



Spécialité :

Génie Électrique - EPRM – I3

2024-2025

- H.Zinedine ABAYAHIA -

- Namiran MALO -

UE - Commandes évoluées des systèmes électrotechniques

**Commande vectorielle d'une machine asynchrone à
cage d'écureuil**

Résumé

Table des matières

Résumé.....	ii
Table des matières	iii
Liste des Figures	iv
Nomenclature	5
Introduction	6
Chapitre 1. Notions théoriques liées à la commande vectorielle des machines asynchrones	7
1.1 Introduction à la commande vectorielle.....	7
Chapitre 2. Transformations Park et Clarke.....	7
2.1 Transformation de Clarke	7
2.2 Transformation de Park	8
2.3 Modélisation de la machine asynchrone à cage.....	9
2.3.1 Transformation de Park appliquée à la MAS.....	10
2.3.2 Équation de flux :.....	11
Chapitre 3. Equivalence MS-MCC	13
Chapitre 4. Asservissement de vitesse	14
4.1 Calcul des gains du correcteur PI.....	15
4.2 Modélisation de l'onduleur	17
Chapitre 5. Implémentation sous Simulink – Tests unitaires	18
5.1 Implémentation de la transformation de Park sur Matlab-Simulink.....	19
5.2 Implémentation de l’Onduleur	20
5.3 Modèle de la machine	21
.....	22
5.4 Asservissement de courants et du flux.....	23
Chapitre 6. Schéma Complet	28
Conclusion	29
Références.....	29
Annexe.....	29

Liste des Figures

Figure 1 : Diagramme de la commande vectorielle (Support de TP).....	7
Figure 2 : Schéma de validation de nos blocs Park et Park inverse.	19
Figure 3 : Signaux X_d et X_q à la sortie du bloc de transformation de Park.	19
Figure 4 : Comparaison entre les signaux du générateur et des signaux de sortie du bloc de Park Inverse.	20
Figure 5 : L'onduleur MLI sur Simulink.	21
Figure 6 : Modélisation de la machine sur Simulink.....	22
Figure 7 : Simulation du modèle de la machine.	22
Figure 8 : Asservissement de courant et du flux.	23
Figure 9 : Résultats de l'asservissement de courant.....	25
Figure 10 : Structure du correcteur IP (aussi dit Correcteur PI série).	25
Figure 11 : Abaque des temps de réponse pour un second ordre mal-amorti.	26
Figure 12 : Schéma Simulink Complet	28
Figure 13 : Résultats de simulation finale.	28

Nomenclature

PWM/MLI	Pulse Width Modulation/ Modulation de largeur d'impulsion
FOC	Field-Oriented Control (Commande Vectorielle)
MCC	Machine à courant continu
MAS/IM	Machine Asynchrone/ Induction Motor

Introduction

Chapitre 1. Notions théoriques liées à la commande vectorielle des machines asynchrones

1.1 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 [1]. 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 (RFF)(FIGURE).

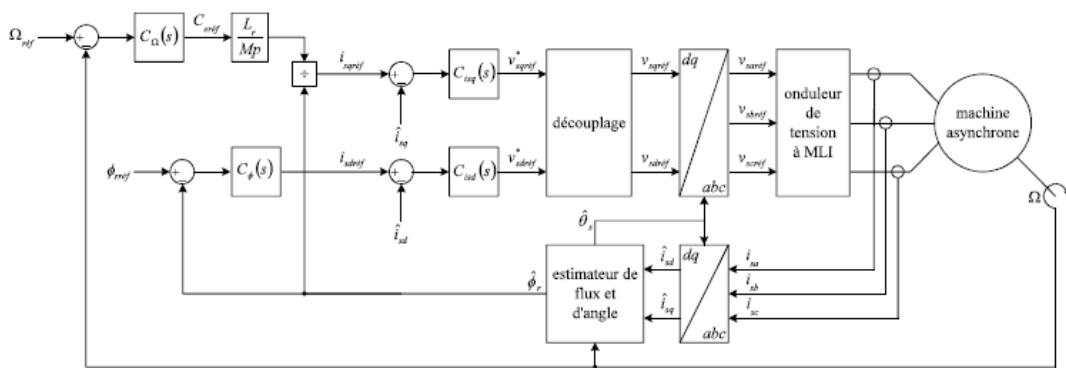


Figure 1 : Diagramme de la commande vectorielle (Support de TP)

Chapitre 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.

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.

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

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.

