température de la carte :

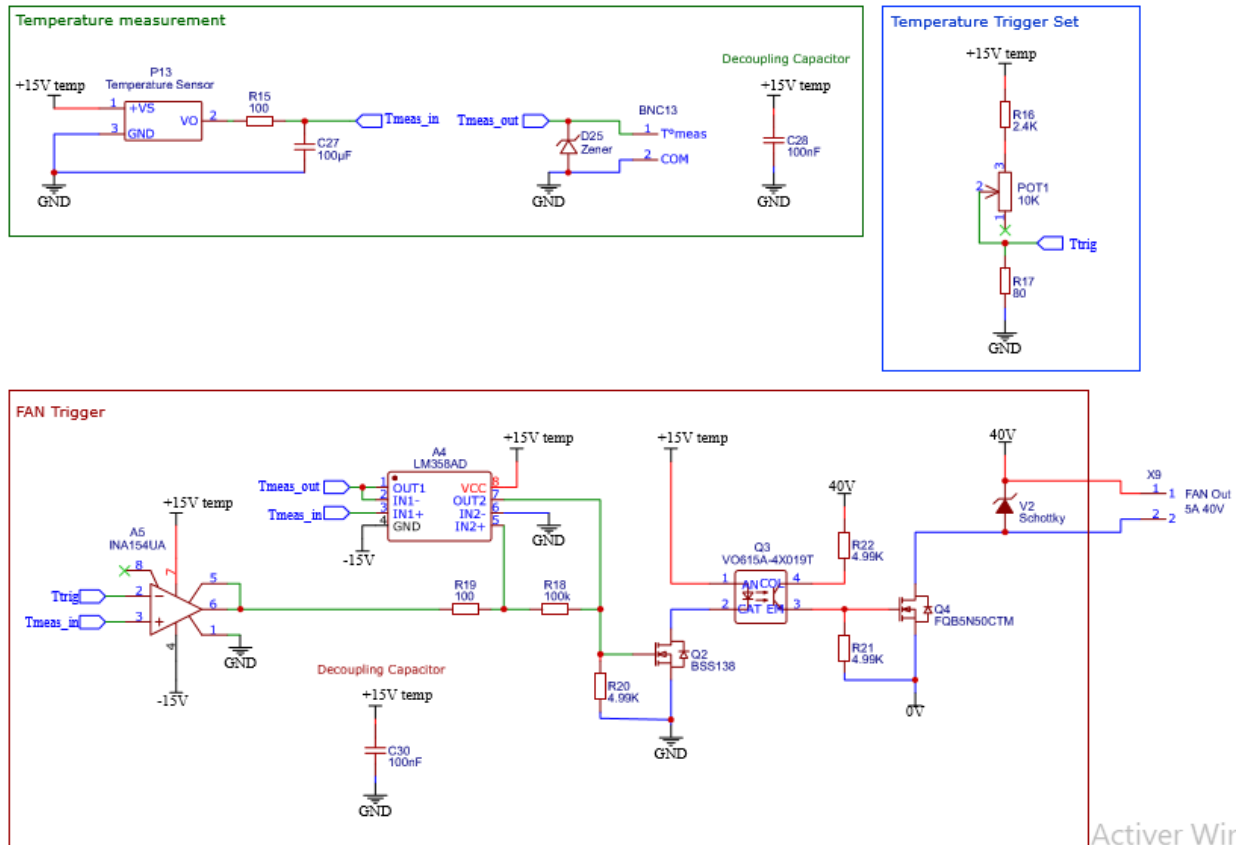


Figure 5 Schéma électrique du module de mesures partie gestion de la température.

Premièrement, dans le rectangle vert, on réalise la mesure de températures. Celle-ci est filtrée en hautes fréquences par un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 15.6Hz. Cette valeur est choisie intuitivement basse dans la mesure ou on ne s'attend pas à ce que la température fluctue rapidement. On a dès lors posé une limite hypothétique sur la variation de température qui vaut un degré par seconde. Cela se traduit en une fréquence de coupure de 0.5Hz.

La valeur de 15.6 Hz a été choisie car cela permettait de recycler des capacités qui auraient été commandées dans tous les cas. Ceci permet d'enlever l'influence du bruit haute fréquence qui dégraderait les performances de la boucle de régulation. Cette mesure de température passe par un amplificateur opérationnel pour les mêmes raisons que dans la mesure de tension sur le schéma précédent. Le capteur de température est également découplé du circuit au moyen d'une capacité.

Deuxièmement, dans le rectangle bleu, vous trouverez un simple circuit résistif qui permet de poser le seuil de température maximale au moyen d'un potentiomètre. Les valeurs des résistances permettent de déplacer ce seuil entre une tension de 0.1 à 0.5V. Ceci correspond à une plage de température de 10°C à 50°C dans la mesure où la sortie du capteur de température vaut 10mV par degré Celsius.

Finalement, dans le rectangle rouge, vous trouverez la régulation de température. Les signaux de température et de seuil de déclenchement passent par un amplificateur différentiel de gain unitaire. La sortie de cet amplificateur est envoyée dans un trigger de Schmidt. Quand la température approche le seuil de déclenchement du ventilateur, il existe un court instant où le régulateur va osciller. Ce phénomène provient du bruit sur les signaux de tension. Le trigger de Schmidt résout ce problème dans la mesure où sa plage de déclenchement haut et bas est plus large que la valeur crête à crête (peak-to-peak) du bruit.

1.3 Analyse du schéma du circuit imprimé

Une fois le schéma électrique de la carte dessiné et approuvé par les collaborateurs, la phase de conception du circuit imprimé peut être réalisée. Le programme utilisé permet de générer un circuit imprimé sur base du schéma électrique. Néanmoins, il faut réarranger tous les composants manuellement. L'avantage est que le programme s'assure que les connexions du circuit imprimé obéissent à celles du schéma électrique. Voici à quoi ressemble le circuit imprimé dans le programme de conception :

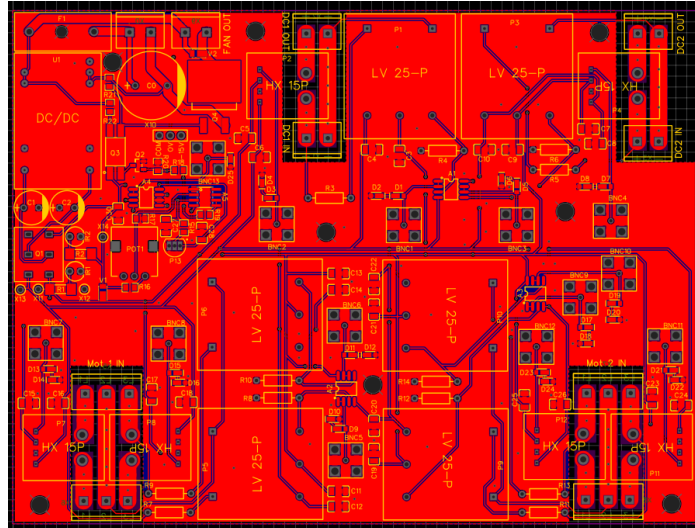


Figure 6 Plan du PCB du module de mesure.

De plus, vous apercevrez que la majorité de la surface du circuit imprimé est rouge. C'est en réalité une surface de cuivre connectée au commun de la sortie de l'alimentation de la carte. Elle permet de réduire l'influence de l'électromagnétisme ambiant en agissant comme une antenne. En outre, vous verrez que cette surface ne recouvre pas les traces épaisses de cuivre. Cela sert à minimiser l'influence de la PWM sur les signaux de la carte. Ces traces épaisses sont les traces de puissance et elles doivent être capables de supporter un courant de 15A.

Voici une photo du PCB, disposé de la même manière que ci-dessus :

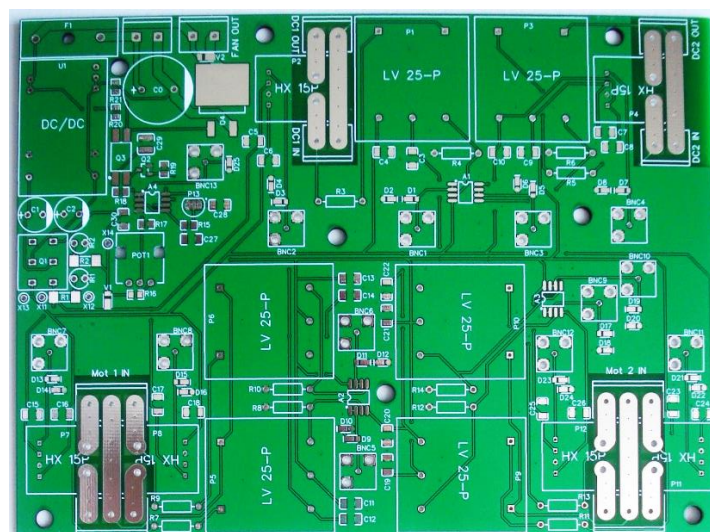


Figure 7 Photo du PCB.

Chapitre 2

Modélisation du moteur asynchrone

2.1 Equations

Bien qu'il existe des modèles de moteurs asynchrones dans la bibliothèque de Matlab Simulink, cela a été un choix personnel de partir des équations en 'dq' pour créer un modèle transparent. Bien évidemment, le modèle personnel sera comparé avec un modèle disponible dans la bibliothèque. Les équations utilisées proviennent du cours d'entraînement électrique. (Kimplaire, Entraînements Electrique, 2019)

L'avantage des équations de la machine asynchrone en 'dq' est le passage de trois composantes triphasées alternatives vers deux composantes continues. Elles sont obtenues en appliquant deux changements d'axes de référence sur les équations de la machine asynchrone en 'abc'.

Premièrement : Le passage de trois composantes triphasées alternative vers deux composantes perpendiculaires alternatives. Cela a pour effet d'annuler les influences mutuelles des bobinages. Ce changement de repère est appelé la transformée de Clarke si l'amplitudes des composantes triphasées est conservée, ou est appelée la transformée de Concordia si la puissance des composantes triphasées est conservée. Ce travail de fin d'études utilise la transformée de Concordia car sa matrice de transformation est singulière et, dès lors, son inverse se calcule plus facilement par sa transposée.

Deuxièmement : le passage de deux composantes perpendiculaires alternatives vers deux composantes perpendiculaires continues. Cela permet de travailler avec des composantes plus faciles à réguler. Ce changement de repère est appelé la transformé de Park. Le nouveau repère est en rotation et peut, soit utiliser la position du rotor, soit l'angle électrique comme angle de référence. Ce travail de fin d'études utilise l'angle électrique comme angle de référence.

Voici une illustration qui permet de visualiser en deux étapes le passage de composantes en 'abc' vers des composantes en 'dq' :

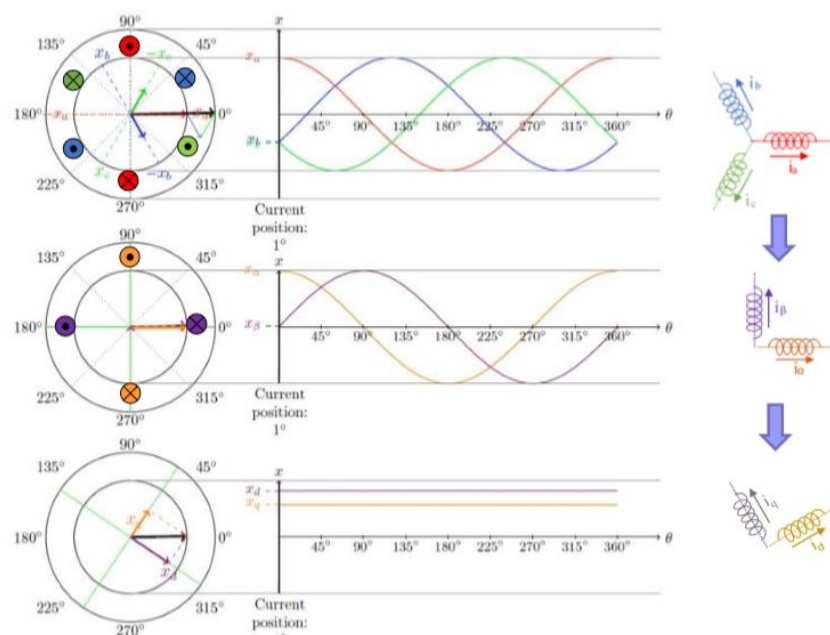


Figure 8 Passage de composantes en 'abc' vers des composantes en 'dq'.

