

Université Paris
Saclay UFR Sciences
Département de
physique

Mention Electronique, énergie électrique, automatique

M1 E3A : Mobilité Électrique et Énergie

Renouvelable

UE : 477 – TER MEER

**Rapport du TER : Asservissement de vitesse de machine
synchrone à aimants permanents.**

Rédigé par :

- ABAYAHIA Hamou Zinedine
- BELMOULLOUD Khaled Aymene

Encadré par :

- Sami TLIBA
- Adrien MERCIER
- Guillaume KREBS

2023/2024

Table des matières

Introduction.....	3
Partie II. Notions théoriques liées à la machine synchrone.....	4
II.1 Introduction à la commande vectorielle	4
II.2 Transformations Park et Clarke	4
II.2.1 Transformation de Clarke	4
II.2.2 Transformation de Park	5
II.3 Modélisation de la machine synchrone	5
II.3.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent (MSAP)	5
II.4 Equivalence MS-MCC.....	6
Partie III. Notions d'asservissement.....	7
III.1 Asservissement de vitesse	7
III.1.1 Choix du correcteur	9
III.1.2 Méthode 1 : Asservissement de vitesse sans contrôle de courants	10
III.1.3 Méthode 2 : Asservissement de vitesse avec asservissement de courants	10
III.1.4 Modélisation de l'onduleur.....	10
Partie IV. Identification des paramètres.....	11
IV.1 Essai Continu	12
IV.2 Essai Circuit-ouvert.....	12
IV.3 Essai de lâché mécanique.....	12
Partie V. Simulation sous Matlab-Simulink et l'identification des paramètres	13
V.1 Essai circuit-ouvert	13
V.1.1 Procédures.....	13
V.2 Identification des paramètres mécaniques.....	14
V.3 Identification de Ld et Lq	14
V.4 Liste finale de paramètres :.....	15
V.5 Cahier des charges	16
V.6 Méthode de travail	16
V.7 Modélisation sous Simulink.....	16
V.7.1 Implémentation de la transformation de Park sur Matlab-Simulink.....	16
V.7.2 Modèle de la machine.....	18
V.7.3 Asservissement de vitesse sans asservissement de courants sur Simulink	18
V.7.4 Asservissement de vitesse avec asservissement de courants	19
V.7.5 Modélisation de l'onduleur	20
V.7.6 Circuit complet.....	21
Conclusion	22
Références	23
Annexes.....	23
A). Bloc « Cosinewaves »	23
B). Déduction de l'expression de Vd et Vq	23
C). Abaques des coefficients d'amortissement.....	24
D). Calculs pour de lâché mécanique.....	24
E). Calcul de Ld et Lq à partir des mesures d'impédance	25
F). Lien GitHub du projet contenant tous les fichiers en relation avec le TER	26

Introduction

Les développements réalisés dans le contrôle des machines électriques, en particulier des machines synchrones sont véritablement impressionnantes. Parmi ces avancées l'entraînement à vitesse variable de ces machines pour des applications nécessitant une forte puissance, telles que la propulsion automobile, ainsi que la traction ferroviaire et maritime.

Ces machines présentent un défi majeur en raison du couplage important entre leurs différentes variables ce qui complique leur commande. Cependant, grâce aux avancées en électronique de puissance et en systèmes embarqués, notamment l'utilisation des micro-processeurs, des méthodes de commande ont été développées pour résoudre ce problème de couplage.

L'une de ces méthodes de commande largement utilisée est la commande à flux orienté qui est également connue sous le nom de commande vectorielle. En adoptant cette approche, la machine synchrone peut être assimilée à une machine à courant continu à excitation séparée, simplifiant ainsi sa commande.

Dans le cadre de ce travail, notre objectif est de mettre en œuvre la commande vectorielle sur la machine synchrone qui doit être alimentée par un onduleur de tension contrôlé selon la technique MLI « Modulation à Largeur d'Impulsion » triangulo-sinusoidale intersective, qui applique une commande vectorielle découplée à la machine. Pour asservir la vitesse de rotation de la machine synchrone, c'est là où l'aspect automatique entre en jeu nécessitant l'utilisation des correcteurs qui seront bien dimensionnés pour avoir de bonnes performances pour notre système et satisfaire un cahier des charges donné tout en assurant une robustesse optimale.

Partie II. Notions théoriques liées à la machine synchrone

II.1 Introduction à la commande vectorielle

La commande vectorielle est une méthode de contrôle de machines électriques qui consiste à transformer les courants statoriques triphasés en un système biphasé à deux composantes orthogonales qui nous permettent d'agir sur le flux et le couple de la machine indépendamment. Dans le cadre de l'asservissement de vitesse, nous allons utiliser la commande vectorielle afin de contrôler la vitesse de notre machine en implémentant le diagramme de la Figure 1.

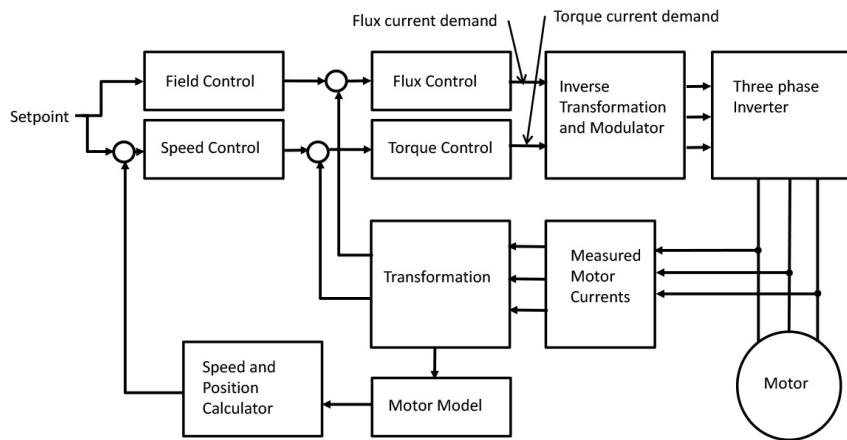


Figure 1: Diagramme de la commande vectorielle [1]

II.2 Transformations Park et Clarke

Afin de réaliser notre commande vectorielle, nous avons besoin de travailler dans le repère (d,q) et ceci en effectuant des transformations de coordonnées, principalement les transformations de Park et Clarke et cela pour les raisons suivantes :

- Simplifier les équations de la machine synchrone qui sont complexes à manipuler sur l'axe (a,b,c)
- Faciliter la mise en œuvre de stratégies de contrôle standard comme les contrôleurs utilisés dans les boucles d'asservissement et avoir plus d'efficacité.
- Permettre un contrôle précis et indépendant du flux et du couple.

II.2.1 Transformation de Clarke

La transformation de Clarke est un changement de coordonnées qui transforme des grandeurs triphasées sinusoïdales tournantes dans un repère initial fixe (a,b,c) à deux grandeurs sinusoïdales aussi dans un repère d'arrivée fixe (α,β) et elle peut être décrite par l'équation (1). Nous utilisons les transformations avec invariance d'amplitude pour simplifier l'estimation des amplitudes à l'entrée après la Transformation de Clarke, ce qui est plus pratique.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix}^1 = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

i_α et i_β Sont des courants sinusoïdaux, on peut simplifier davantage notre asservissement en transformant notre système triphasé en un système avec deux composantes constantes.

II.2.2 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer une rotation de la valeur de l'angle électrique dans le sens inverse (c'est-à-dire une rotation de $(-\theta)$) à nos vecteurs α et β ce qui permet de fixer les vecteurs et d'obtenir deux composantes continues dans un repère tournant lié au rotor (d, q) et qui représentent notre système triphasé. On verra l'intérêt de cette rotation d'une manière plus détaillée dans la section II.4. Par ailleurs, il est possible de combiner la transformation de Clarke et la rotation en une seule matrice qu'on appelle la transformation de Park qui est donnée par (2):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

On peut inverser cette matrice pour obtenir **la transformation inverse** qu'on peut exprimer de cette manière :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

Cette transformation peut aussi être appliquée pour les tensions et les flux également.