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 $(-\theta)$)² à nos vecteur 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 (REF)(SECTION). 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):

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

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

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

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 $\Theta = PQt$

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

2.3 Modélisation de la machine asynchrone à cage

Afin de Construire notre modèle de la machine asynchrone dans le plan de Park, il nous faut poser les hypothèses suivantes :

- Nous avons un circuit-magnétique non saturé
- Les Pertes fers sont négligées
- Induction mutuelle dépend de la position seule

Loi de maille : déterminer relation de tension avec courant et le flux magnétique Tension au stator :

$$\begin{aligned} V_{s1} &= R_s \quad 0 \quad 0 \quad i_{s1} \quad \varphi_{s1} \\ V_{s2} &= 0 \quad R_s \quad 0 \quad * i_{s2} + \frac{d}{dt} \varphi_{s2} \\ V_{s3} &= 0 \quad 0 \quad R_s \quad i_{s3} \quad \varphi_{s3} \end{aligned}$$

4

Tension au rotor :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r \quad 0 \quad 0 \quad i_{r1} \quad \varphi_{r1} \\ 0 &= 0 \quad R_r \quad 0 \quad * i_{r2} + \frac{d}{dt} \varphi_{r2} \\ 0 &= 0 \quad 0 \quad R_r \quad i_{r3} \quad \varphi_{r3} \end{aligned}$$

5

ls:inductance propre

ms : inductance mutuelle entre les phases statoriques m1,m2,m3: inductance mutuelles entre les bobinages rotoriques

$$\begin{aligned}m_1 &= msr * \cos(\alpha) \\m_2 &= msr * \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\m_3 &= msr * \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3})\end{aligned}$$

$$\Phi_{s1} = l_{s1}i_{s1} + m_s(i_{s2} + i_{s3}) + m_1i_{R1} + m_2i_{R2} + m_3i_{R3}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + msr \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix}$$

6

2.3.1 Transformation de Park appliquée à la MAS³

La transformation de Park est utilisée afin de réduire notre système triphasé à un vecteur à deux composantes orthogonales constantes afin de simplifier le modèle.

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix}$$

7

V_{sd} : tension directe au stator

V_{sq} : tension en quadrature

V_{s0} : la composante homopolaire de la tension

³ Machine Asynchrone

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \left(\frac{d[\Phi_s]}{dt} \right)$$

$$[p][V_{sp}] = [R_s][p][I_{sp}] + \left(\frac{d[p][\Phi_{sp}]}{dt} \right)$$

multiplie[p]⁻¹

$$[V_{sp}] = [R_s][I_{sp}] + [p]^{-1} \left(\frac{d[p]}{dt} \right) [\Phi_{sp}]$$

$$[p]^{-1} \left(\frac{d[p]}{dt} \right) [\Phi_{sp}] = \omega_s \begin{bmatrix} -\Phi_q \\ \Phi_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

8

On obtient :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd}$$

$$V_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\Phi_{s0}}{dt}$$

9

2.3.2 Équation de flux :

Le flux au stator

$$[\Phi_s] = [l_s][I_s] + [m_{sr}][I_r]$$

$$[p(\theta_s)][\Phi_s] = [l_s][p(\theta_s)][I_s] + [m_{sr}][p(\theta_r)][I_r]$$

multiplie[p(θ_s)]⁻¹

$$[\Phi_s] = [p(\theta_s)]^{-1}[l_s][p(\theta_s)][I_s] + [p(\theta_s)]^{-1}[m_{sr}][p(\theta_r)][I_r]$$

$$[p(\theta_s)]^{-1}[l_s][p(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - m_s \end{bmatrix}$$

$$[p(\theta_s)]^{-1}[m_{sr}][p(\theta_r)] = \frac{3}{2}msr \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

10

On a le flux statorique

11

$$\begin{aligned}
L_s &= l_s - m_s \\
M_{sr} &= \frac{3}{2} msr \\
\Phi_{sd} &= L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\
\Phi_{sq} &= L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \\
\Phi_{rd} &= L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\
\Phi_{rq} &= L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq}
\end{aligned}$$

11

Puissance instantanée et couple électromagnétique

$$\begin{aligned}
P_e &= V_{s1} i_{s1} + V_{s2} i_{s2} + V_{s3} i_{s3} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\
P_e &= \left[R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sd} \right] I_{sd} + \left[R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sq} \right] I_{sq} \\
P_e &= \left[R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2 \right] + \left[\frac{d\Phi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} I_{sq} + \omega_s \Phi_{sq} \right] + \left[\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_e &= \Gamma_e \Omega_s \\
\Gamma_e &= p(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})
\end{aligned}$$

On a déterminé toutes les équations de la machine asynchrone, on va les intégrer et enregistrer dans Simulink, faire la modélisation.

Donc on obtient :

$$\begin{aligned}
\Phi_{sd} &= \int V_{sd} + \omega_s \Phi_{sq} - R_s I_{sd} \\
\Phi_{sq} &= \int V_{sq} - \omega_s \Phi_{sd} - R_s I_{sq} \\
\Phi_{rd} &= \int \omega_r \Phi_{rq} - R_r I_{rd} \\
\Phi_{rq} &= \int -\omega_r \Phi_{rd} - R_r I_{rq} \\
I_{sd} &= \frac{M_{sr} \Phi_{rd} - L_s \Phi_{sd}}{(M_{sr}^2 - L_s L_r)} \\
I_{rd} &= \frac{M_{sr} \Phi_{sd} - L_s \Phi_{rd}}{(M_{sr}^2 - L_s L_r)} \\
I_{rd} &= \frac{M_{sr} \Phi_{rq} - L_r \Phi_{sq}}{(M_{sr}^2 - L_s L_r)} \\
I_{rq} &= \frac{M_{sr} \Phi_{sq} - L_r \Phi_{rq}}{(M_{sr}^2 - L_s L_r)}
\end{aligned}$$

12

Chapitre 3. Equivalence MS⁴-MCC⁵ (**DEBUT PARTIE MALO)

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

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 :

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

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 :

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

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 .