Voici les équations utilisées pour le modèle de la machine asynchrone en 'dq' :

Transformée de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Transformée de Park :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{ref}) & -\sin(\theta_{ref}) \\ \sin(\theta_{ref}) & \cos(\theta_{ref}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Equation électrique en dq :

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & 0 & -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & \frac{3}{2}M & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 & \frac{3}{2}M \\ \frac{3}{2}M & 0 & L_{cr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M & 0 & L_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

Couple électromécanique :

$$C_{elm} = p \frac{M_{csr}}{L_{cr}} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd})$$

Equation mécanique :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{elm} - f_v \cdot \omega - f_s - C_{charge}$$

2.2 Identification

L'idée de cette étape est de venir donner des valeurs sur les paramètres du moteur afin de pouvoir le simuler. Cela permettra par la suite d'ajuster les paramètres des régulateurs. Pour ce faire, deux séances d'identification dans des lieux et à des dates différentes ont été réalisées. Cela permet d'augmenter la confiance dans les valeurs obtenues dans la mesure où elles seraient similaires.

Dans la première séance, on réalise deux mesures de tensions et de courants de phase. La troisième composante triphasée est calculée et, de ce fait, l'hypothèse d'une charge triphasée équilibrée est d'application. Le point neutre qui permet la mesure de la tension de phase est le neutre artificiel d'un autotransformateur.

Dans la deuxième campagne d'essai, on réalise les mesures de courants, tensions et puissances par la technique des deux wattmètres. Dès lors, l'hypothèse d'une charge triphasée équilibrée est également d'application.

Les essais d'identifications réalisés sont les essais standards. A ce moment, l'hypothèse du schéma simplifié de la machine asynchrone est d'application. Le voici :

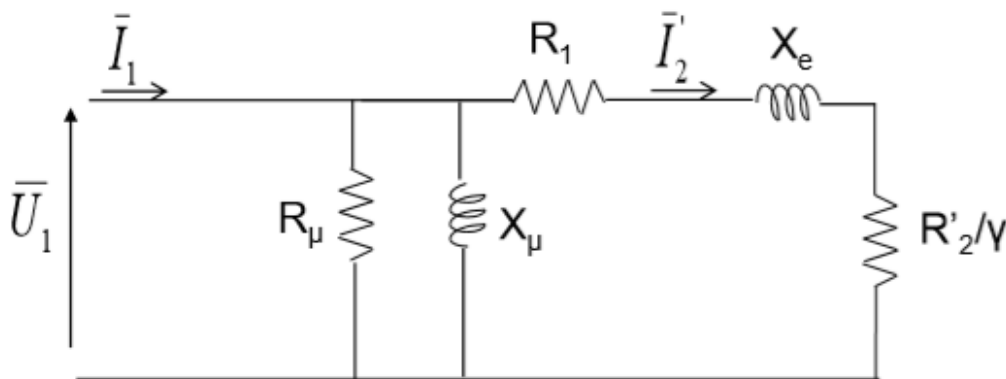


Figure 9 Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone.

Voici un tableau récapitulatif qui reprend les résultats de tous les essais et qui met en lumière les valeurs des paramètres de la machine asynchrone :

Paramètres	Séance 1 Valeurs	Séance 2 Valeurs
Rs	1.81 Ω	2.12 Ω
Rr'	1.72 Ω	2.03 Ω
Lls	5.3 mH	9.8 mH
Llr'	5.3 mH	9.8 mH
Rμ	34.40 Ω	35.45 Ω
Lμ	71.15 mH	73.09 mH
fv	0.02 Nm.s/rad	0.02 Nm.s/rad
J	0.012 kg.m ²	n/a

Tableau 1 Paramètres du moteur asynchrone.

Les procédures d'identifications sont détaillées dans les sections suivantes.

2.2.1 Essai à rotor calé

Le premier essai réalisé est l'essai à rotor calé. Il permet d'identifier la somme des résistances statorique, R_1 , et rotorique vu par le primaire, R_2' , et la réactance équivalente X_e par un bilan de puissance. Il fait l'hypothèse que le courant consommé par le moteur est entièrement dissipé dans la branche statorique et rotorique.

Pour trouver les réactances statorique et rotorique vues par le primaire, une des manières est de poser l'hypothèse qu'elles sont égales et des lors valent la moitié de la réactance équivalente. Pour trouver les résistances statorique et rotorique vues par le primaire, on fait un essai à tension continue. Cet essai permet d'identifier la résistance statorique. Avec celle-ci et les résultats de l'essai à rotor bloqué, il s'en déduit la résistance rotorique vue par le primaire. Voici les résultats de cet essai pour les deux séances d'identification :

	Séance 1	Séance 2
Paramètres	Valeurs	Valeurs
$R_1 + R_2'$	3.53 Ω	4.15 Ω
L_e	10,5 mH	19.52 mH
L_{ls}, L_{lr}'	5.3 mH, 5.3 mH	9.8 mH, 9.8 mH

Tableau 2 Résultats des essais à rotor bloqué.

Voici le schéma de câblage, pour cet essai, de la séance 1 :

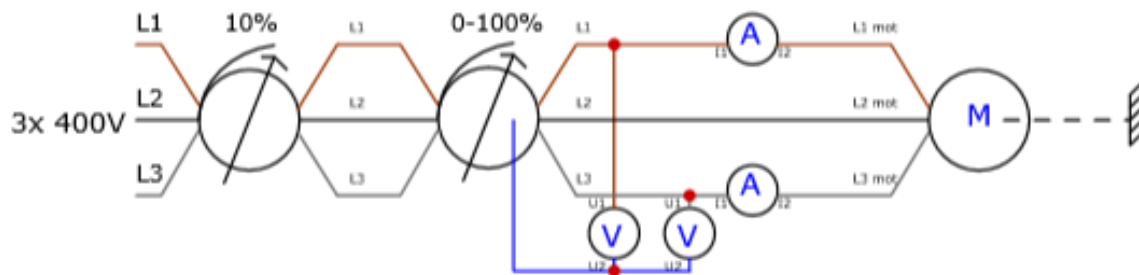


Figure 10 Schéma de câblage de l'essai à rotor calé de la séance 1.

Voici le schéma de câblage, pour cet essai, de la séance 2 :

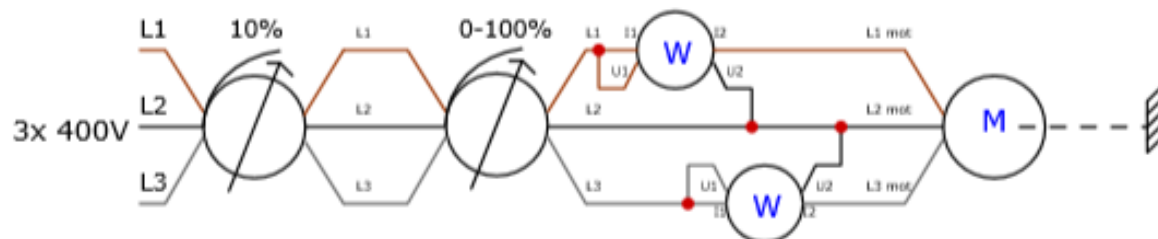


Figure 11 Schéma de câblage de l'essai à rotor calé de la séance 2.

2.2.2 Essai à vide

Le deuxième essai réalisé est l'essai à vide. Celui-ci permet d'identifier la résistance et la réactance de magnétisation par un bilan de puissance. Il fait l'hypothèse que le glissement vaut zéro. Par conséquent, la résistance rotorique est théoriquement infinie et donc le courant consommé par le moteur est entièrement dissipé dans la branche magnétisante. Voici les résultats de cet essai pour les deux séances d'identification :

	Séance 1	Séance 2
Paramètres	Valeurs	Valeurs
R_μ	34.40 Ω	35.48 Ω
L_μ	71.1 mH	73.1 mH

Tableau 3 Résultats des essais à rotor à vide.

Voici le schéma de câblage, pour cet essai, de la séance 1 :

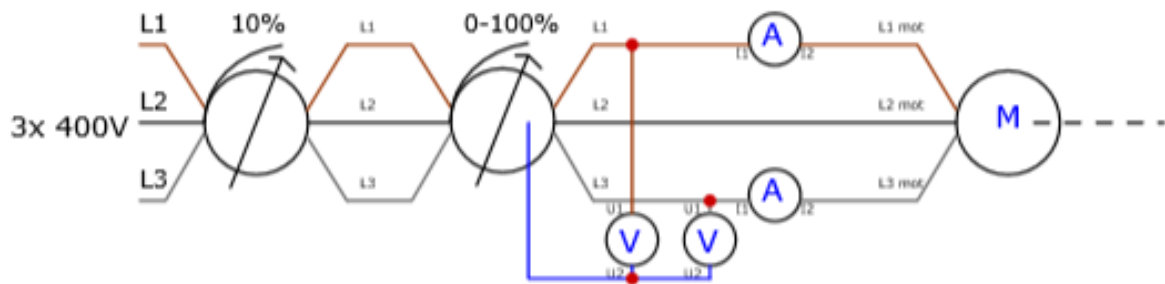


Figure 12 Schéma de câblage de l'essai à vide de la séance 1.

Voici le schéma de câblage, pour cet essai, de la séance 2 :

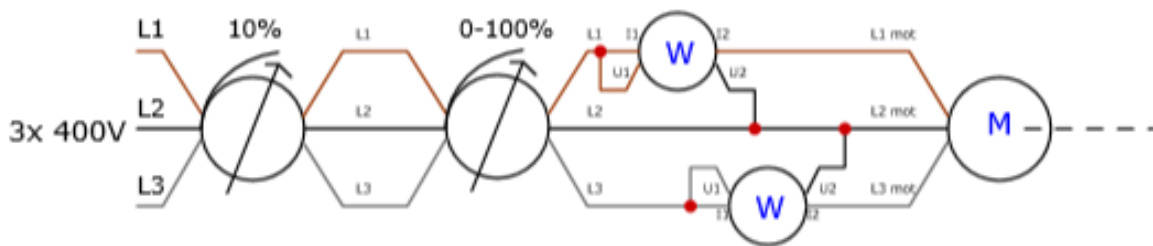


Figure 13 Schéma de câblage de l'essai à vide de la séance 2.

2.2.3 Essai à courant transitoire

Le troisième essai réalisé est l'essai à courant transitoire. Il consiste à interrompre brusquement une tension DC présente sur le moteur en analysant l'évolution du courant. Celle-ci permet de calculer la constante de temps statorique, qui vaut l'inductance statorique divisée par la résistance statorique, sous certaines conditions. La résistance statorique est obtenue par loi d'Ohm sur le courant DC. Donc, connaissant la constante de temps, on retrouve l'inductance statorique.

Théoriquement, cette évolution du courant se fait selon un deuxième ordre et présente sitôt une deuxième constante de temps. Celle-ci est fonction de la résistance de magnétisation et est donc relativement grande par rapport à la constante de temps du courant statorique. L'hypothèse qui permet de calculer la constante de temps statorique pose la résistance de magnétisation à l'infini de manière à ce que tout le courant consommé par le moteur passe dans les enroulements statoriques. Voici les résultats de cet essai pour les deux séances d'identification :

	Séance 1	Séance 2
Paramètres	Valeurs	Valeurs
R_s	1.81 Ω	2.12 Ω
σ	9 ms	n/a
Lls	15.09 mH	n/a

Tableau 4 Résultats des essais à courant transitoire.

Voici le schéma de câblage des deux séances pour cet essai :

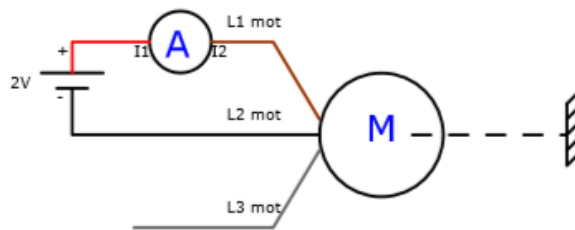


Figure 14 Schéma de câblage des essais à courant transitoire.

On peut comparer ce tableau avec celui de l'essai à rotor bloqué et remarquer une grande divergence sur les valeurs de l'inductance statorique. Cela s'explique par la deuxième constante de temps dans l'essai qui est trop importante que pour minimiser son influence sur la constante de temps rotorique. Durant l'essai, à travers l'oscilloscope, on pouvait observer que l'évolution du courant s'éloignait fort de l'évolution d'un premier ordre. Donc, on retiendra la valeur obtenue dans l'essai à rotor bloqué. Néanmoins, on peut déduire de cet essai que la résistance statorique vaut environ la moitié de la résistance équivalente obtenue dans l'essai à rotor bloqué. On peut combiner les résultats et les interprétations de cet essai avec ceux de l'essai à rotor bloqué pour produire le tableau récapitulatif suivant :

	Séance 1	Séance 2
Paramètres	Valeurs	Valeurs
R_s	1.81 Ω	2.12 Ω
R_r'	1.72 Ω	2.03 Ω
Lls, Llr'	5.2 mH, 5.2mH	9.8 mH, 9.8 mH

Tableau 5 Combinaison des résultats de l'essai à rotor bloqué et à courant transitoire.