II.3 Modélisation de la machine synchrone

II.3.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)³

En fixant le courant d'excitation, notre MS à rotor bobiné peut être modélisée de la même manière qu'une MSAP [2]. Cela simplifie le processus de modélisation, cependant, il est nécessaire de prendre certaines précautions afin de pouvoir faire cette équivalence. Les équations électriques $V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt}$ (4) - $V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt}$ (7) représentent le comportement électrique de notre machine.

¹ i_α Représente le courant de la phase a , i_β représente l'image du flux de la machine et i_o représente la composante homopolaire qui est nulle pour un système triphasé équilibré.

² Θ : l'angle électrique c'est-à-dire $\theta = P\Omega t$

³ MSAP : Machine synchrone à aimant permanents

$$V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \quad (4)$$

$$V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \quad (5) \leftrightarrow [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (6)$$

$$V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \quad (7)$$

Après la transformation de Park les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (8)$$

Les relations entre les flux et les courants sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (9)$$

Grace à la transformation de Park on a pu avoir des expressions simplifiées des flux et des tensions dans le repère (d,q) .

Ce modèle peut se mettre sous forme matricielle afin qu'il soit adapté à être utilisé sur Matlab Simulink

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 1 \\ 0 & L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\boxed{[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt}[I] + \omega[A][I]} \quad (12)$$

Selon le principe fondamental de la dynamique en rotation, l'équation mécanique s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega - C_0 \quad (13)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine a pour expression :

$$\boxed{C_{em} = \frac{3}{2}P(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)} \quad (14)$$

II.4 Equivalence MS⁴-MCC⁵

Le modèle de la machine synchrone correspond à un système multivariable donc l'asservissement en vitesse de cette machine demande le contrôle simultané de plusieurs variables.

En effet, faire la distinction entre le courant i_q producteur du couple et le courant i_d qui produit le flux n'est pas évident et donc afin d'obtenir les performances souhaitées, la stratégie de commande des

⁴ MS : Machine synchrone

⁵ MCC : Machine à courant continu

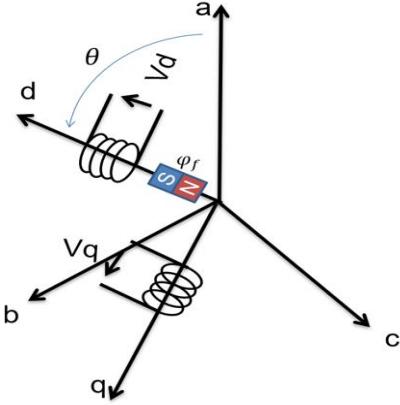


Figure 2 : Machine MSAP sur le repère d,q [2].

machines synchrones consiste à assimiler son comportement électromécanique à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée ce qui va permettre de faciliter l'étude et d'améliorer le comportement dynamique. La réalisation de cette similitude se fait par l'application de la commande vectorielle appelée aussi la commande à flux orienté.

L'expression du couple de la MCC est proportionnelle au courant d'induit et flux inducteur :

$$C_{MCC} = K \varphi_{MCC} I_a \quad (15)$$

Le couple électromagnétique développé par la MS a pour expression :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (16)$$

Donc la commande vectorielle consiste à maintenir la composante directe du courant nulle $i_d^* = 0$ et contrôler la vitesse par i_q^* générant le couple de référence, ce qui reviens à mettre courant statorique en quadrature avec le flux des aimants « 90° » afin d'avoir un couple maximal.

L'expression du couple de la machine synchrone après avoir annuler i_d deviendra :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_d i_q \quad (17)$$

On remarque bien que l'expression est devenue linéaire similaire à celle d'une machine à courant continu et le flux φ_d sera égale à φ_f .

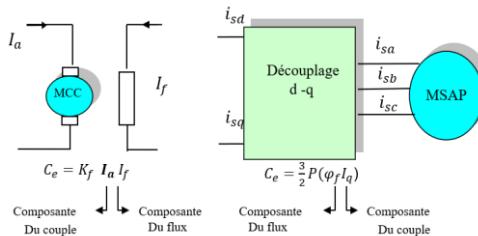


Figure 3: Equivalence entre la commande de MS et la MCC [3]

Donc en utilisant en premier lieu la transformation de Park pour modéliser la MSAP dans le repère (d,q) , puis en appliquant la commande vectorielle afin de surmonter le problème de fort couplage entre les variables d'entrés en assurant le découplage, on peut réaliser l'asservissement de la vitesse la MS.

Partie III. Notions d'asservissement

III.1 Asservissement de vitesse

On peut extraire les boucles d'asservissement de courants depuis la Figure 1 et la transformation de

$$\text{Laplace des équations} \left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{array} \right. \quad (8). \quad \text{Il est important de}$$

souligner qu'on peut compenser l'effet des f.e.m en les rajoutant à la boucle (voir Figure 4): les f.e.m peuvent être estimées à travers la pulsation mécanique et le flux magnétique selon les équations (18) et (19) qu'on a obtenu depuis (8) :

$$Ed = -\omega L_q I_q \quad (18)$$

$$Eq = \omega(L_d I_d + \varphi_f) \quad (19)$$

Cela nous permet d'avoir un asservissement plus robuste à grandes vitesses.

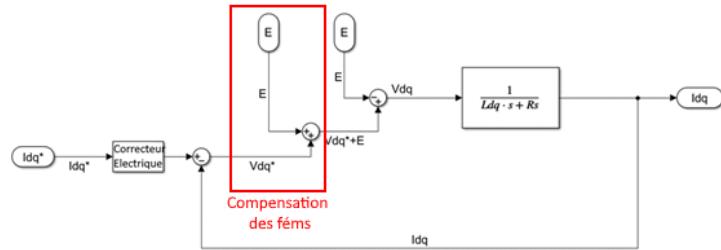


Figure 4 : Boucle d'asservissement de courant avec compensation des f.é.ms.⁶

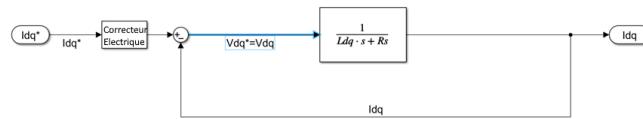


Figure 5 : Boucle d'asservissement de courants simplifiée

D'autre part, en simplifiant le schéma de la Figure 1 et en appliquant la transformation de Laplace sur l'équation (13), on obtient le schéma bloc de la Figure 6 dans le cas où **un asservissement de courant (et donc de couple) idéal** est réalisé.

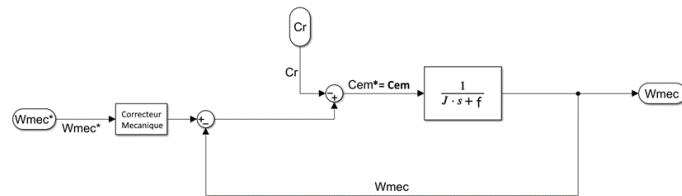


Figure 6 : Schéma-bloc de la boucle d'asservissement de vitesse.

On considère le couple résistant comme étant une perturbation vue que qu'il est variable et donc impossible à compenser. On obtient le schéma de la Figure 7.

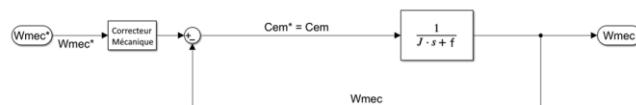


Figure 7 : Schéma-bloc de la boucle d'asservissement de vitesse en négligeant le couple résistant.

⁶ Ldq représente Ld pour la boucle d'asservissement du courant id et Lq pour la boucle de iq.

⁷ Les signaux suivis d'Astérix (*) ou de « ref » représentent les signaux de référence.

III.1.1 Choix du correcteur

Afin de réaliser un bon asservissement de vitesse, nous avons besoin d'un correcteur qui annule l'erreur statique ; cela garantira que la machine tourne à la vitesse souhaitée en régime permanent. De plus, nous avons besoin de respecter un certain cahier des charges concernant le dépassement en vitesse et le temps de réponse et donc un simple intégrateur ne sera pas suffisant.

Les correcteur PI et IP remplissent les conditions ci-dessus, cependant, nous avons choisi d'utiliser le correcteur IP pour les raisons suivantes :

- Le correcteur IP est plus rapide que le correcteur PI est donc il offre un asservissement plus robuste envers des changement rapides des paramètres de notre système (changement brusque de vitesse, couple, etc.) [4].
- Aisance d'asservissement dû au fait de l'absence du zéro dans la FDTBF contrairement au régulateur PI.