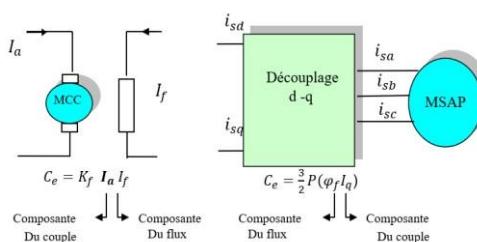


Figure 3: Equivalence entre la commande de MS et la MCC [3]

⁴ MS : Machine synchrone

⁵ MCC : Machine à courant continu

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.

Chapitre 4. Asservissement de vitesse

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

$$dI^d$$

$$V_d = R_s I_d + L_d \quad - \omega L$$

Laplace des équations {

$$\begin{aligned} & d^{dt} I_q \quad qI_q \\ & V_q = R_s I_q + L_q \quad - dt + \omega(L_d I_d + \varphi_f) \end{aligned} \quad (8). \quad \text{Il est important de}$$

souligner qu'on peut compenser l'effet des f.é.ms en les rajoutant à la boucle (voir Figure 4) : les f.é.ms 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.

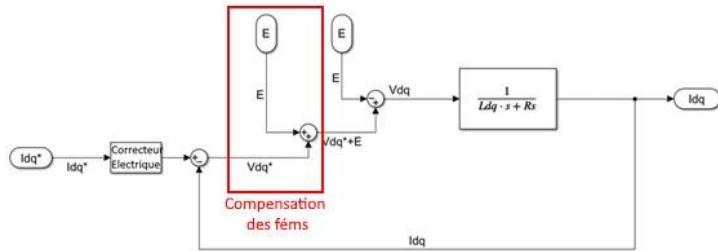


Figure 4 : Boucle d'asservissement de courant avec compensation des f.é.ms.⁶⁷

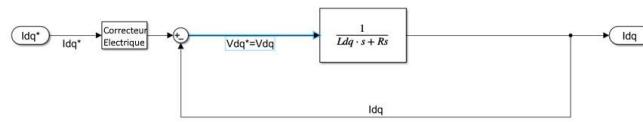


Figure 5 : Boucle d'asservissement de courants simplifiée

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.

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.

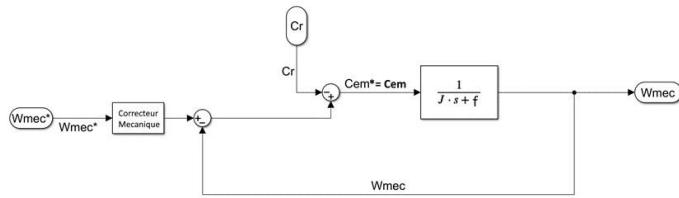


Figure 6 : Schéma-bloc de la boucle d'asservissement de vitesse.

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.

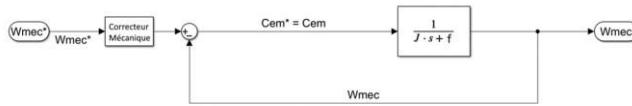


Figure 7 : Schéma-bloc de la boucle d'asservissement de vitesse en négligeant le couple résistant.

4.1 Calcul des gains du correcteur PI

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.

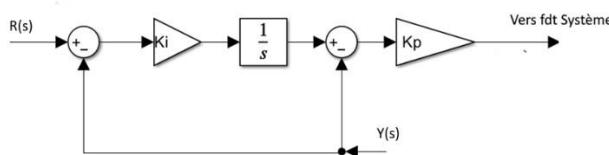


Figure 8 : Correcteur IP

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

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

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

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).

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

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

$$Kp_m = 2\omega n\zeta J - f \quad (23)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} J(\omega n)^2 \\ Ki_m = \end{array} \right.$$

$$(24) \quad Kp_{dq} = \left[\begin{array}{c} Kp_m \\ Ldq(\omega n)^2 \end{array} \right] \quad 2\omega n\zeta Ldq - Rs \quad (25)$$

$$Ki_{dq} = \frac{Kp_{dq}}{Kp_{dq}} \quad (26)$$

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).

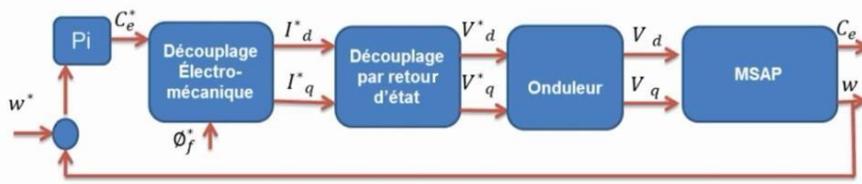


Figure 9 : Boucle d'asservissement de vitesse sans asservissement de courants [3].