2.2.4 Essai à vitesse transitoire

Le quatrième essai réalisé est l'essai à vitesse transitoire. Il consiste à interrompre l'alimentation du moteur, qui tourne à vitesse nominale, et de compter le temps qu'il met pour s'arrêter.

En posant l'hypothèse que la seule force freinant le moteur provient des frottements visqueux, il en découle que la dynamique de freinage est un premier ordre avec comme constante de temps le rapport de l'inertie rotorique sur le frottement visqueux. Il est aussitôt possible d'identifier l'inertie du moteur si l'on connaît la valeur du frottement visqueux. Celle-ci peut être obtenue par bilan de puissance en traçant les pertes magnétiques et mécaniques à vide en fonction de la tension d'alimentation au carré.

Une autre façon de faire serait de chercher une valeur de frottements visqueux dans des abaques de roulements pour moteur. Il en sort souvent une valeur de frottement visqueux de 0.02 Nm.s/rad. Voici les résultats de cet essai pour les deux séances d'identification :

	Séance 1	Séance 2
Paramètres	Valeurs	Valeurs
J	0.012 kg.m ²	n/a

Tableau 6 Résultats des essais à vitesse transitoire.

2.3 Modélisation

Le modèle de la machine asynchrone est réalisé grâce au logiciel de modélisation Matlab Simulink. Il se base sur les équations en 'dq' des machines asynchrones citées ci-dessus. Il reçoit comme entrée la tension d'alimentation triphasée et le couple de charge. Il émet en sortie la vitesse et le couple mécanique.

Les équations de la machine asynchrone étant en 'dq', et la tension d'entrée étant en triphasé, le modèle du moteur doit inclure une transformation de Park. Celles-ci nécessitent un angle de référence. Il est possible de travailler avec comme angle de référence, l'angle électrique, l'angle statorique et l'angle rotorique. Les équations mentionnées ci-dessus utilisent comme angle de référence l'angle électrique. Dès lors, il est nécessaire de faire tourner une Phase Lock Loop. Le rôle de celle-ci est de trouver l'angle qui va imposer une tension d'axe 'd' à une valeur de consigne. Cette dernière ne vaut pas zéro dans le cas des machines asynchrones car le flux dans celles-ci doit être apporté par le réseau. Voici à quoi ressemble une Phase Lock Loop :

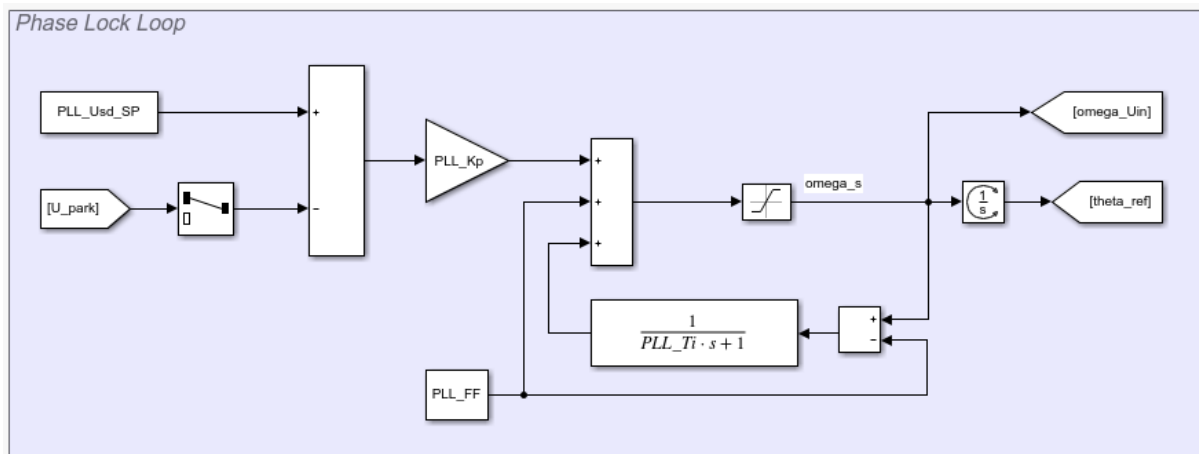


Figure 15 Schéma d'une Phase Lock Loop.

Sur la figure ci-dessus, vous apercevez un algorithme PID parallèle. Le rôle de celui-ci est de trouver la vitesse du champ tournant électrique qui minimise l'erreur de consigne. Ce qui différencie une PLL d'un PID est que la PLL va, en plus, intégrer la sortie du PID. De ce fait, si le PID sort la vitesse d'un champ tournant électrique, la PLL sort la position de ce champ tournant. Le feedforward peut être utilisé si l'on connaît la fréquence du réseau.

Les autres parties du code du modèle de la machine asynchrone ne sont rien d'autre que la retranscription des équations en 'dq' mentionnées ci-dessus dans Matlab Simulink. Le modèle complet est disponible dans l'annexe B à la page 40.

Chapitre 3

Etudes des commandes d'onduleurs

La commande d'onduleur consiste à contrôler la commutation des interrupteurs. Elle reçoit en entrée une consigne de tension. Cette consigne de tension peut être utilisée pour commander le moteur. Si l'utilisateur choisit directement la consigne de tension, on parle d'une commande de moteur en boucle ouverte. Si la consigne de tension est définie par un algorithme de contrôle, on parle de commande de moteur en boucle fermée. Ce chapitre propose deux logiques de commande d'onduleurs qui sont : La commande pleine onde et la commande avec modulation de largeur d'impulsion.

3.1 Commande pleine onde.

La théorie sur la commande pleine onde qui suit, se réfère à ces deux sources : (Kimplaire, Entraînements Electriques, 2019) et (Raja, 2019).

La commande pleine onde étudiée à un mode de conduction de 180° . Elle consiste à créer une tension alternative de ligne de forme carrée. Prenons l'onduleur qui suit pour comprendre la logique de commutation :

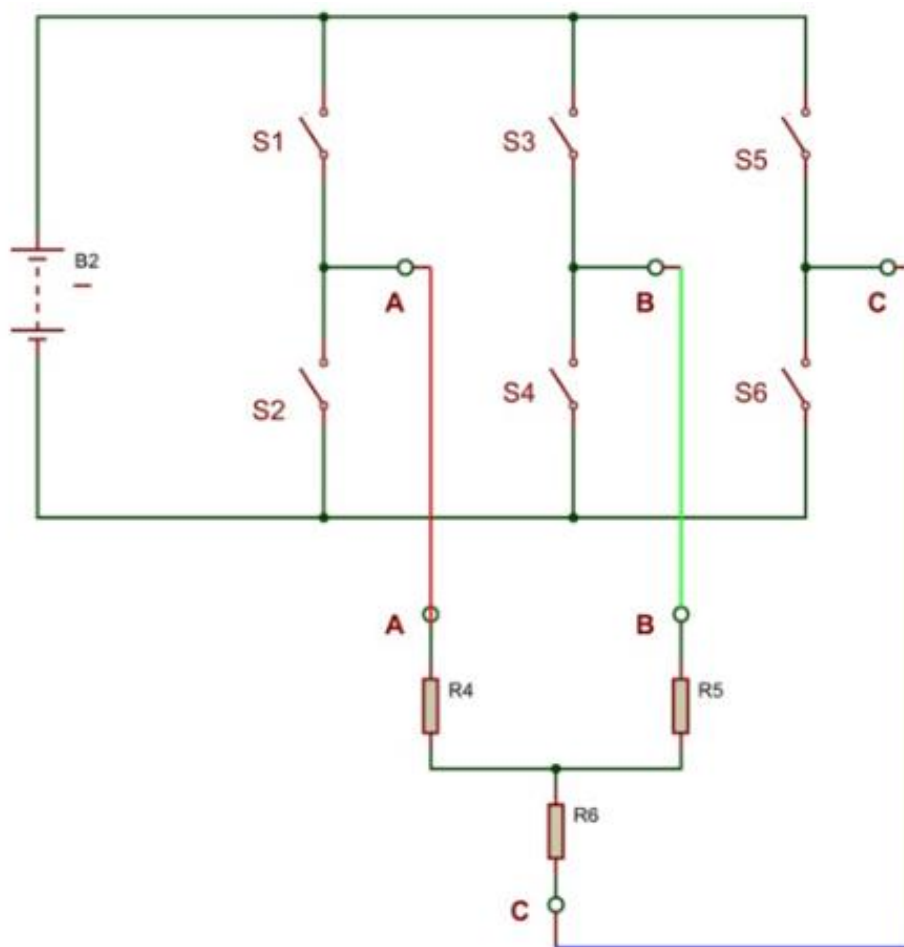


Figure 16 Schéma d'un onduleur triphasé.

La logique de commutation des interrupteurs S1 allant à S6 est la suivante :

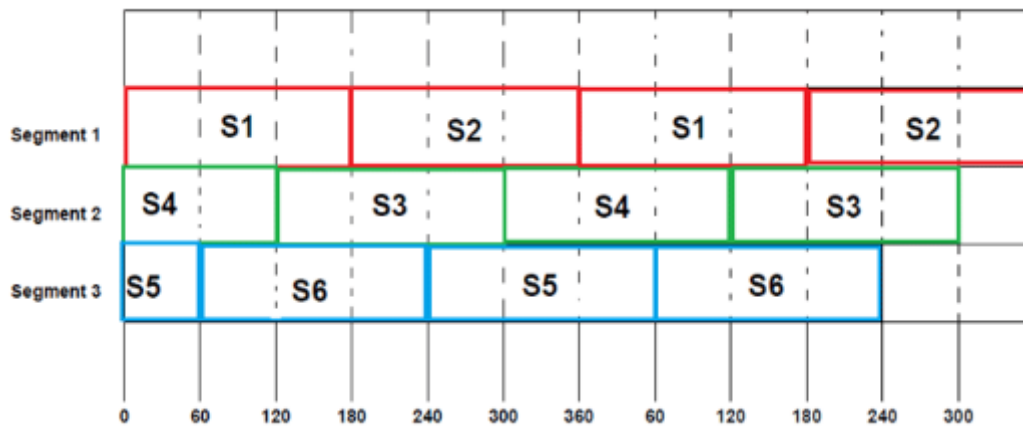


Figure 17 Commutation des interrupteurs en commande pleine onde à 180°.

La tension de ligne qui résulte de cette logique de commutation est la suivante :

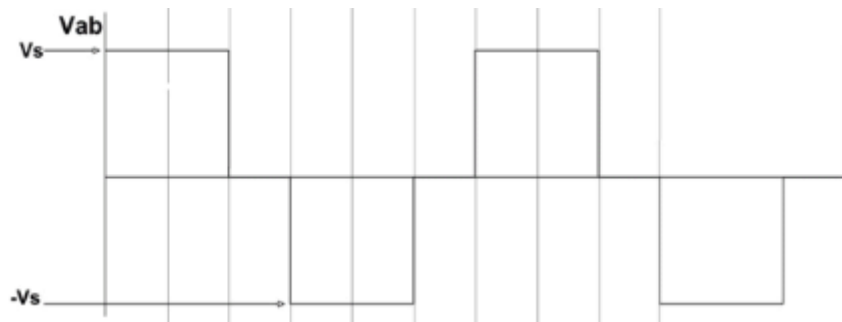


Figure 18 Tension de ligne d'une commande pleine onde à 180°.

La tension de phase qui résulte de cette logique de commutation est la suivante :

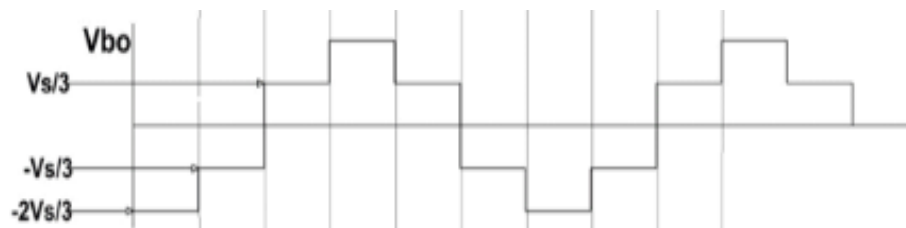


Figure 19 Tension de phase d'une commande pleine onde à 180°.

Ces deux dernières figures montrent l'allure de la tension de ligne ou de phase pour une composante triphasée. Les deux autres composantes ont la même allure mais sont déphasées de 120°.