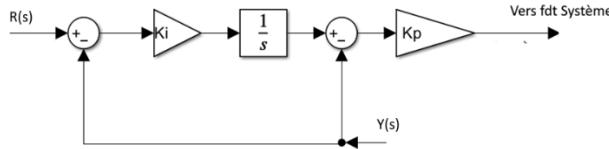


Figure 8 : Correcteur IP

En simplifiant les schéma blocs des figures de la section III.1, on obtient les fonctions de transfert suivantes :

$$T_{vit}(s) = \frac{Ki_m Kp_m}{J \cdot (s^2 + s \frac{(f + Kp_m)}{J} + \frac{Ki_m Kp_m}{J})} \quad (20)$$

$$T_{cour}(s) = \frac{Ki_{dq} Kp_{dq}}{Ldq \cdot (s^2 + s \frac{(Rs + Kp_{dq})}{Ldq} + \frac{Ki_{dq} Kp_{dq}}{Ldq})} \quad (21)$$

Où :

- $T_{vit}(s)$ est la fonction de transfert de la partie mécanique du système.
- $T_{cour}(s)$ représente la fonction de transfert de la partie électrique du système.

Les deux systèmes sont des systèmes du deuxième ordre qui peuvent être représentées par l'équation (22).

$$T(s) = \frac{(\omega n)^2}{s^2 + 2\omega n\zeta \cdot s + (\omega n)^2} \quad (22)$$

Et donc on peut identifier nos gains depuis l'équation (22):

$$\begin{cases} Kp_m = 2\omega n\zeta J - f \\ Ki_m = \frac{J(\omega n)^2}{Kp_m} \end{cases} \quad (23)$$

(24)

$$\left\{ \begin{array}{l} Kp_{dq} = 2\omega n\zeta Ldq - Rs \\ Ki_{dq} = \frac{Ldq(\omega n)^2}{Kp_{dq}} \end{array} \right. \quad (25)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Kp_{dq} = 2\omega n\zeta Ldq - Rs \\ Ki_{dq} = \frac{Ldq(\omega n)^2}{Kp_{dq}} \end{array} \right. \quad (26)$$

III.1.2 Méthode 1 : Asservissement de vitesse sans contrôle de courants

En premier lieu, nous avons considéré une approche simple afin de réaliser l'asservissement de vitesse sans avoir recours à l'asservissement des courants (voir Figure 9).

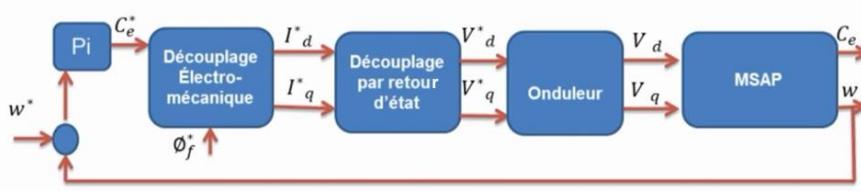


Figure 9 : Boucle d'asservissement de vitesse sans asservissement de courants [3].

De la section II.4, On peut déterminer la structure en courant du bloc du découplage :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{2C_{em}^*}{3P\varphi_d} \end{array} \right. \quad (27)$$

Depuis l'équation (18), on peut extraire la structure du découplage en tensions en régime permanent, et donc on peut implémenter le bloc « Découplage par retour d'état » de la Figure 9 :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d^* = -\omega^* L_q i_q^* \\ V_q^* = R i_q^* + \omega^* \varphi_f^* \end{array} \right. \quad (28)$$

Et donc on obtient nos valeurs de tension de référence sans avoir recours à un correcteur IP ou PI.

Inconvénients de cette stratégie :

- Aucune possibilité de contrôler les paramètres dynamiques du courant (dépassement, temps de réponse à 5%).
- Un grand dépassement en courant peut abîmer les enroulements de la machine.

III.1.3 Méthode 2 : Asservissement de vitesse avec asservissement de courants

On peut asservir les courants à travers un correcteur IP comme pour la vitesse et donc on aura deux boucles fermées pour notre système. Cette méthode peut contourner les inconvénients de l'asservissement de vitesse sans contrôle de courants. (voir Figure 4 et Figure 5).

III.1.4 Modélisation de l'onduleur

Afin d'implémenter l'onduleur sur Simulink, il suffit d'implémenter l'équation (29) qui représente notre onduleur sur Matlab-Simulink [5].

$$ViN^8 = \frac{VDC}{3} (2fmi - \sum_{j \neq i} fmj)^9 \quad (29)$$

Au lieu de normaliser nos signaux d'entrée sur « VDC », la tension de notre bus DC, nous avons opter pour la multiplication de notre porteuse par VDC et donc le résultat de la comparaison. Cela nous éviterait la déformation de nos modulantes si on utilisait des blocs saturateur pour la normalisation.

Remarque importante :

On choisit la fréquence de découpage suffisamment haute afin d'insérer notre onduleur comme un gain unitaire dans notre boucle d'asservissement (bon fonctionnement de l'onduleur et donc on peut négliger son effet).

$$T > \tau > Td > Tcalc^{10} \quad (30)$$

Partie IV. Identification des paramètres

Dans le cadre de la modélisation de notre machine synchrone, nous aurons besoin des paramètres de cette dernière. On effectuera plusieurs tests afin de déterminer chaque paramètre.

Liste d'essais et des paramètres à déterminer :

Essais	Paramètres
Essai continu	R_s : Résistance d'un enroulement statorique.
Essai Circuit-ouvert	Ψ : Flux capté par une phase, P : Nombre de paires de pôles
Essai de lâché mécanique	J : Inertie du rotor, f : Coefficient de frottement visqueux, C₀ : Coefficient de frottements secs
Mesure d'inductance	L_d : Inductance directe, L_q : Inductance quadratique

Tableau 1 : Essais à réaliser afin d'identifier les paramètres de la machine.

Les plaques signalétiques de la MCC et la MS seront particulièrement utiles dans cette démarche.

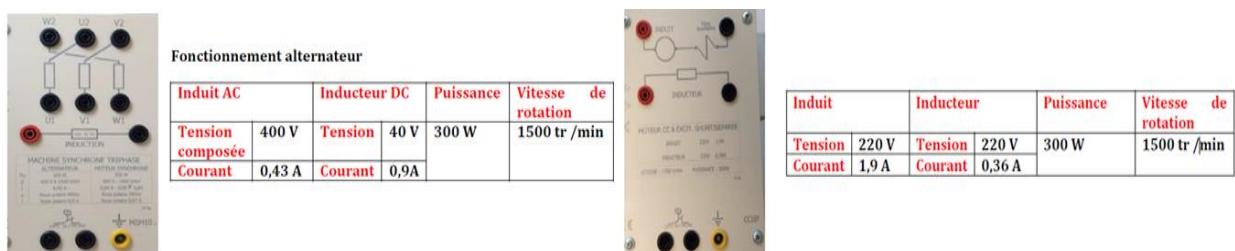


Figure 10 : Plaque signalétique MS (à gauche) et MCC (à droite)

⁸ ViN représente la tension simple de la phase i.

⁹ fmi Représente le signal de commande du bras d'onduleur lié à la phase i (1 si l'interrupteur est passant, 0 s'il est bloqué).

¹⁰ T représente la période du de la tension de sortie de l'onduleur, Td la fréquence de découpage, τ la constante de temps RL et Tcalc le pas de calcul Simulink.



Figure 11 : plaque signalétique génératrice tachymétrique.

IV.1 Essai Continu

Vu que le stator d'une machine synchrone ne contient aucun élément qui peut gêner la mesure de l'ohmmètre (pas d'anneaux de glissement/ collecteur) on peut directement utiliser l'ohmmètre pour mesurer la résistance statorique **Rs**.