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

$$i_d^* = 0 \quad (27)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} * 2C_{em}* \\ i_q = \frac{\text{_____}}{3P\varphi_d} \end{array} \right.$$

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 :

$$V_d^* = -\omega^* L_q i_q^* \quad (28)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{q*} = R i_{q*} + \omega^* \varphi_f^* \end{array} \right.$$

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.

4.2 Modélisation de l'onduleur

Afin d'implémenter l'onduleur sur Simulink, il suffit d'implémenter l'équation 13 qui représente notre onduleur sur Matlab-Simulink [5].

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

13

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).

$$T > \tau > Td > T_{calc}^{10}$$

(FIN PARTIE MALO)**

Chapitre 5. Implémentation sous Simulink – Tests unitaires

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.

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.

Correcteur\Critères	T5%(Boucle Ouverte)(s)	T5%(Boucle Fermée)(s)	Dépassement(%)	Erreur Statique(%)
Correction Mécanique	3.6000	0.5	0	0
Correction Electrique des courants	0.0393	10^{-4}	0	0
Correction du flux	0.1667	0.1	(0 ou 70)	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 du flux.
- Le temps de réponse à 5% du flux 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-6 s) afin de garantir un bon résultat de 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.
- Un dépassement de flux n'est pas forcément indésirable.

Un script .m a été configuré afin de calculer automatiquement les gains des correcteurs selon notre cahier des charges.

5.1 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)

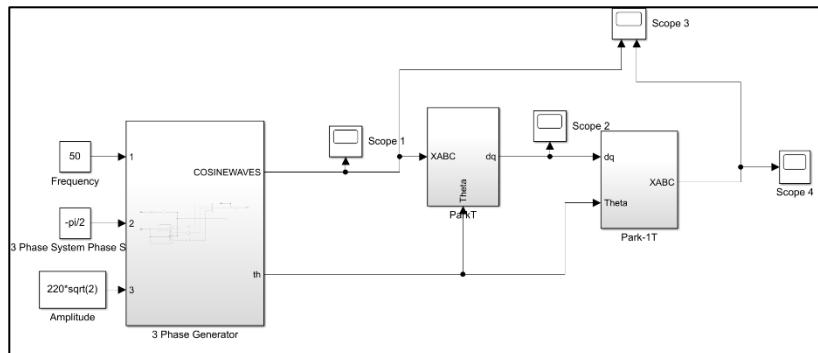


Figure 2 : Schéma de validation de nos blocs Park et Park inverse.

Voici les résultats obtenus :

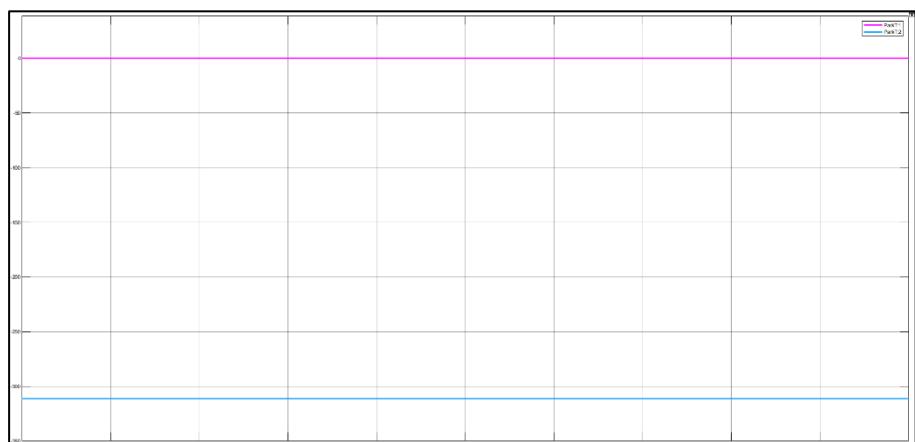


Figure 3 : Signaux X_d et X_q à la sortie du bloc de transformation de Park.