Au moyen du modèle du moteur asynchrone et d'un modèle de commande pleine onde, il est possible de simuler la vitesse et le couple électromagnétique. Voici une comparaison d'un démarrage moteur sur le réseau 50Hz et sur une commande pleine onde :

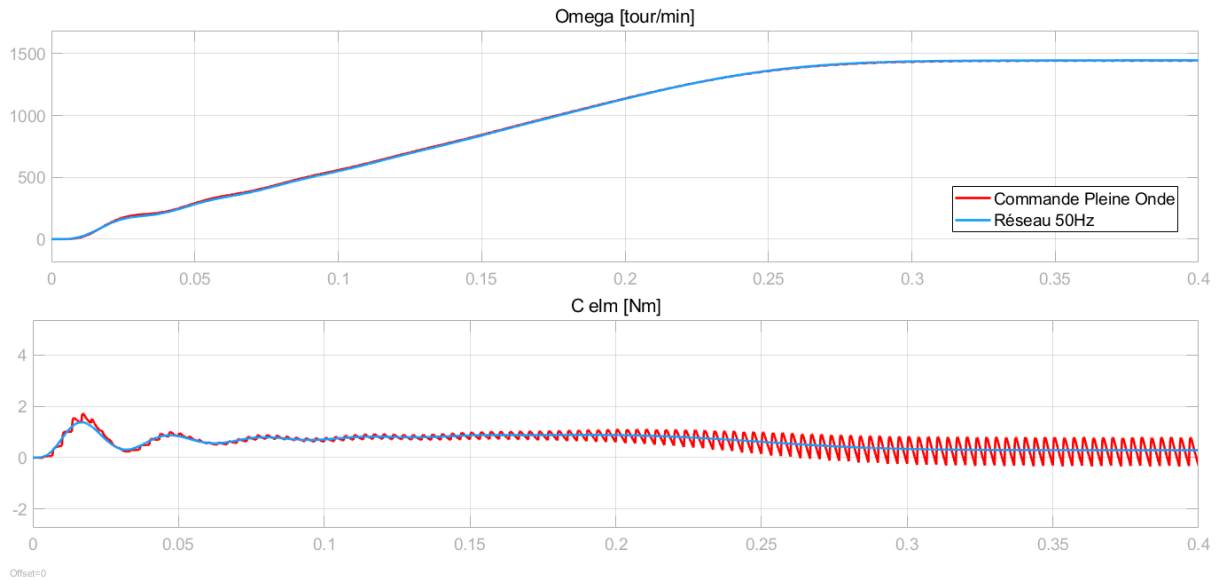


Figure 20 Comparaison d'un démarrage moteur sur réseau et sur un onduleur en commande pleine onde.

On remarque peu de différences sur les vitesses du moteur hormis une légère oscillation en régime permanent pour la commande pleine onde. Le couple, quant à lui, image du courant, présente des oscillations de basses fréquences en commande pleine onde. On peut, dès lors, s'attendre à davantage de vibrations basses fréquences sur le moteur quand il est alimenté par un onduleur pleine onde que lorsqu'il est alimenté par le réseau.

3.2 Commande avec modulation de la largeur d'impulsion

La théorie sur la commande avec modulation de la largeur d'impulsion qui suit se réfère à cette source : (Electrical Academia, s.d.)

La commande avec modulation de largeur d'impulsion, aussi appelée commande sinus, consiste à tendre vers un sinus parfait comme tension de ligne. La séquence de commutation des interrupteurs hauts de l'onduleur est définie par une comparaison d'un signal sinusoïdal et d'un signal triangulaire. Le signal sinusoïdal est de même fréquence que la tension de ligne désirée. Le signal triangulaire à une fréquence qui correspond à la fréquence de découpage de l'onduleur. On retrouvera souvent des valeurs allant de 1kHz à 20kHz pour cette dernière. La séquence de commutation des interrupteurs bas de l'onduleur est en opposition avec ceux du haut. Voici une illustration de cette logique de commutation :

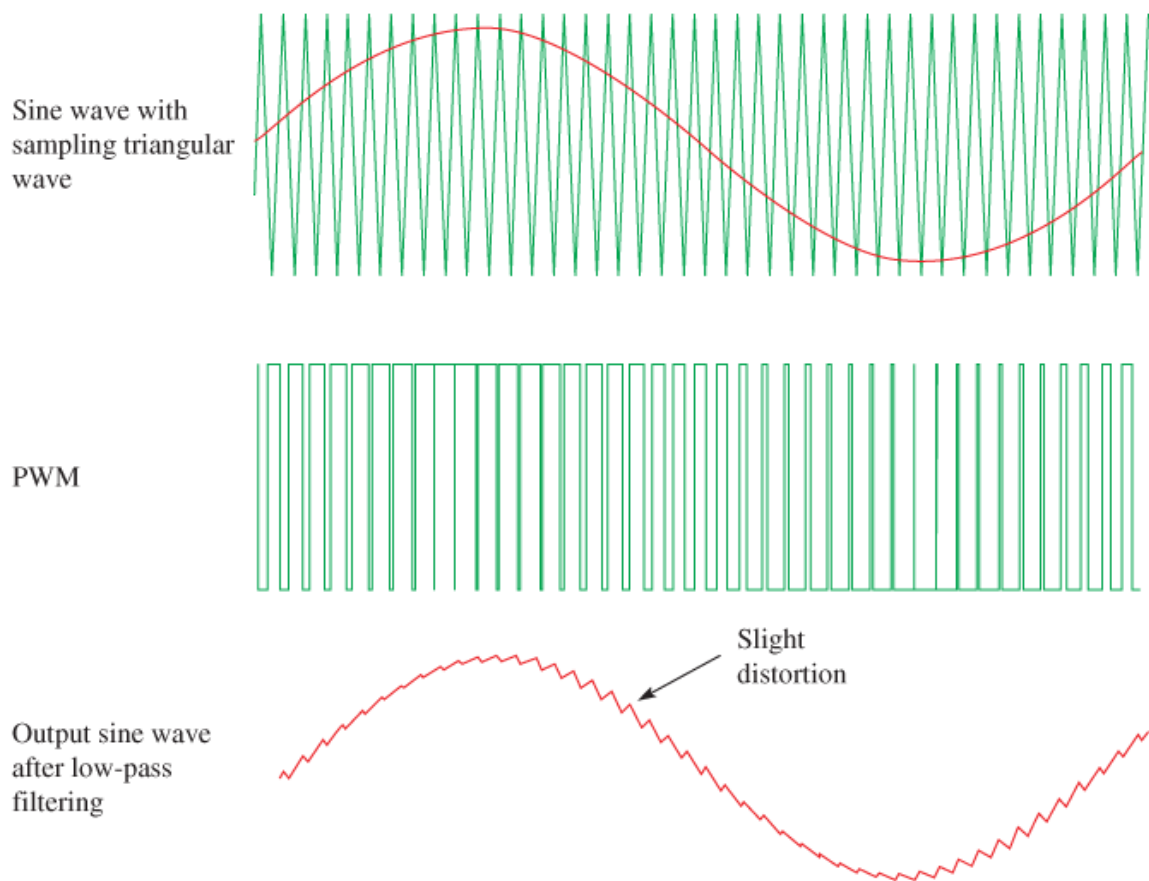


Figure 21 Modulation de la largeur d'impulsion.

Le premier graphique montre les deux signaux à l'entrée du comparateur. Le deuxième graphique montre le signal en sortie du comparateur. Ce dernier est le signal de commutation des interrupteurs hauts de l'onduleur. Le troisième graphique montre la tension de ligne en sortie de l'onduleur. Notons que celle-ci est d'abord filtrée par un filtre passe-bas.

Voici une comparaison d'un démarrage moteur sur le réseau 50Hz et sur une commande avec modulation de la largeur d'amplitude :

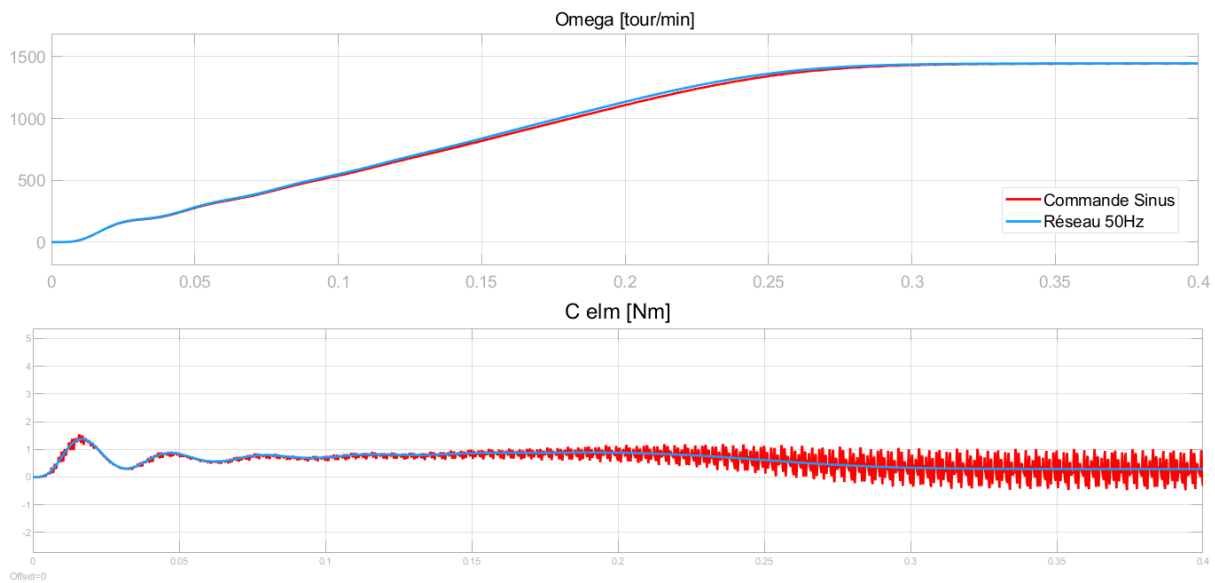


Figure 22 Comparaison d'un démarrage moteur sur réseau et sur un onduleur en commande sinus.

Comme dans la commande pleine onde, on remarque peu de différences sur les vitesses du moteur. Le couple quant à lui, image du courant, présente des oscillations de hautes fréquences en commande sinus. On peut alors s'attendre à davantage de vibrations hautes fréquences sur le moteur quand il est alimenté par un onduleur en commande sinus que lorsqu'il est alimenté par le réseau.

Chapitre 4

Implémentation des commandes

La commande se programme sur un processeur de la firme Texas instrument, qui s'appelle le LaunchXL. Celui-ci a comme rôle de commander la commutation des interrupteurs de l'onduleur. L'onduleur utilisé est le BoostXL, également de Texas instrument. Il présente l'avantage de pouvoir être monté sur le processeur de manière à ce que les connections électriques se fassent. Voici une illustration du montage onduleur sur processeur :

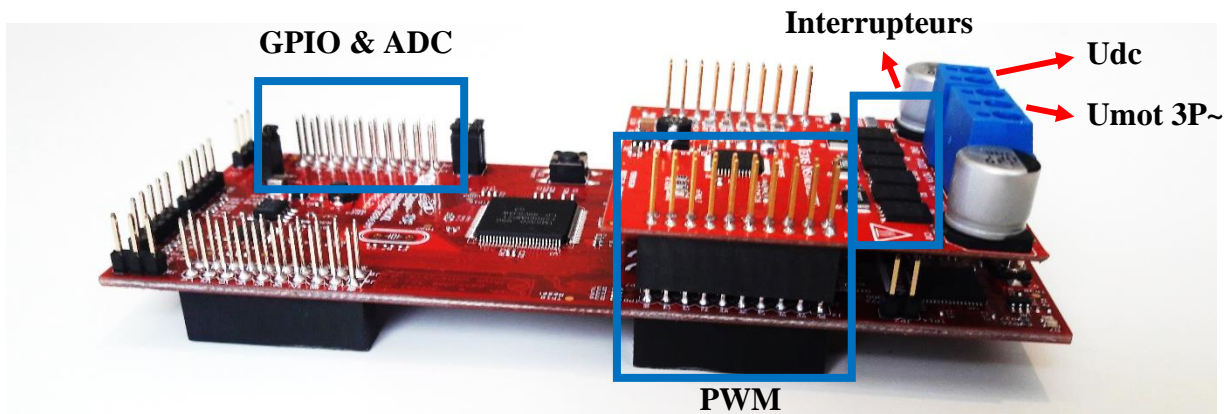


Figure 23 Montage de l'onduleur et du processeur.

Vous apercevrez sur la figure :

- premièrement, un carré bleu qui indique les entrées-sorties booléennes et les entrées analogiques du processeur ;
- deuxièmement, un carré bleu qui indique les sorties PWM du processeur qui coïncident avec les entrées PWM de l'onduleur ;
- troisièmement, un carré bleu qui indique les interrupteurs des bras d'onduleurs.
- Finalement, cinq connecteurs de puissance sur l'onduleur. Deux d'entre eux servent à alimenter la carte en tension continue. Les trois autres servent à alimenter le moteur en tension alternative triphasée.