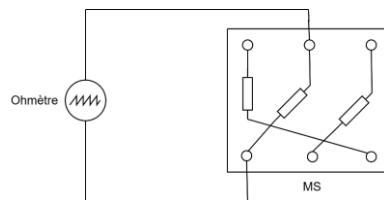


Figure 12 : essai continu

IV.2 Essai Circuit-ouvert

A travers l'essai de circuit-ouvert, on visualisera les f.e.ms de la machine en prenant en compte leurs fréquence pour en déduire le nombre de paires de pôles ainsi que le flux rotor capté par une phase stator.

$$\psi_a(\theta) = \psi_{max} \cos(P \cdot \theta) \quad (31)$$

$$E_a(\theta) = \frac{d\psi_a(\theta)}{dt} = \frac{d\psi_a(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (32)$$

$$\text{avec } \begin{cases} \psi_{max} = \frac{E_a(max)}{P\Omega} \\ P = \frac{60f}{N} \end{cases} \quad (33)$$

IV.3 Essai de lâché mécanique

Cet essai vise à identifier les paramètres mécaniques via un test de lâcher, consistant à interrompre brusquement l'alimentation du système d'entraînement, dans notre cas, on coupera l'alimentation de l'induit le la MCC qui entraîne la MS en tourant brusquement la molette de l'alimentation. L'énergie de stockée à l'induit se déchargera dans l'alimentation sans causer des dégâts. On identifie nos paramètres à travers l'étude de l'amplitude de la vitesse avant de couper l'alimentation et après ce fait.

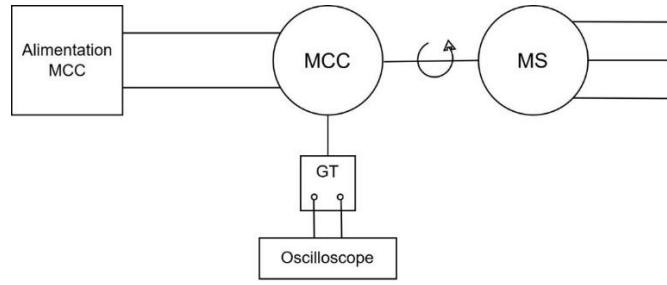


Figure 13: test mécanique

En utilisant l'équation du principe fondamental de la dynamique (équation (13)), on peut trouver deux équations qui nous permettent d'estimer nos paramètres mécaniques.

$$f = \frac{Ce1 - C0}{\Omega_n}^{11} \quad (34)$$

Et aussi :

$$\Omega(t) = (\Omega_n + \frac{C0}{f}) \cdot e^{-\frac{f}{J}t} - \frac{C0}{f} \quad (35)$$

Partie V. Simulation sous Matlab-Simulink et l‘identification des paramètres

V.1 Essai circuit-ouvert

V.1.1 Procédures

Voici le schéma de câblage à réaliser :

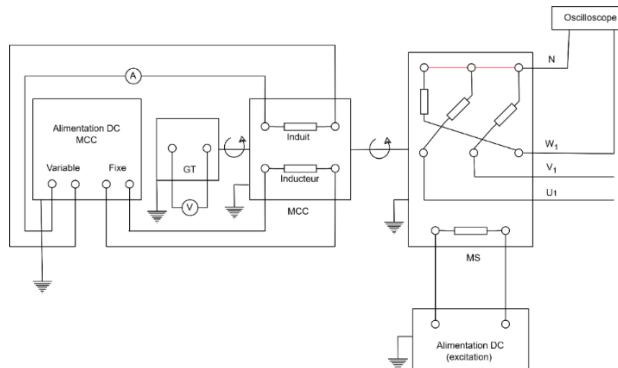


Figure 14 : Schéma de câblage pour l'essai à circuit ouvert

- On alimente la MCC jusqu'à atteindre la vitesse nominale 1500 tr/min.
- On alimente le rotor de la MCC en imposant le courant d'excitation nominal (0.9A).

¹¹ Ou « Ω_n » représente la vitesse nominale et « $Ce1$ » représente le couple à vide à cette vitesse. $Ce1$ a été calculé à partir du courant de la MCC selon l'équation(15)

On retrouve l'allure des fms suivante :

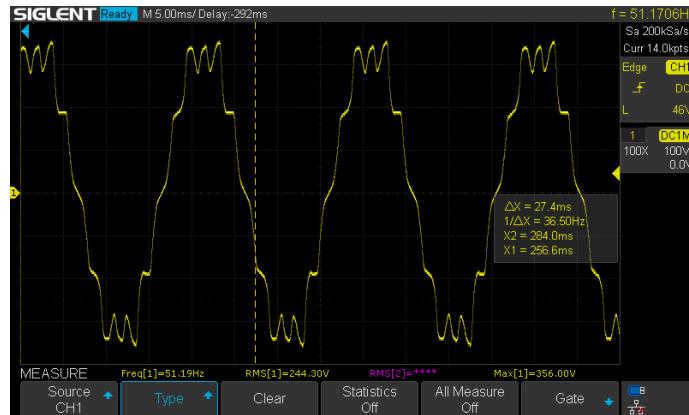


Figure 15 : Allure de la fem de la phase.

Remarque

- On peut clairement voir l'effet des encoches qui fait que notre signal n'est pas parfaitement sinusoïdal.

V.2 Identification des paramètres mécaniques

On utilise le solveur d'Excel afin de trouver les paramètres mécaniques à partir des équations (34), (35).

On optimise les paramètres « J » et « C0 » afin de minimiser l'erreur quadratique entre notre courbe de vitesse, et notre modèle développé à travers de l'équation (35). D'autre part, l'équation (34) nous permet d'obtenir « f ».

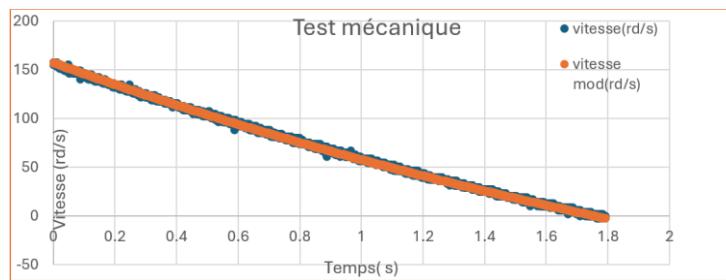


Figure 16: Résultats du test mécanique

V.3 Identification de Ld et Lq

On entraîne la MS à faible vitesse et on alimente un enroulement par un signal sinus d'une fréquence beaucoup plus élevée que la fréquence mécanique. On mesure l'inductance propre à travers une mesure de courant qui nous permet de calculer l'impédance de l'enroulement. Le résultat le plus grande correspond à Ld et le plus faible à Lq.

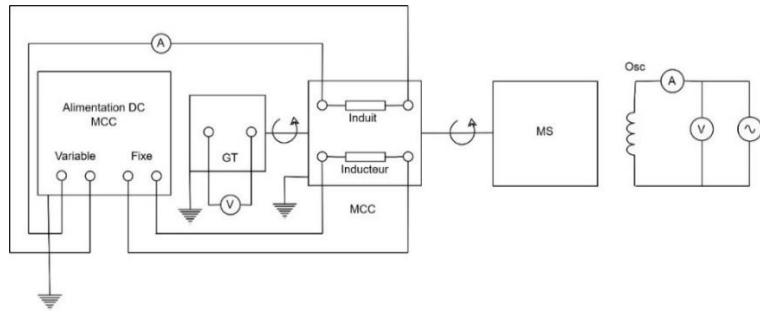


Figure 17 : Montage de mesure des inductances L_d et L_q

On regarde le circuit de la Figure 17 ,de plus près,

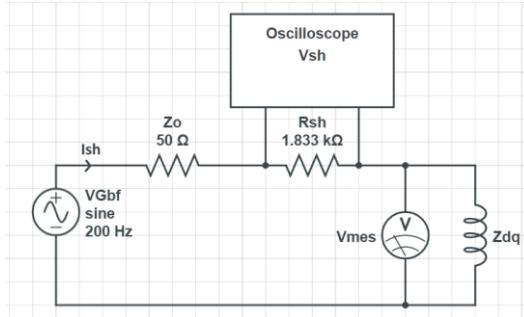


Figure 18 : Circuit de mesure d'inductance détaillé.

Procédures

- Vu que les sondes de courants ne sont pas conçues pour mesurer de faibles courants, on utilise une résistance de $1.833\text{ k}\Omega$ comme shunt.
- On fait tourner la MS lentement (par rapport à la fréquence du Gbf) afin de mieux voir les variations de l'amplitude du courant « I_{sh} ». On choisit une vitesse de rotation de 15 tr/min (0.5 Hz) et une fréquence de Gbf de 200 Hz.