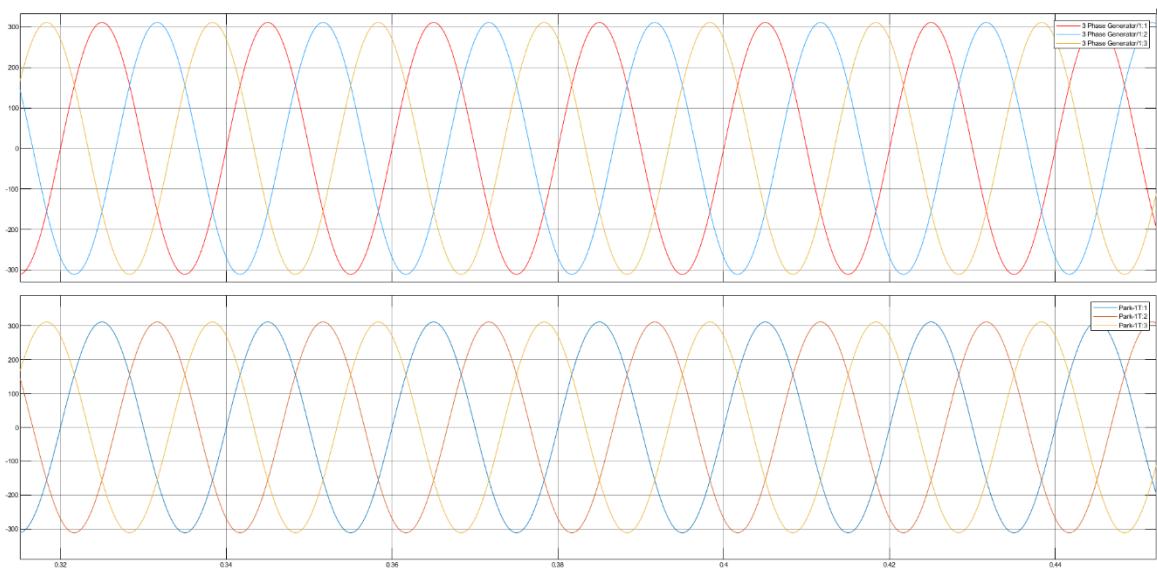


Figure 4 : Comparaison entre les signaux du générateur et des signaux de sortie du bloc de Park Inverse.

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

5.2 Implémentation de l'Onduleur

Il suffit d'intégrer l'équation 13 sous forme d'une matrice de gain afin de modéliser le comportement de l'onduleur. Les résultats ci-dessous, montre une simulation pour 3 modulantes triphasées.

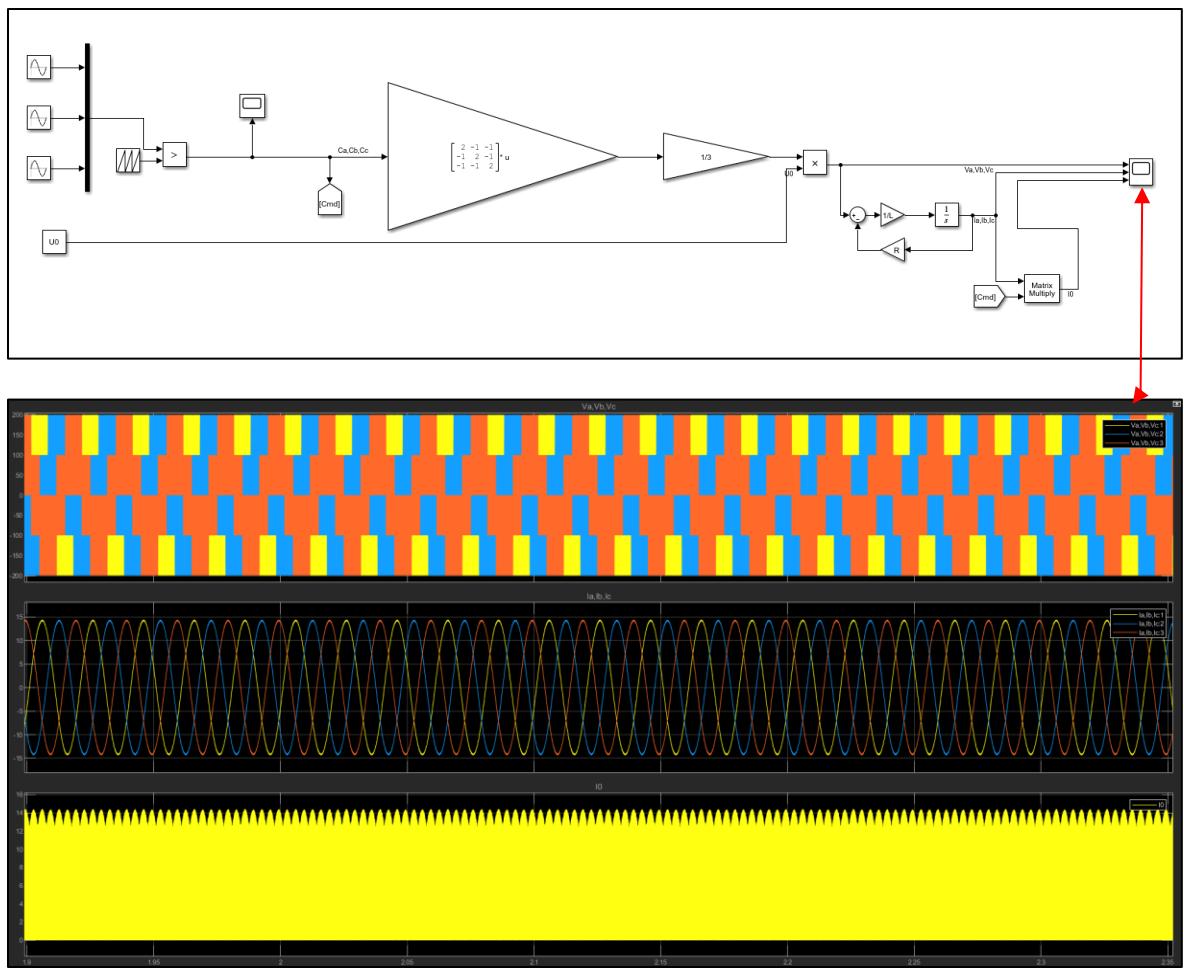


Figure 5 : L'onduleur MLI sur Simulink.