L'outil utilisé pour programmer le processeur est le logiciel Matlab Simulink. La liaison entre le processeur et l'ordinateur se fait par transmission série (USB serial Port). Deux modes de fonctionnement de la carte sont exploités. Le premier est le mode Simulink temps-réel. Il permet de contrôler le programme et de visualiser des signaux en temps réel. C'est le mode de fonctionnement utilisé lors de la conception du programme car il permet un débogage aisé. Le deuxième mode de fonctionnement est le mode déployé. Il consiste à installer le programme sur le processeur et à configurer celui-ci de manière à le rendre autonome. C'est le mode de fonctionnement utilisé quand le programme est terminé et qu'on intègre l'onduleur dans le banc d'essai.

Voici un résumé de la liste du matériel utilisé pour programmer le processeur :

- Une alimentation DC avec protection contre les courts-circuits. Cette protection est une option indispensable pour travailler avec le processeur en mode essai-erreur.
- Le LaunchXL F28069M et le BoostXL drv8305evm.
- Une machine asynchrone de faible puissance (15W).
- Un ordinateur muni de Matlab Simulink avec la librairie « Embedded Coder for Texas instrument ».

- Une pince ampèremétrique afin de s'assurer que le courant dans le moteur ne dépasse pas sa valeur nominale.
- Un oscilloscope n'est pas nécessaire, mais permet un débogage plus aisé.

Avant de conceptualiser le programme qui tournera sur le processeur, il faut configurer celui-ci. Cela se fait dans le menu 'hardware settings' disponible dans l'onglet 'hardware' dans Simulink, une fois la librairie « Embedded Coder for Texas instrument » installée. Les options de configuration et la procédure se trouvent dans la documentation technique du processeur (Texas Instrument, 2019).

Afin de s'assurer que la configuration du processeur est bien réalisée et que la communication temps réel marche, on commence par le plus simple des programmes. Celui-ci aura comme rôle de faire clignoter une LED avec l'option temps réel. Voici ce à quoi le programme devrait ressembler dans Simulink :

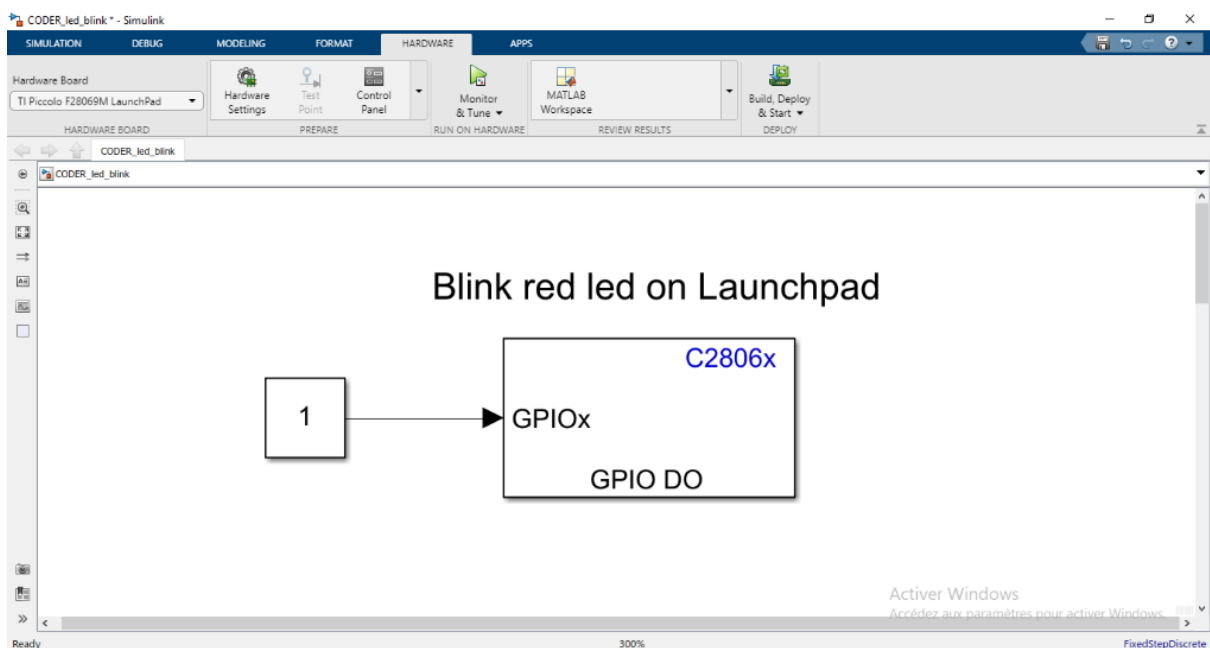


Figure 24 Programme : Faire clignoter une LED.

Ce programme se compose d'une constante et d'une sortie digitale. La sortie digitale, à configurer, qui se connecte à la LED du processeur, est renseignée dans sa documentation. Afin de programmer le processeur et d'établir la communication temps réel il faut appuyer sur le bouton « Monitor & Tune » disponible dans l'onglet « Hardware ». Un message dans la boîte de dialogue Simulink indique quand cela est fait. Afin de savoir si le programme fonctionne bien, il faut modifier la valeur de la constante et observer que la LED réagit bien. Si c'est le cas, on a réalisé le fichier Simulink qui nous servira de base pour tous nos autres programmes. La configuration du matériel sera dès lors conservée et transposée de programme en programme. Il suffit d'enregistrer ce fichier sous un autre nom et d'en supprimer le contenu pour repartir d'une feuille blanche.

4.1 Commande pleine onde

La manière la plus simple dans Simulink de créer des signaux carrés est d'utiliser le bloc 'Pulse Generator'. On lui impose sa période et le pourcentage de la période où le signal vaudra la pleine tension. Afin de faire varier la vitesse du moteur, on multiplie le signal carré par une valeur entre 0 et 1. Ceci a pour effet de découper la pleine onde et donc d'abaisser la tension. De ce fait, on n'a pas de contrôle sur la fréquence de la tension. Or, on sait qu'idéalement on veut garder un ratio de tension sur fréquence constant. C'est pourquoi ceci est une méthode invalide pour implémenter une commande pleine onde. Voici à quoi ressemble ce programme :

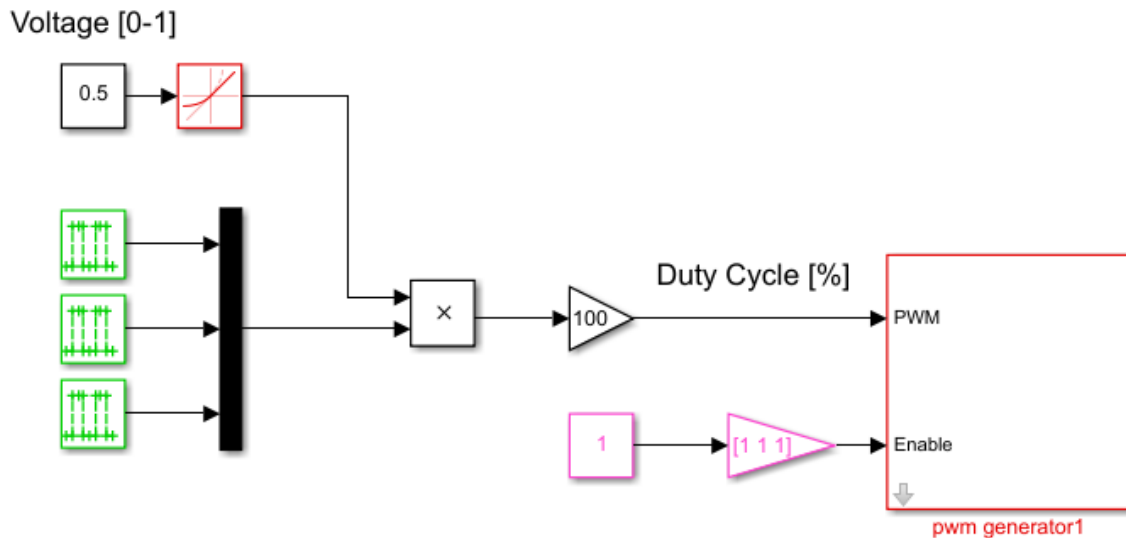


Figure 25 Programme : Commande Pleine Onde Invalide.

Vous observez une constante qui multiplie les signaux carrés de commande pleine onde qui sert à moduler la vitesse du moteur. Le résultat de cette multiplication est envoyé comme consigne de rapport cyclique au bloc PWM et vaut entre 0 et 100%. Le bloc PWM reçoit bien un vecteur de 3 éléments en entrée qui correspond au rapport cyclique des interrupteurs hauts des bras d'onduleur. Les interrupteurs bas sont commandés en opposition par rapport aux interrupteurs hauts moyennant une bande morte lors de la commutation de ceux-ci.

Une solution qui va permettre de créer un signal carré de fréquence alternative est de construire trois compteurs, déphasés de 120° , par le biais d'intégrateurs réinitialisés arrivés au seuil de comptage. Des comparateurs en sorties des intégrateurs appliquent la pleine tension quand ceux-ci reçoivent en entrée une valeur supérieure à la moitié du seuil de comptage. On obtient ensuite un signal carré triphasé dont sa fréquence dépend de la constante d'intégration. On peut alors choisir de travailler en consigne de fréquence. De cette manière, la tension sera proportionnelle à celle-ci. Voici ce à quoi ressemble ce programme :

4.2 Commande avec modulation de la largeur d'impulsion

Connue aussi sous le nom de 'commande sinus', cette dernière se différencie de la commande pleine onde dans la mesure où elle module la largeur d'impulsion pour rapprocher la tension alternative d'un sinus parfait. Pour ce faire, il faut se créer un champ tournant de référence. L'angle de ce champ tournant sera injecté dans trois sinus d'amplitude unitaire déphasés à 120°. La sortie de ce bloc sinus prend une valeur entre -1 et 1. On peut caler cette valeur entre 0 et 100% en l'additionnant à 1 puis en la multipliant par 50. On obtient comme cela les valeurs des rapports cycliques à injecter dans le bloc PWM. Voici ce à quoi le programme ressemble :

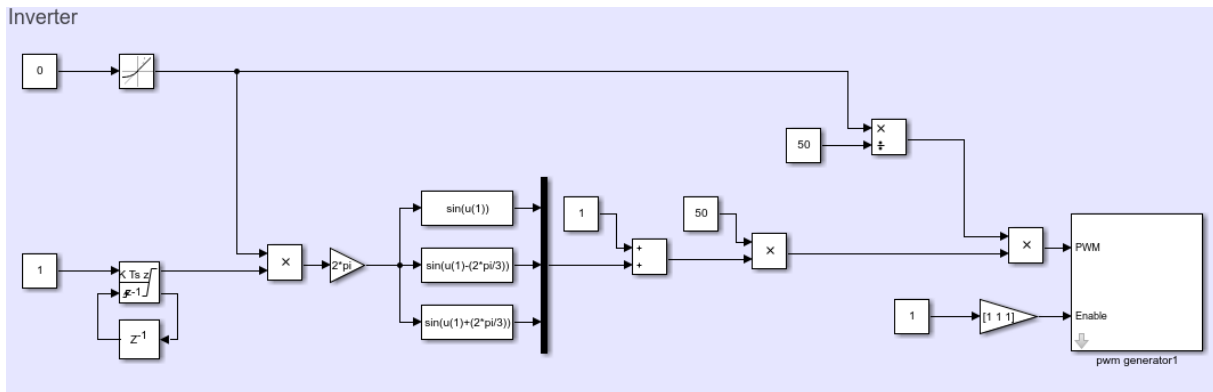


Figure 27 Programme : Commande avec modulation de la largeur d'impulsion.

Vous remarquerez sur la figure que l'angle du champ tournant est obtenu par la multiplication d'une base de temps, d'une consigne de fréquence et de la constante 2π . De cette manière, on retrouve bien la formule générale d'un sinus :

$$y = A * \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)$$

Où l'amplitude est unitaire, la fréquence est la consigne et le temps se calcule par un intégrateur qui a comme constante de temps l'unité. Il est conseillé de réinitialiser cet intégrateur afin d'éviter de saturer la mémoire du processeur.