Vu que la reluctance qui s'oppose au flux stator est minimale quand le rotor est aligné sur l'axe direct (petit entrefer), et maximale quand ce dernier est aligné sur l'axe quadratique, on peut déduire que L_d est plus grand que L_q , et cela nous permettra de distinguer entre les deux valeurs d'inductance.

V.4 Liste finale de paramètres :

R_s	27.9Ω
Ψ	1.12 Wb
P	2
J	$5.21 \times 10^{-3}\text{ SI}$
f	$1.57 \times 10^{-3}\text{ SI}$
C_0	$3.53 \times 10^{-1}\text{ SI}$
L_d	0.30 H
L_q	0.23 H

Tableau 2 : Liste finale de paramètres.

V.5 Cahier des charges

Vu que nous n'avons pas reçu un cahier des charges pour ce TER, nous allons définir notre propre cahier des charges après avoir identifié les paramètres.

Temps de réponse à 5% (Mécanique)	0.2 S
Temps de réponse à 5% (électrique)	2 mS
Dépassement (vitesse)	0%
Dépassement (courants)	0%

Explication du choix du cahier des charges :

- Le temps de réponse à 5% électrique doit être beaucoup plus court que le temps de réponse mécanique.
- Les temps de réponse à 5% doivent être au moins 100 fois plus grands que le pas de calcul (1e-5 S) afin de garantir une bonne simulation.
- Le dépassement en vitesse crée un à-coup de couple et est une caractéristique indésirable
- Un grand dépassement en courant risque d'abîmer les enroulements de la machine et donc on souhaite l'éliminer.

Nous avons configuré un script .m qui calcule automatiquement les valeurs des gains des correcteurs selon notre cahier des charges.

V.6 Méthode de travail

Afin de pouvoir déboguer nos schémas plus facilement et pour mieux isoler les erreurs. Nous allons implémenter chaque étape de la modélisation sur un fichier Simulink indépendant et ensuite on fusionnera tous ces fichiers dans un seul schéma qui regroupe tous les éléments de la commande vectorielle. Par la suite, notre vitesse de consigne sera un échelon qui atteint la valeur de 157 rd/s (vitesse nominale de la machine) après 4 secondes, et le couple résistant est un échelon qui atteint la valeur de 1.9 N.m (couple nominal) après 6 secondes.

V.7 Modélisation sous Simulink

V.7.1 Implémentation de la transformation de Park sur Matlab-Simulink

On commence par définir les deux fonctions qui effectueront la transformation de Park et de Park inverse en utilisant le bloc « Matlab Function ». Il suffit juste d'implémenter les matrices (2) et (3).

Afin de vérifier le fonctionnement de nos blocs, on doit d'abord effectuer la transformation de Park sur un système triphasé et ensuite Park inverse est voir si le résultat est identique au système triphasé en entrée. (Voir Figure 19)

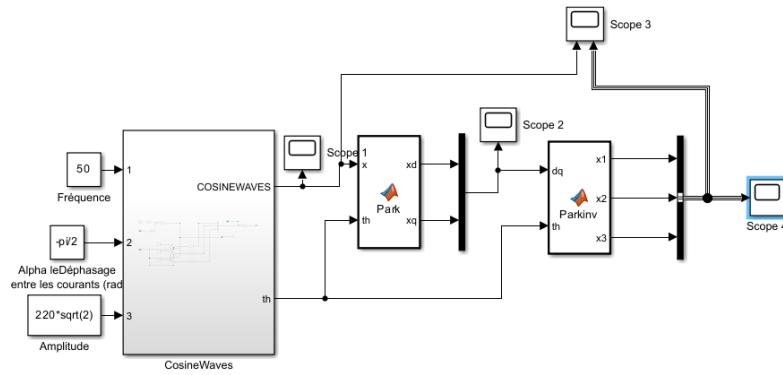


Figure 19 Park et Park inverse.¹²

Voici les résultats obtenus :

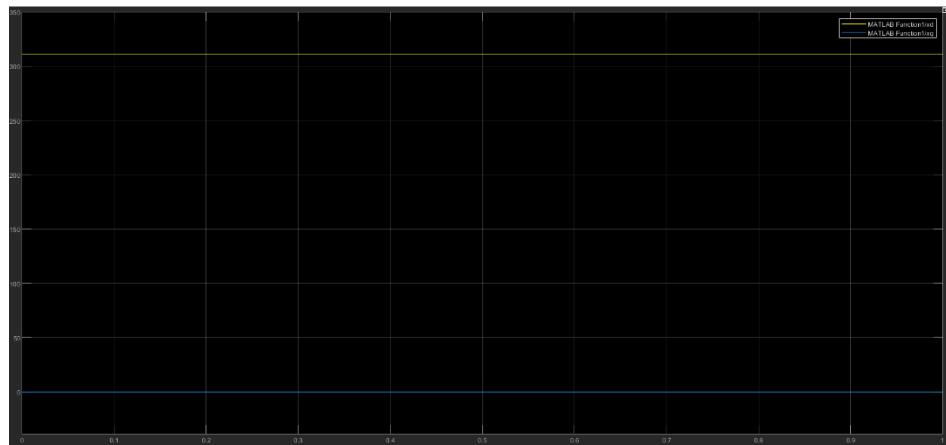


Figure 20 : x_d et x_q

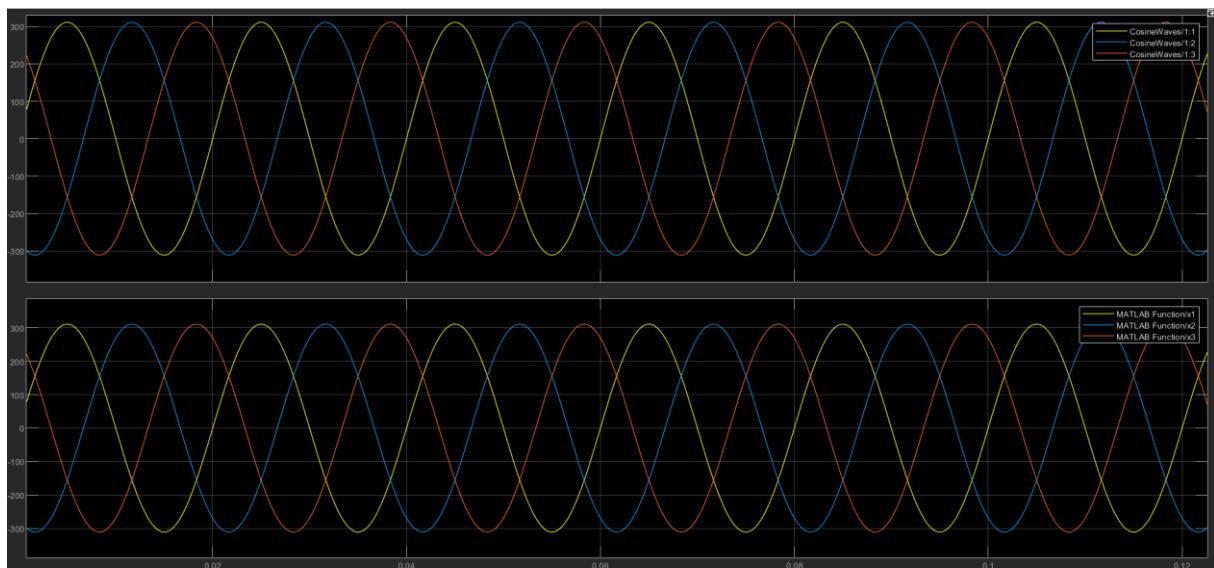


Figure 21 : Signaux d'entrée du bloc Cosinewaves (en haut) et les signaux de sortie du bloc de Park inverse (en bas)

¹² Cosinewaves : Bloc de génération de trois cosinus qui représentent notre système triphasé

On voit bien que nos entrées et nos sorties sont identiques.