En choisissant la bonne fréquence de découpage, l'inductance triphasé permet le lissage des courants.

On choisit notre fréquence de découpage et le pas de calcul de telle sorte à valider la relation ci dessous
 $T > \tau_i > T_d > T_{calc}$

Période de découpage (Td)	1mS
Pas de calcul (Tcalc)	$1 \times 10^{-6} S$
Constante de temps τ_i des courants	0.0131 S

5.3 Modèle de la machine

Depuis les équations de la (REF)(SECTION) nous avons modélisé la machine comme indiqué sur la (REF)(FIGURE).

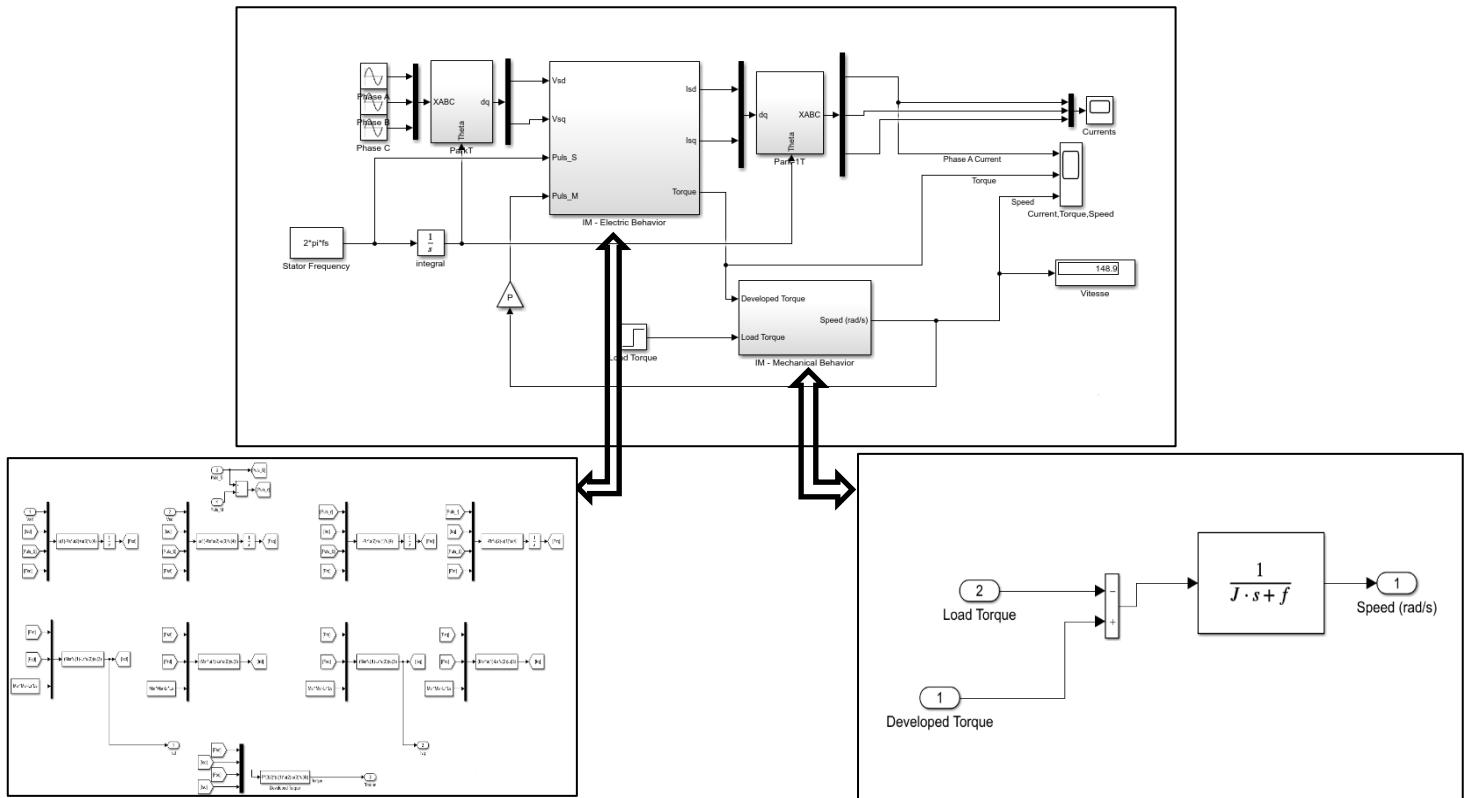


Figure 6 : Modélisation de la machine sur Simulink.

Les machines asynchrones peuvent être démarrées en les connectant sur le réseau directement. Donc il est possible de tester la validité de l'implémentation sur simulink en alimentant la machine. Ci-dessous, sont les résultats de cette simulation.