Le problème de ce programme dans la pratique est qu'il ne peut que fonctionner avec une communication temps réel. Autrement, on ne sait pas modifier la fréquence de consigne. Dans le banc d'essai Mini-Rig, les consignes sont obtenues par des diviseurs de tensions dans des potentiomètres. Il en découle que l'amélioration à apporter au précédent programme est de pouvoir choisir la consigne à l'aide d'un potentiomètre. La fiche technique du processeur signale les bornes sur lesquelles il est possible de connecter des entrées analogiques. Puis, il faut gérer cette entrée analogique dans le programme. Cela veut dire qu'il y a un besoin d'acquérir et de traiter la valeur analogique. Le gain de l'amplificateur opérationnel, de l'entrée analogique, peut se retrouver dans la fiche technique du fabricant. Voici ce à quoi ressemble cette amélioration :

Potentiometer

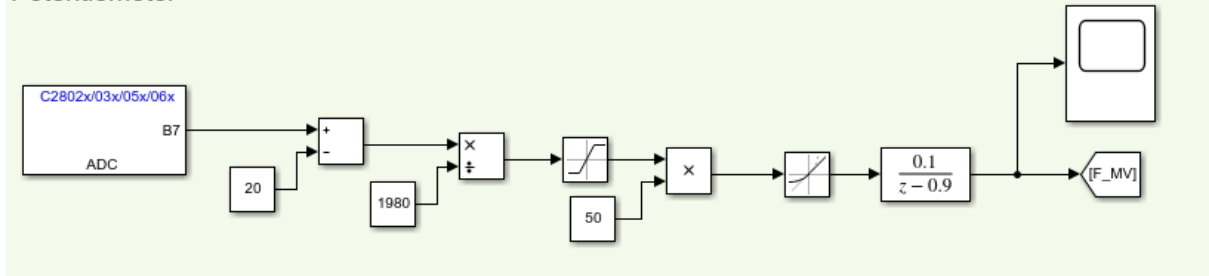


Figure 28 Programme : Ajout d'un potentiomètre.

En commençant par la gauche, vous remarquerez le bloc d'acquisition. Il faut le configurer sur la borne où on a câblé le potentiomètre. Puis, vous apercevrez une première soustraction. Celle-ci sert à éliminer le bruit de mesure à 0V. Ensuite, il y a un calibrage de la mesure afin de la caler entre 0 et 1 car l'ADC (analogique-digital converter) sort des valeurs entre 0 et 4095. Cette valeur calibrée est saturée entre 0 et 1 de manière à éviter qu'un bruit de mesure donnerait une valeur légèrement supérieure à 1, ou inférieure à 0. En sortie du bloc de saturation, on multiplie par 50 pour caler la valeur entre 0 et 100% et finalement on applique un filtre passe-bas avec une constante de temps de 100ms. Pour terminer, on peut utiliser ce résultat comme consigne de fréquence ou de tension dans les programmes précédents.

Vous apercevrez un « scope » dans le coin supérieur droit de la figure. Celui-ci permet de visualiser l'acquisition analogique en temps réel. Il est alors possible de jouer avec les valeurs des constantes, en temps réel, pour faciliter la configuration des paramètres de traitement des données.

4.3 Field Oriented Control

Le programme de la FOC est composé de plusieurs parties. Ces différentes parties doivent être maîtrisées de manière indépendante avant de les assembler. On compte : L'acquisition et le traitement des signaux de courant, l'acquisition et le traitement des signaux du codeur et la transformée de Park. Pour des raisons pratiques, un codeur n'a pas pu être utilisé. Or, on sait qu'on a besoin de connaître la position du rotor précisément pour la transformée de Park. Une technique consiste à simuler la position du rotor en faisant tourner un modèle du moteur. La position est obtenue en intégrant la vitesse. Seulement, si les paramètres de la machine ne sont pas parfaitement connus, la vitesse simulée du moteur ne correspondra pas à la vitesse réelle. Ceci n'est pas un problème pour une régulation en vitesse peu précise. Cependant, si l'on intègre cette vitesse pour en connaître la position, on accumule des erreurs dans le temps. On ne peut, dès lors, pas utiliser cette position simulée dans la transformée de Park.

Afin d'avancer dans le travail du programme de la FOC, on peut néanmoins traiter les signaux de courant. L'onduleur utilisé présente l'avantage de mesurer les courants de lignes du moteur. Cette mesure est disponible sur le processeur grâce au principe d'emboîtement des deux cartes. Voici ce à quoi ressemble l'acquisition et le traitement des signaux de courants :

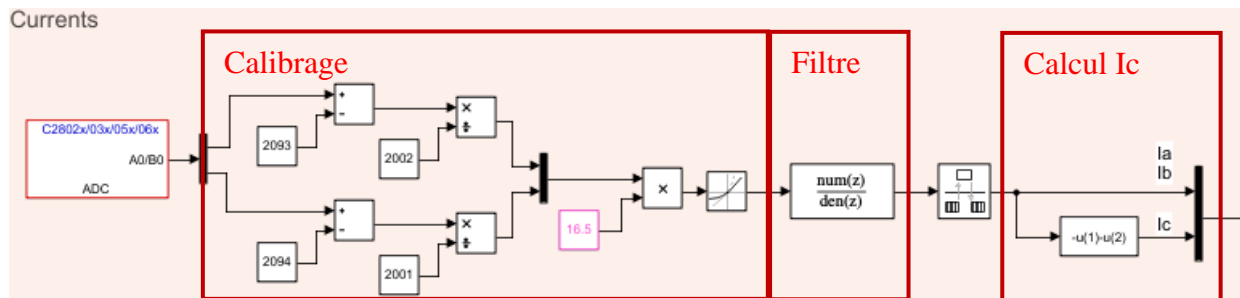


Figure 29 Programme : Acquisition et traitement des signaux de courants.

Vous remarquerez la même logique de calibrage que pour le potentiomètre. Il s'agit ici dans un premier temps de caler la valeur entre 0 et 1 pour, dans un deuxième temps de la multiplier par le gain du convertisseur analogique-numérique (CAN, analogue-digital converter ou ADC en anglais) qui vaut 16,5. C'est-à-dire que lorsque l'ADC renvoie une valeur calibrée de 1 (ou 4095 en non calibrée), c'est un courant de 16,5 A qu'on mesure.

Ayant eu réellement envie d'implémenter une transformée de Park sur le processeur, j'ai imaginé de combiner la commande scalaire et la commande vectorielle. Comme on l'a vu précédemment, la commande pleine onde et la commande sinus imposent une fréquence. Il est de ce fait possible d'utiliser cette fréquence pour connaître la pulsation angulaire du champ électrique. Il suffit d'intégrer celle-ci pour connaître la position du champ électrique. Cette position peut alors être utilisée comme angle de référence dans la transformée de Park appliquée sur les signaux de courants. On obtient par conséquent des signaux de courant en 'dq' qui peuvent être utilisés à des fins de régulation.

En pratique, il survient un délai entre la fréquence de consigne et le calcul de l'angle de référence. Dès lors, l'angle n'est pas parfaitement connu, et les signaux en 'dq' se mettent à osciller. Une solution est d'utiliser un régulateur PID qui reçoit comme consigne le courant d'axe 'd' et qui applique, à sa sortie, une correction sur la pulsation angulaire. On peut décrire ceci comme une 'Phase Lock Loop'. Cela fonctionne, mais on commet une erreur qui se situe au niveau de la consigne du courant d'axe 'd'. Celui-ci étant l'image du flux dans le moteur, on ne peut pas choisir librement sa valeur.

Voici ce à quoi ressemble le programme de la transformée de Park appliqué sur une commande sinus :

Premièrement, voici le calcul de l'angle du champ tournant :

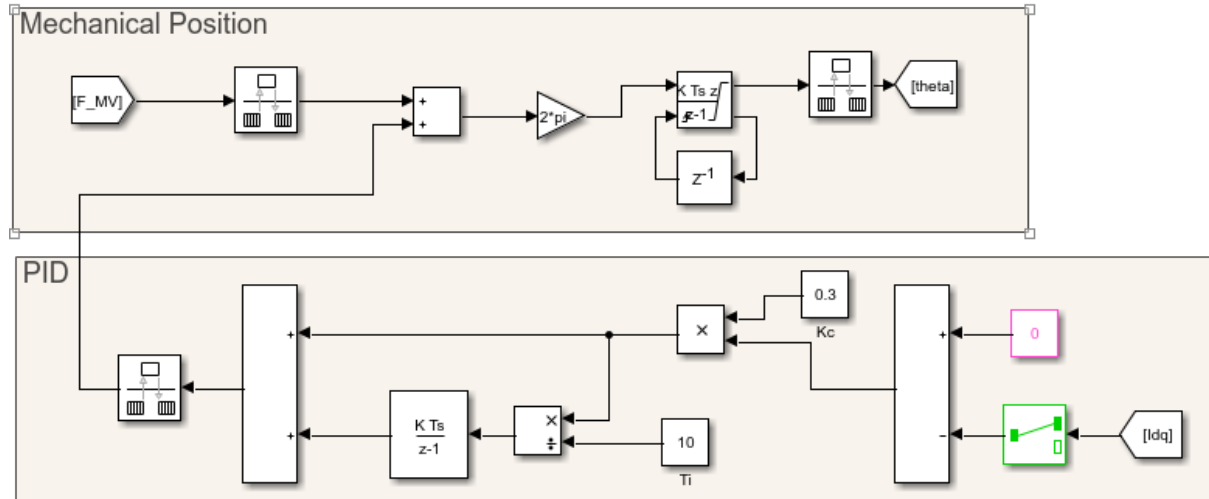


Figure 30 Programme : Calcul de l'angle de référence pour la transformée de Park.

Dans le coin supérieur gauche, vous remarquerez le signal « F_MV ». Celui-ci est la fréquence imposée par l'utilisateur si le moteur est en boucle ouverte, ou par un régulateur de courant si le moteur est en boucle fermée. Cette fréquence est additionnée au résultat du régulateur PID, puis multipliée par 2π pour finalement être intégrée afin de calculer l'angle du champ tournant 'thêta'.

On a vu l'acquisition, le traitement des signaux de courant et le calcul de l'angle du champ tournant. On peut injecter ces deux derniers dans la transformée de Park. Voici ce à quoi ressemble la partie du programme qui s'occupe de la transformée :

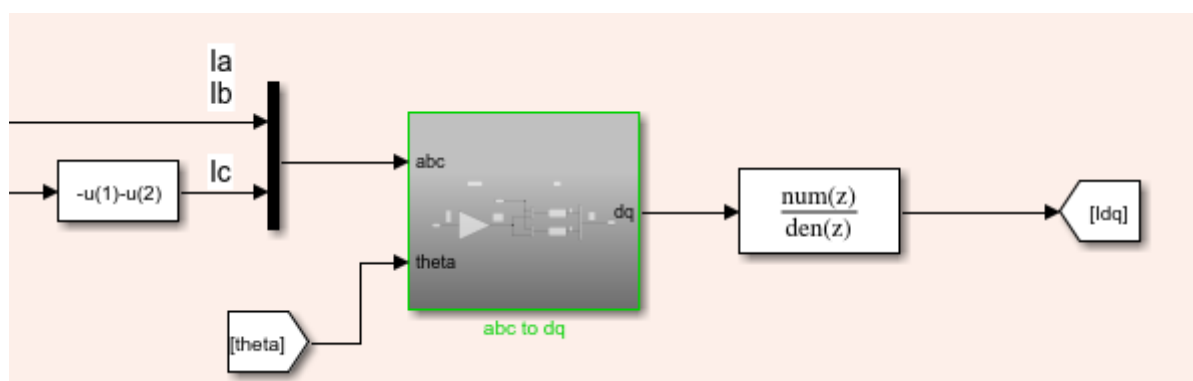


Figure 31 Programme : Transformée de Park.

Il est judicieux de filtrer les signaux 'dq' afin de renforcer la robustesse de la PLL. Seulement, trop d'effets de filtrage ralentissent la dynamique de la transformée par le retour d'état de la composante d'axe 'd'.

Chapitre 5

Perspectives

Pour la partie du circuit imprimé de mesure, comme énoncé dans la préface, il reste encore l'assemblage, l'intégration et la phase de test à réaliser. Dans le cas où le circuit imprimé de mesure doit être reconceptualisé, il y a un point majeur sur lequel des améliorations pourraient être apportées. Il faudrait minimiser l'encombrement de la carte. Actuellement, la carte mesure 120mm sur 160mm. Cela correspond exactement à la place disponible dans le banc d'essai. Dès lors, une telle carte ne laisse plus de place pour ajouter d'autres composants. L'encombrement peut être diminué en redisant les composants sur la carte de manière plus optimale. Il est également envisageable de scinder la partie de mesures de tensions et de courants de la partie gestion de la température. On pourrait imaginer deux cartes qui s'emboîtent l'une dans l'autre.

Pour la partie du moteur asynchrone, comme énoncé au début du travail, il reste encore la phase d'intégration du moteur et de l'onduleur dans le banc d'essai. Il faut ensuite encore aussi déployer les commandes sur l'onduleur.