V.7.2 Modèle de la machine

Depuis les équations de la section II.3.1 nous avons modélisé la machine comme indiqué sur la Figure 22

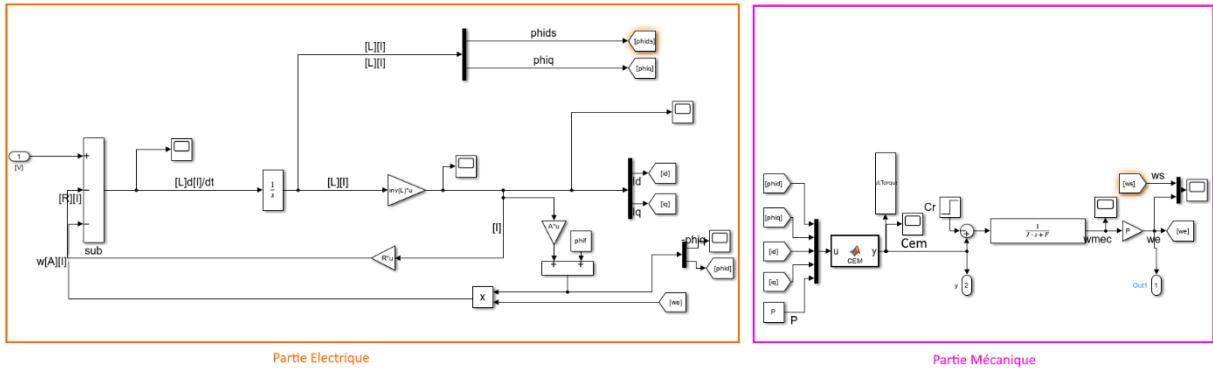


Figure 22 : Modèle de la machine sous Simulink.

V.7.3 Asservissement de vitesse sans asservissement de courants sur Simulink

Nous avons implémenté cette commande en réalisant le schéma-bloc de la Figure 23

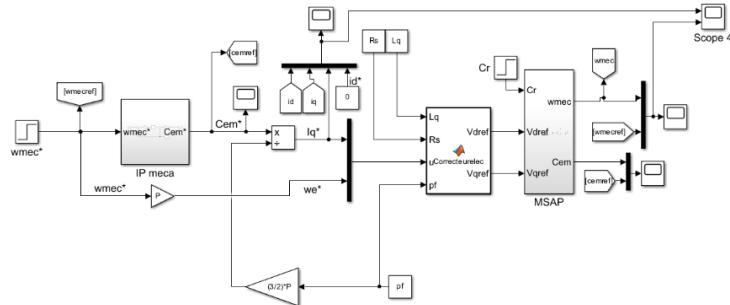


Figure 23 : Asservissement de vitesse sans contrôle de courants.

On réalise le bloc « correctorelec » en utilisant les équations (28).

On trouve les allures des courants et de la vitesse sur la Figure 24.

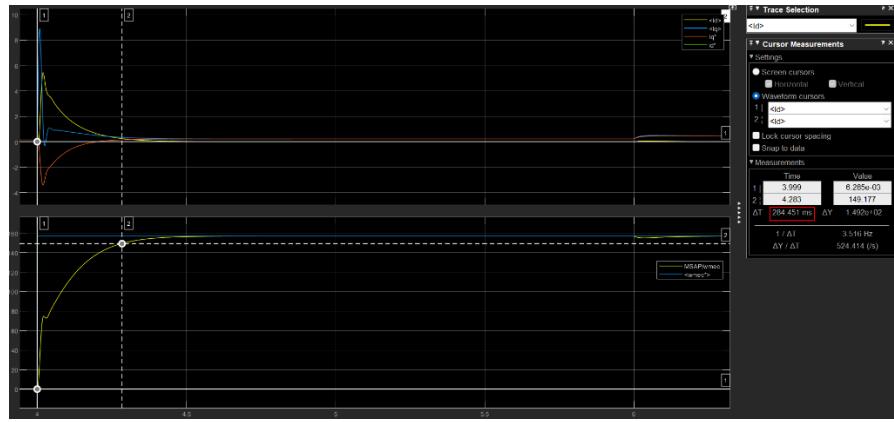


Figure 24 : Résultat asservissement de vitesse sans asservissement de courants.

Remarques

- Le courant à une valeur importante lors du démarrage de la machine (courant non-asservi).
- Le temps de réponse à 5% de la vitesse est légèrement en-dessus de la valeur désirée ($t_{5\%} = 0.28$ S ≥ 0.2 S).

V.7.4 Asservissement de vitesse avec asservissement de courants

Sur un autre fichier Simulink, on implémente l'asservissement des courants séparément comme indiqué sur la Figure 25.

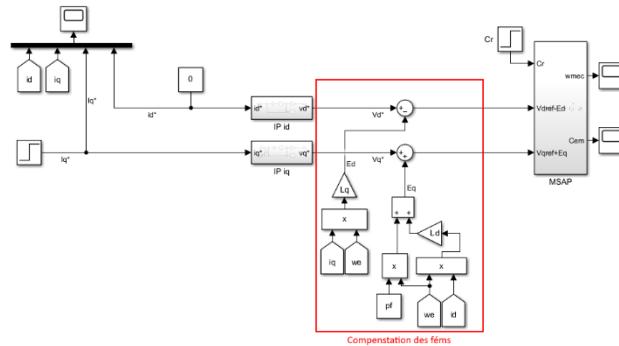


Figure 25 : Boucle de courant isolée.

- « Iq^* » est défini comme un échelon avec une valeur maximale de 1 Ampère après 4 secondes.

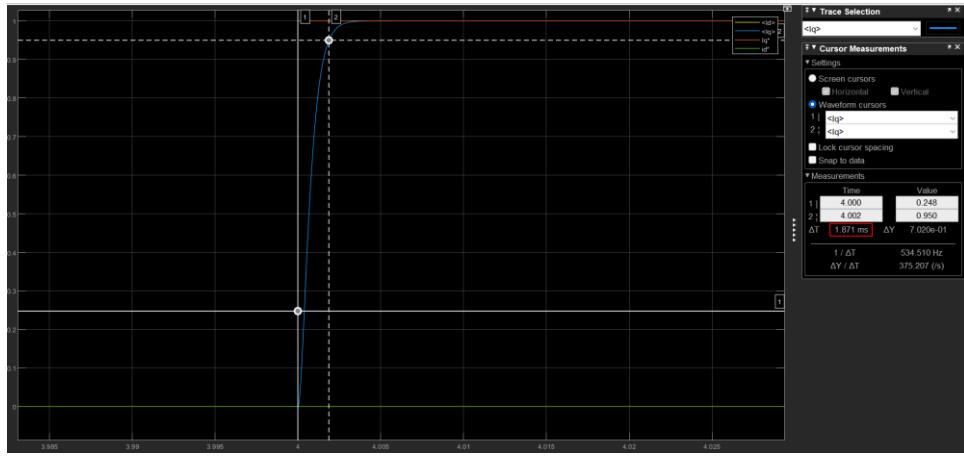


Figure 26 : Analyse des paramètres dynamiques des courants.

Remarque

- L'asservissement de courant correspond aux cahier des charges ($t_{5\%} \leq 2\text{mS}$, dépassement nul).

V.7.5 Modélisation de l'onduleur

Notre bloc « MLI/Onduleur » implémente à la fois la MLI intersective et le modèle de l'onduleur.

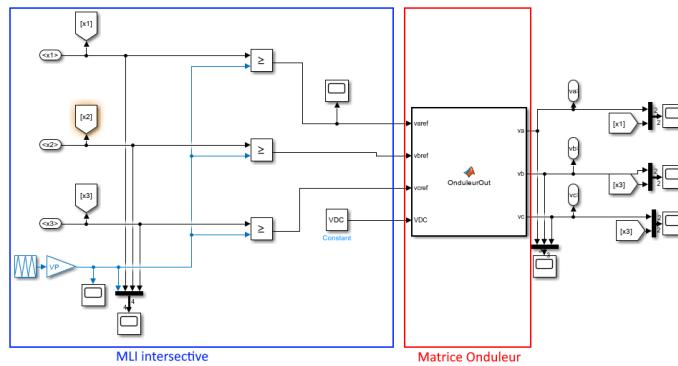


Figure 27 : Schéma intérieur du bloc "MLI/Onduleur"

Depuis l'équation (29) on a pu en déduire trois équations qui représentent les trois phases de notre onduleur (voir Figure 28).

```
function [va,vb,vc]= OnduleurOut(varef,vbref,vcref,VDC)
varef=double(varef);
vbref=double(vbref);
vcref=double(vcref);
va=(2*varef-vbref-vcref)*(VDC/3);
vb=(2*vbref-varef-vcref)*(VDC/3);
vc=(2*vcref-vbref-varef)*(VDC/3);
```

Figure 28 : Code du bloc "OnduleurOut"

On choisit notre fréquence de découpage et le pas de calcul de telle sorte à valider la relation (30).