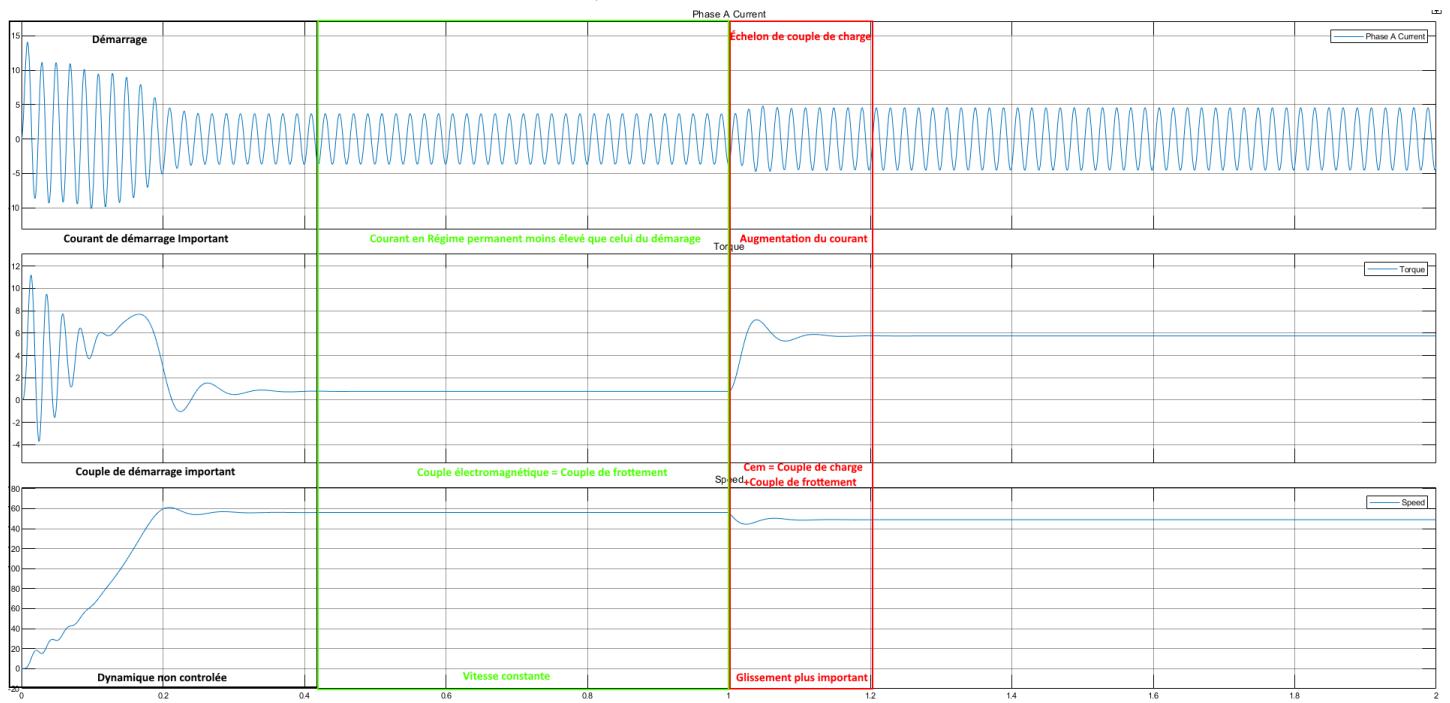


Figure 7 : Simulation du modèle de la machine.

5.4 Asservissement de courants et du flux

Sur un autre fichier Simulink, on implémente l'asservissement des courants séparément comme indiqué sur la figure ci-dessous.