Pour la partie d'identification de l'effet de la commande sur la vibration, comme énoncé précédemment, il reste encore la grosse partie du travail. Voici un cahier des charges qui reprend les travaux à faire afin de clôturer cette partie :

- Connecter le capteur de vibration au SCADAS.
- Configurer les paramètres d'acquisition des données du SCADAS.
- S'assurer qu'il est possible de relever les données acquises sur une clef USB.
- Déployer un type de commande sur l'onduleur.
- Mettre en marche le moteur, le capteur de vibration et le SCADAS et relever les données de vibration.
- Au moyen de la clef USB, transférer les données sur un ordinateur et les importer dans Matlab.
- Réaliser un traitement des données si nécessaire. (Resampling, filtering, zero padding)
- Réaliser une transformée de Fourier afin de visualiser le contenu spectral du signal de vibration. Attention aux points suivants : Temps d'échantillonnage, repli fréquentiel et fuite spectral. Une bonne référence pour bien réaliser la transformée de Fourier est le cours de Signaux et Systèmes de Ing. F. De Bruyn (De Bruyne, 2017).
- Recommencer les étapes précédentes en déployant un autre type de commande sur l'onduleur. Il serait judicieux d'également relever les vibrations en alimentant le moteur par le réseau. Ceci permettra d'avoir un contenu spectral des vibrations du moteur pour une alimentation supposée parfaitement sinusoïdale.
- Comparer les contenus spectraux des différents signaux de vibrations en fonction de la commande d'onduleur.
- Identifier l'influence de la commande d'onduleur sur les harmoniques.

En commande pleine onde, on peut s'attendre à amplifier les premiers harmoniques par rapport à une alimentation parfaite. En commande avec modulation de la largeur d'impulsion, on peut de la même manière s'attendre à amplifier les hautes fréquences de vibrations. Cette dernière attente peut déjà être confirmée dans la mesure où le moteur génère un bruit aigu quand il tourne sur une commande sinus.

Chapitre 6

Conclusion

Pour la partie du circuit imprimé de mesure, il est difficile de tirer des conclusions dans la mesure où la phase de test doit encore avoir lieu. Néanmoins, il est plus que probable que le PCB doive être reconceptualisé pour minimiser l'encombrement de celui-ci.

Une identification de base a été réalisée sur le moteur asynchrone qui a mis en évidence un ratio de résistance sur inductance trop important. Dès lors, l'hypothèse du schéma simplifié équivalent de la machine asynchrone n'est plus d'application. Il faudrait réaliser une identification avancée.

L'onduleur programmable utilisé dans ce travail de fin d'études n'est pas facile d'utilisation. Cela est dû à la configuration hardware nécessaire au fonctionnement de celui-ci. Celle-ci n'est pas expliquée de manière limpide dans la documentation du fabricant. Il est conseillé à Siemens de garder une trace des programmes réalisés dans ce travail de fin d'études. Ceux-ci présentent l'avantage d'être déjà configurés au niveau « hardware ». Il suffit donc d'enregistrer le programme sous un autre nom et d'en effacer le contenu pour repartir de zéro avec une configuration « hardware » valable.

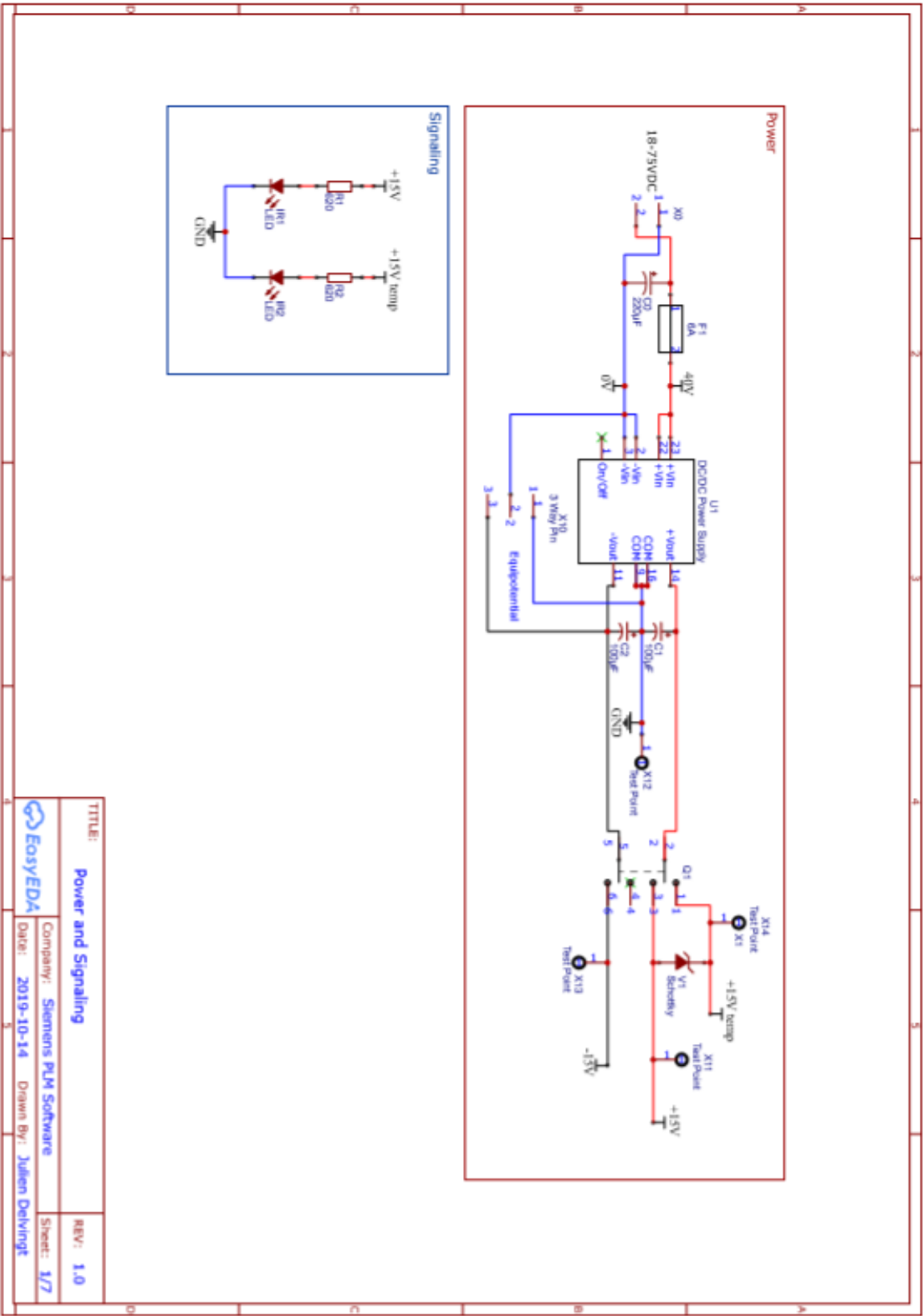
Pour la partie qui porte sur les vibrations, il est encore trop tôt pour tirer des conclusions pertinentes tant que des contenus spectraux de vibrations n'ont pas été générés. On peut tout de même s'attendre à avoir plus de vibrations basses fréquences en commande pleine onde que quand le moteur est alimenté par le réseau. De même que l'on peut s'attendre à avoir plus de vibrations hautes fréquences en commande sinus que quand le moteur est alimenté par le réseau.

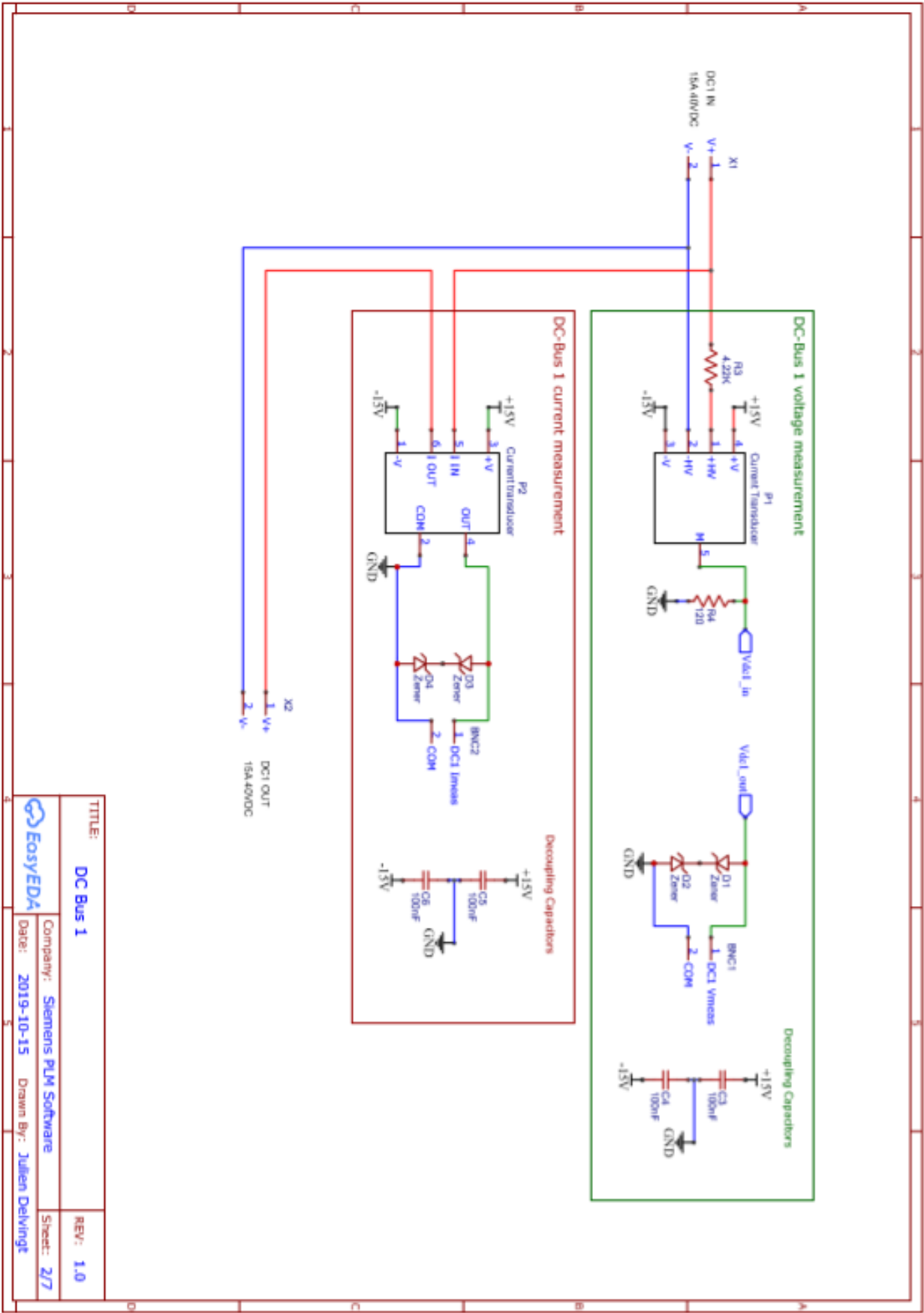
Bibliographie

- De Bruyne, F. (2017). Signals and sytems. *Applied mathematics and tools*, 179 - 256.
- Electrical Academia. (s.d.). *Inverter Types & Working Principle / Sine Wave, Square Wave, Modified Sine Wave Inverter Working*. Consulté le Mai 8, 2020, sur Electricalacademia: <https://electricalacademia.com/renewable-energy/inverter-types-working-principle-sine-wave-square-wave-modified-sine-wave-inverter-working/>
- Joos, A. (2019). *Implementation of a small-scale electrical drive system in Hardware-in-the-Loop simulations*.
- Kimplaire, D. (2019). Entrainements Electrique. *AC Drives*.
- Kimplaire, D. (2019). Entrainements Electriques. *Convertisseurs DC-AC: Les onduleurs*.
- Raja, D. (2019, Novembre 29). *Three Phase Inverter Circuit - 120 Degree and 180 Degree Cunduction Mode*. Consulté le Mai 8, 2020, sur Circuit Digest: <https://circuitdigest.com/tutorial/three-phase-inverter-circuit-diagram-120-degree-and-180-degree-conduction-mode>
- Texas Instrument. (2019, Mars). LAUNCHXL-F28069M Overview. *User's Guide*. Dallas, Texas.