Période de découpage (Td)	1mS
Pas de calcul (Tcalc)	1×10^{-5} S
Constante de temps τ_d	10 mS
Constante de temps τ_q	7.14 mS

Tableau 3 : Choix de période de découpage et de pas de calcul.

On valide notre relation en régime permanent:

$$T > \tau_d > \tau_q > Td > T_{\text{calc}}$$

V.7.6 Circuit complet

On regroupe tous les éléments précédent dans un seul schéma Simulink.

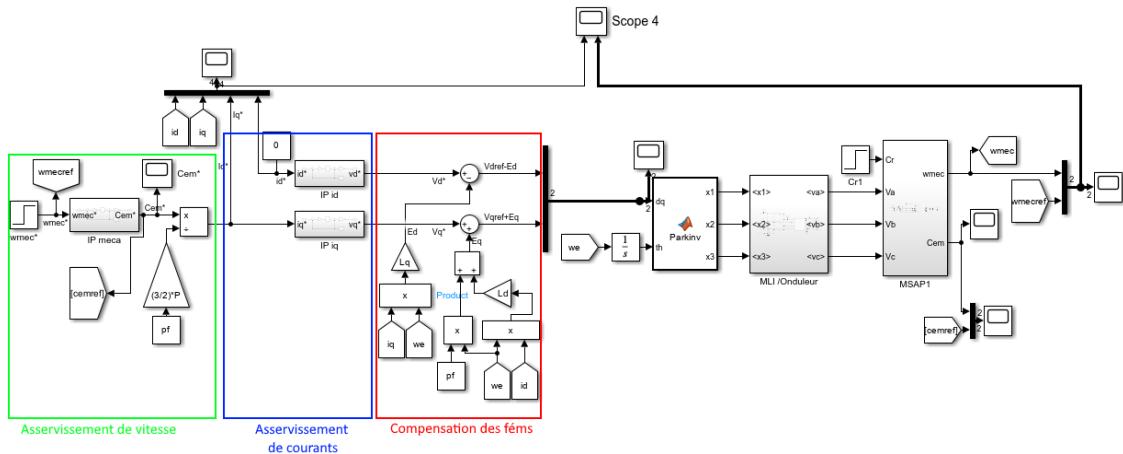


Figure 29: Schéma Simulink Complet

Voici les résultats de la simulation :

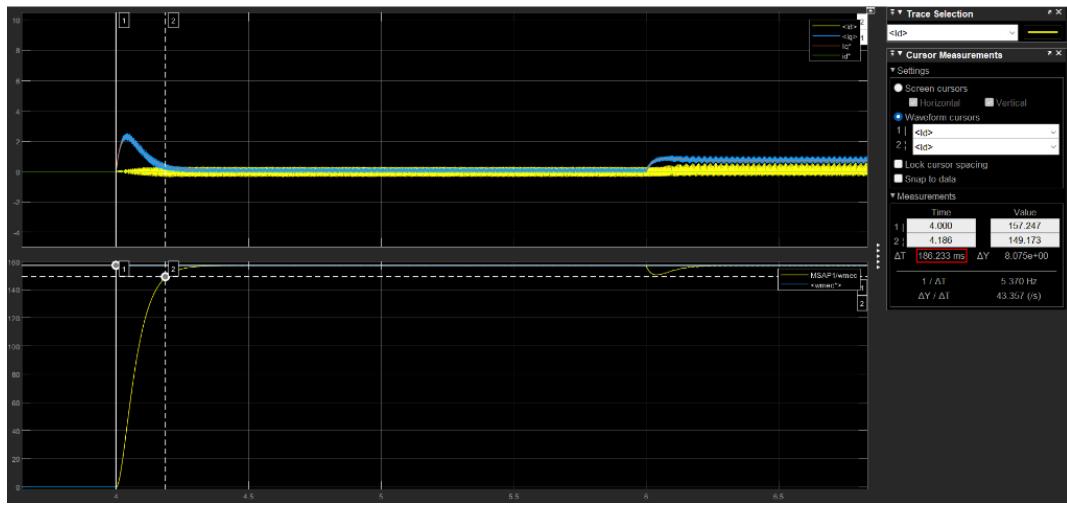


Figure 30 : Résultats de simulation finale.

Discussion :

- Vitesse conforme à notre cahier des charges. ($t5\%(mécanique)=0.186$ S < 0.2 S, pas de dépassement).
- Courants bien asservis (courants de consignes superposés aux courants réels).
- Pics de courants moins importants par rapport aux résultats de l'asservissement sans contrôle de courants.
- On remarque aussi des ondulations de courants réels dus à l'onduleur.

Conclusion

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique d'un intérêt considérable dans l'industrie en raison de ses performances élevées, notamment son rendement élevé et sa capacité à fonctionner à vitesse fixe quel que soit la charge. Le travail présenté dans le cadre de ce TER porte principalement sur la commande vectorielle de la machine synchrone dans le but de réaliser un asservissement de vitesse. Pour cela, nous avons élaboré un modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans les référentiels triphasé (abc) et tournant (dq) en s'appuyant sur quelques hypothèses simplificatrices. Nous avons aussi étudié la stratégie de la commande vectorielle assurée par la transformation de Park et basée sur les correcteurs IP, en utilisant un onduleur avec technique MLI pour alimenter la machine et nous avons ensuite implémenter l'ensemble du système sous Simulink Matlab. Cette stratégie de commande a satisfait aux exigences dynamiques de notre cahier des charges en termes d'erreur statique et de suivi de consigne, tout en démontrant une robustesse appréciable face aux variations de charge. En perspective, l'intégration des capteurs de position aurait pu considérablement enrichir ce travail, tout comme l'incorporation de l'onduleur dans la boucle d'asservissement et la mise en œuvre pratique de tout le système.

Références

- [1] Invertek Drives, «Vector Control,» p. 1.
- [2] Dr. Chouaib Labiod, *Support de Cours : Modélisation et Simulation du Moteur Synchrone et MSAP.*
- [3] Dr. Chouaib Labiod, *Support de cours : Commande vectorielle de la MSAP.*
- [4] J. K. S. Sreekumar T, «Comparison of Proportional-Integral (P-I) and Integral-Proportional (I-P) controllers for speed control in vector controlled induction Motor drive,» chez *International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, India, 2012.
- [5] P. E. Levy, *Support de cours M2 FESUP - PSEE Onduleurs.*
- [6] S. Tliba, *Support de cours : Rappels Systemes Second Ordre.*

Annexes

A). Bloc « Cosinewaves »

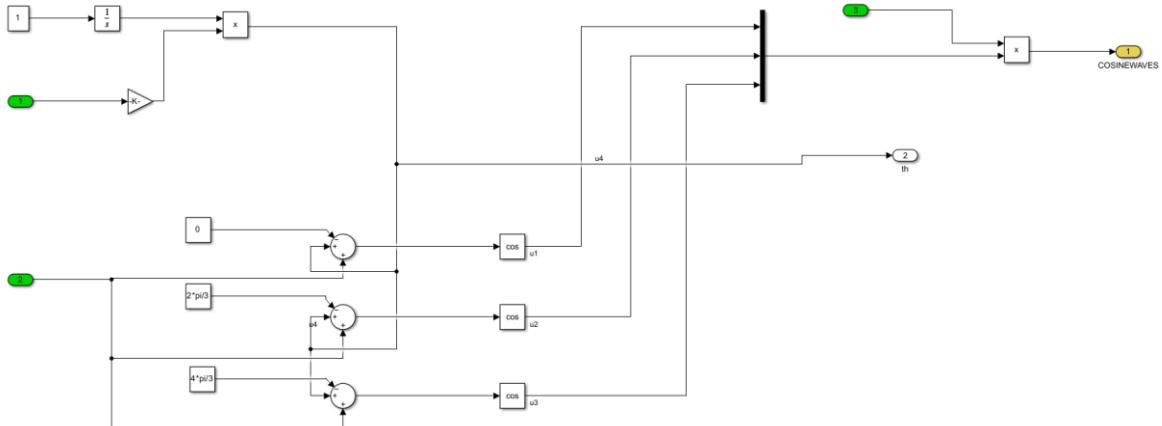


Figure 31 : Bloc "Cosinewaves"