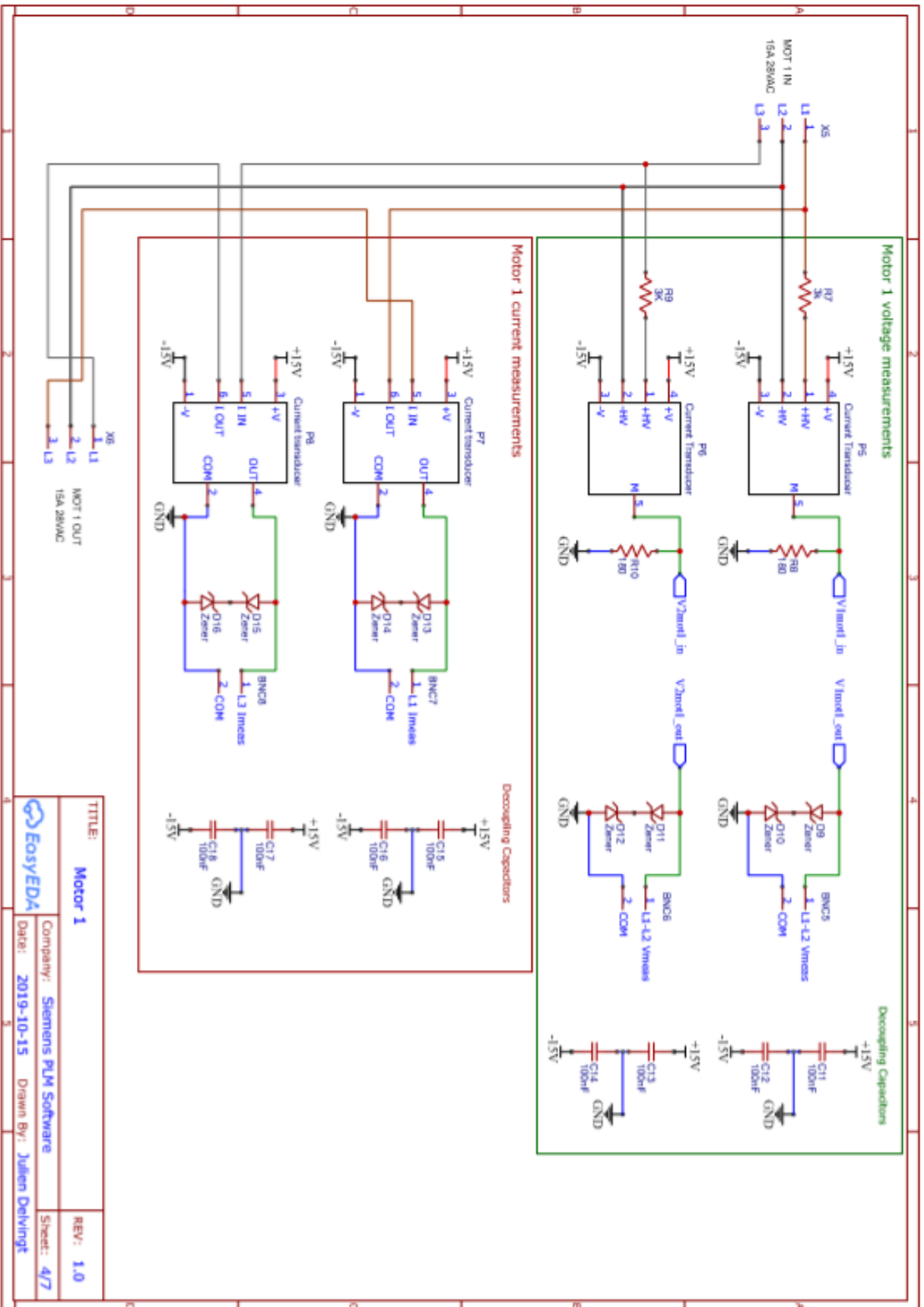
Annexes

Annexe A : Schémas électriques du circuit imprimé de mesure





TITLE: DC Bus 1	
REV: 1.0	
Company: Siemens PLM Software	
Date: 2019-10-15	
Drawn By: Julien Delvingt	
Sheet: 2/7	



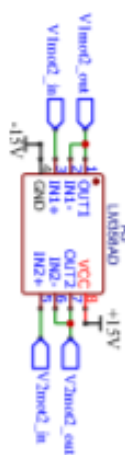
DC1 & DC2 voltage transmissions



Mot1 voltage transmissions

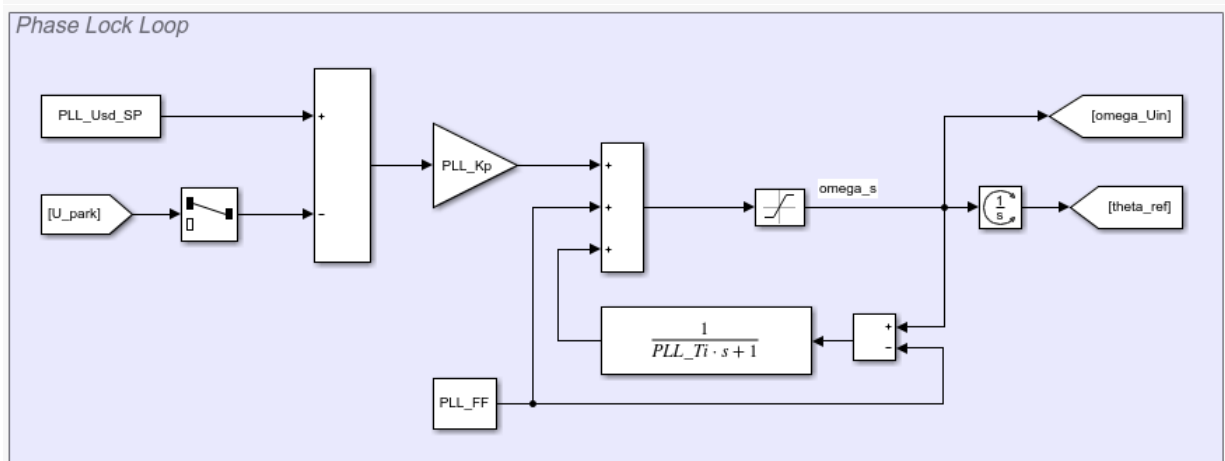
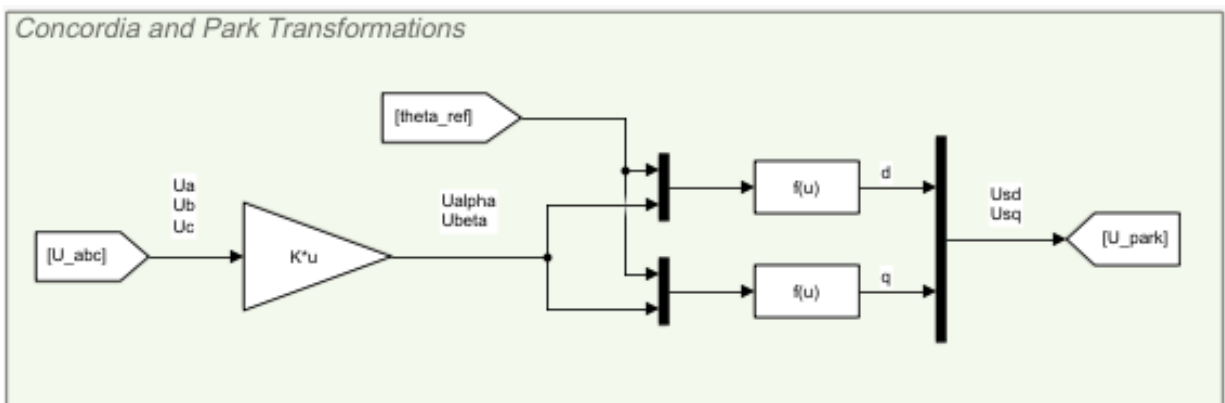
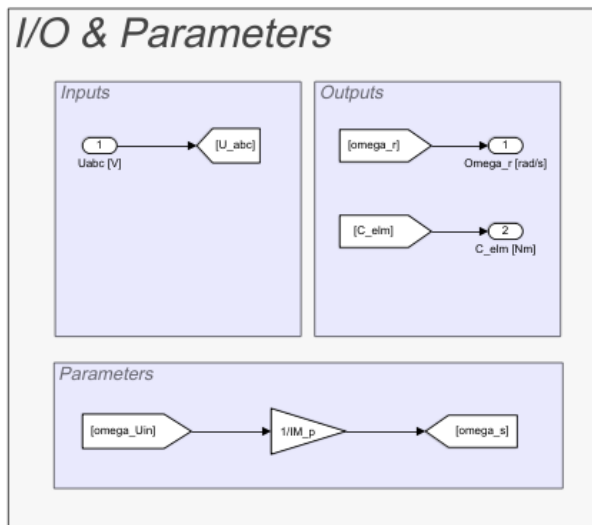


Mot2 voltage transmissions

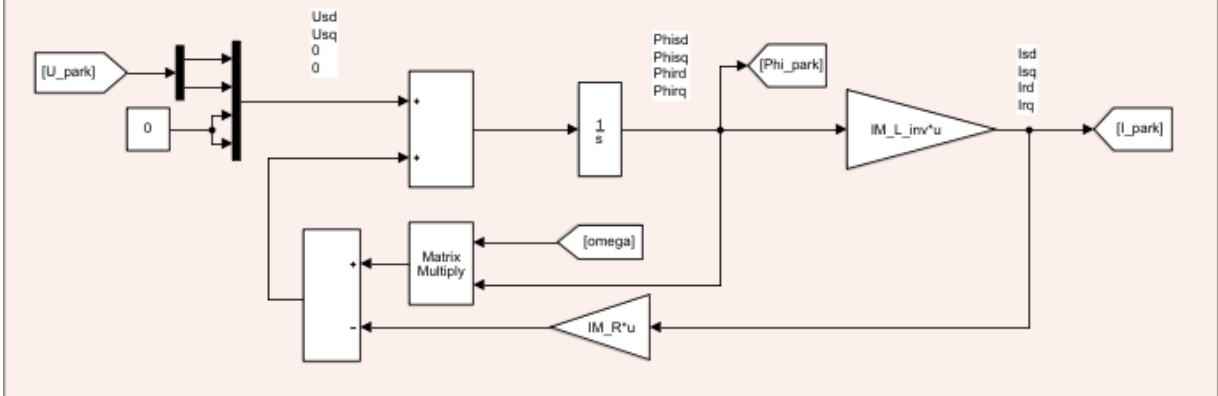


TITLE: Operational Amplifiers		REV: 1.0
Company: Siemens PLM Software		Sheet: 7/7
Date: 2019-11-27		Drawn By: Julien Delvingt

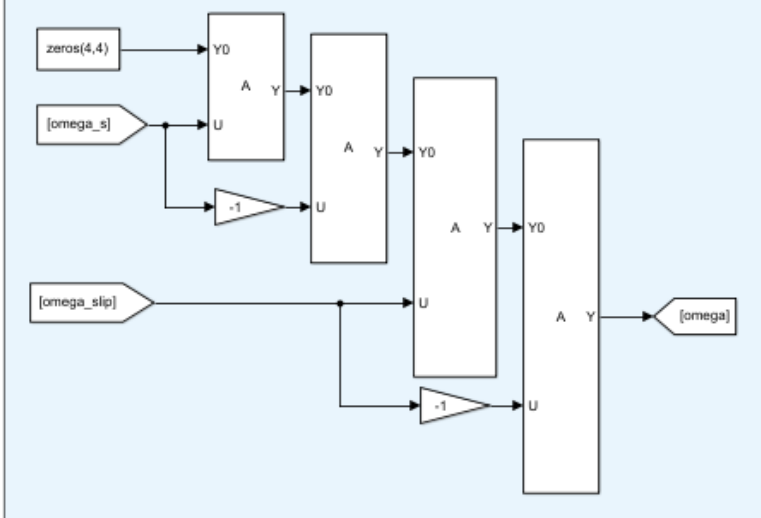
Annexe B : Modèle de la machine asynchrone



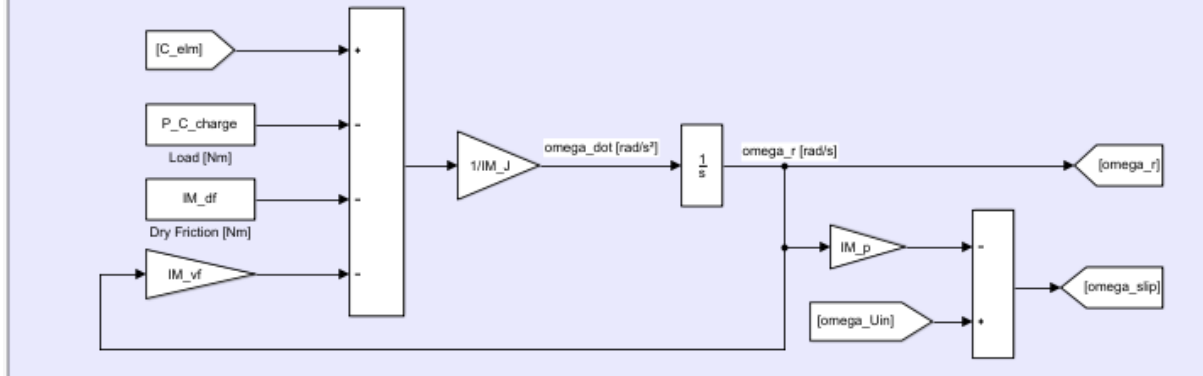
Current Loop



Speed Matrix



Speed Loop



Electro Magnetic Couple