B). Déduction de l'expression de Vd et Vq

En développant $V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt}$ (4) $V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt}$ (7), on peut obtenir :

$$[P]^{-1}[V_{dq0}] = [R_s][P]^{-1}[I_{dq0}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\varphi_{dq0}]) \quad (36)$$

$$[V_{dq0}] = [R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq0}] + [P]\left(\frac{d}{dt}[P]^{-1}\right)[\varphi_{dq0}] \quad (37)$$

Avec :

$$[P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Les équations électriques deviennent alors :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (39)$$

C). Abaques des coefficients d'amortissement

Afin d'avoir un dépassement nul, nous pouvons utiliser la relation ci-dessous pour trouver notre « ω_n » pour un coefficient d'amortissement qui vaut 1 d'après l'abaque du temps de réponse à 5% [6]:

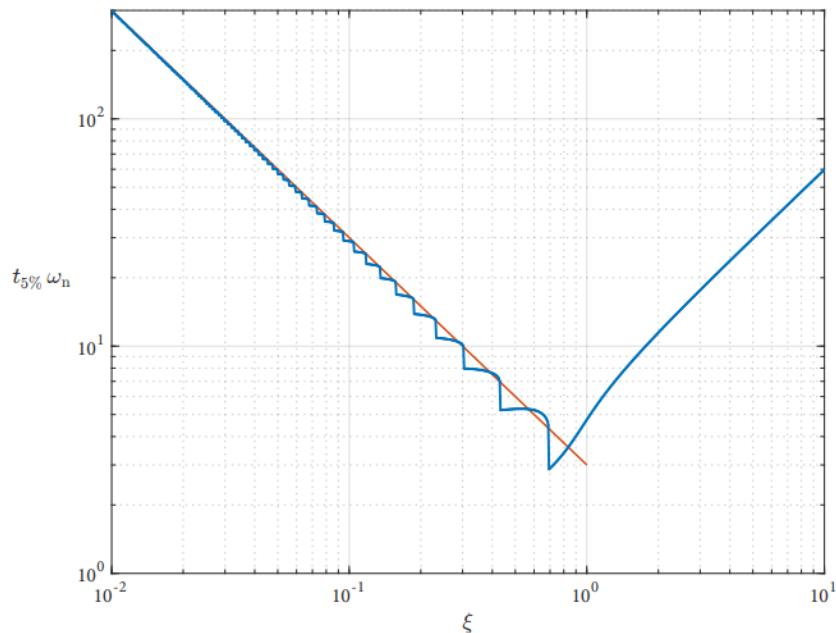


Figure 32 : Abaque des coefficients d'amortissement. [6]

$$t5\% \times \omega_n = 0.79 \times 2\pi \approx 5$$

D). Calculs pour de lâché mécanique

Selon l'équation

$$Ce - Cr - f\Omega - C0 = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (40)$$

Si on entraîne notre machine à une vitesse constante sans la charger ($Cr=0$ et $\frac{d\Omega}{dt}=0$) on obtient la première équation clé :

$$Ce = f\Omega + C0 \quad (41)$$

Et donc pour couple durant le test

$$f = \frac{Ce1 - C0}{\Omega_n}^{13} \quad (42)$$

Après avoir interrompu le courant de la MCC ($Ce=0$) on obtient l'équation (43):

$$-Cr - f\Omega - C0 = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (43)$$

Après la transformée de Laplace on obtient l'équation (35) :

$$\Omega(t) = (\Omega_n + \frac{C0}{f}) \cdot e^{-\frac{(f)}{J}t} - \frac{C0}{f} \quad (44)$$

On peut estimer les paramètres $C0$, f et J à partir de l'équation (43) et (44).

E). Calcul de L_d et L_q à partir des mesures d'impédance

Procédures

On exporte les mesures du courant de l'oscilloscope vers Matlab afin de mieux distinguer entre les amplitudes du courant (voir Figure 33).

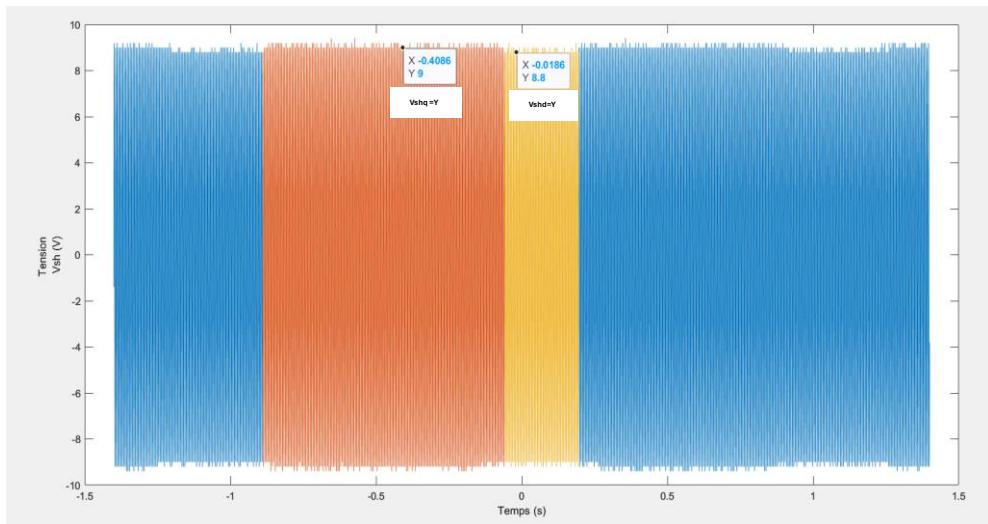


Figure 33 : Variation de l'amplitude de V_{sh} (et donc du courant) quand le rotor tourne.

Nous avons mesuré un $V_{mesd}^{14} = 1.3$ V et l'autre à $V_{mesq}^{15} = 1$ V. (voir Figure 18).

Voici les équations qui nous permettent de calculer les inductances :

¹³ Ou « Ω_n » représente la vitesse nominale et « $Ce1$ » représente le couple à vide à cette vitesse. $Ce1$ a été calculé à partir du courant de la MCC selon l'équation(15).

¹⁴ Tension aux bornes de l'enroulement mesurée de lors de l'alignement du rotor sur l'axe directe.

¹⁵ Tension aux bornes de l'enroulement mesurée lors de l'alignement du rotor sur l'axe quadratique.

$$\begin{aligned}
 |Ishd| &= \left| \frac{Vshd}{Rsh\sqrt{2}} \right| \text{ et } |Ishq| = \left| \frac{Vshq}{Rsh\sqrt{2}} \right| \\
 |Zd| &= \left| \frac{Vmesd}{Ishd} \right| \text{ et } |Zq| = \left| \frac{Vmesq}{Ishq} \right| \\
 Ld &= \frac{\sqrt{|Zd|^2 - Rs^2}}{\omega_{gbf}} \text{ et } Lq = \frac{\sqrt{|Zq|^2 - Rs^2}}{\omega_{gbf}}
 \end{aligned} \tag{45}$$

Après les calculs on obtient **Ld=0.3H et Lq=0.23H.**

Schéma qui détaillant le fait que Ld soit plus grand que Lq.

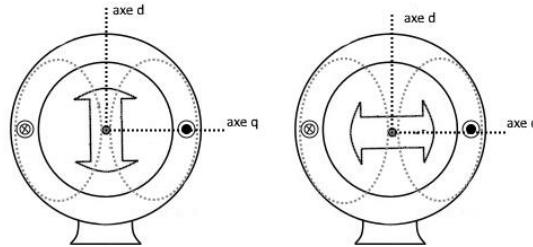


Figure 34 : Rotor positionné sur l'axe direct (à gauche) et sur l'axe quadratique (à droite)

F). Lien GitHub du projet contenant tous les fichiers en relation avec le TER

<https://github.com/AHZ456/Field-Oriented-Control-of-a-PMSM>