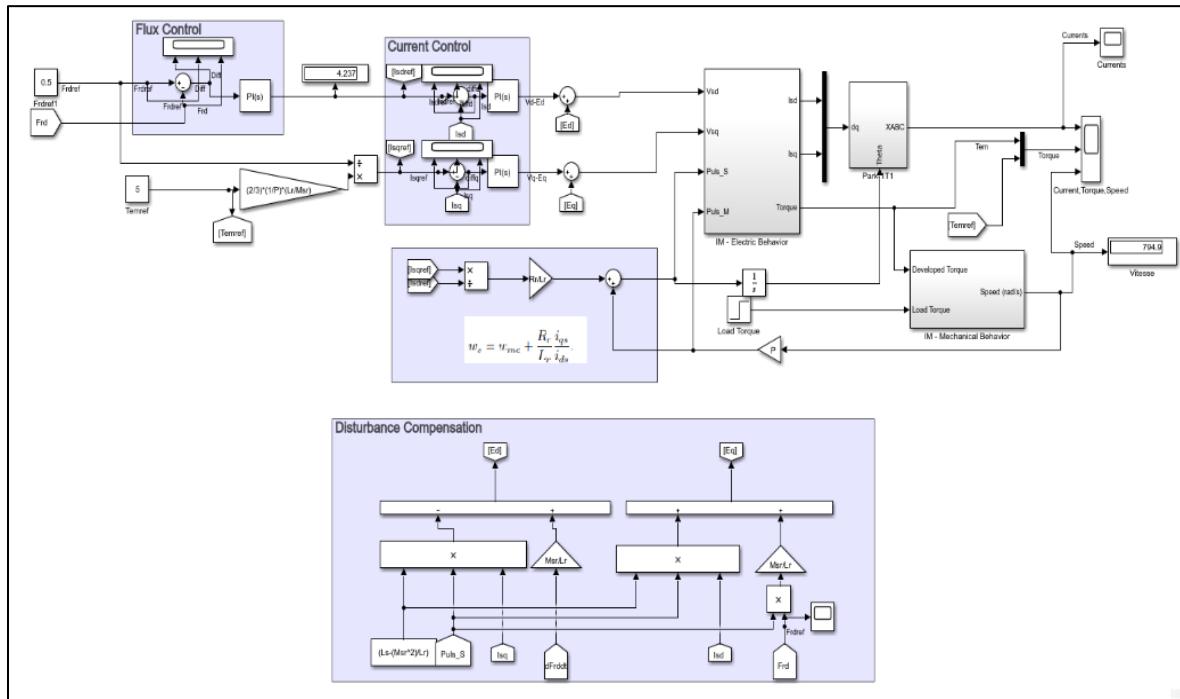
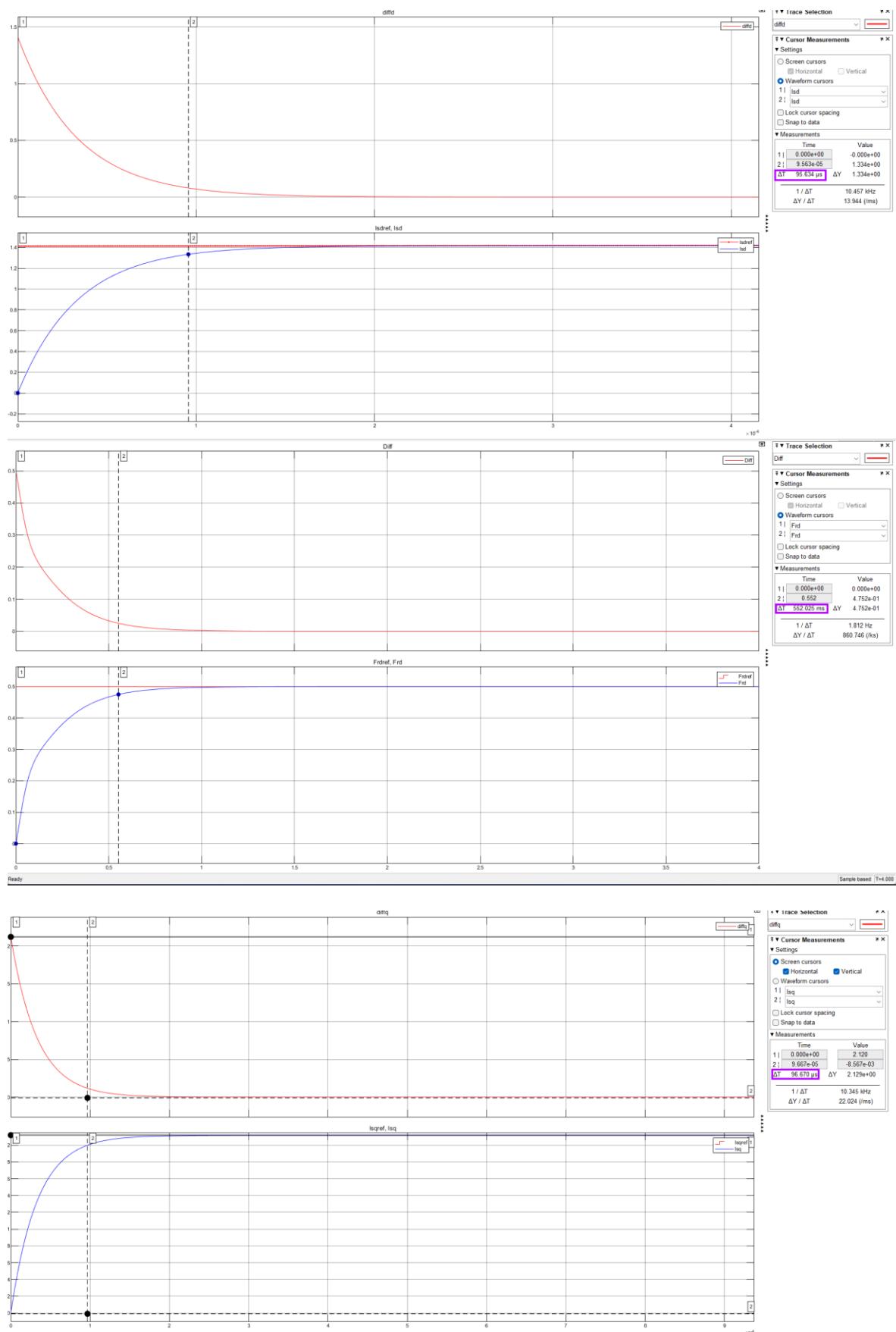


Figure 8 : Asservissement de courant et du flux.



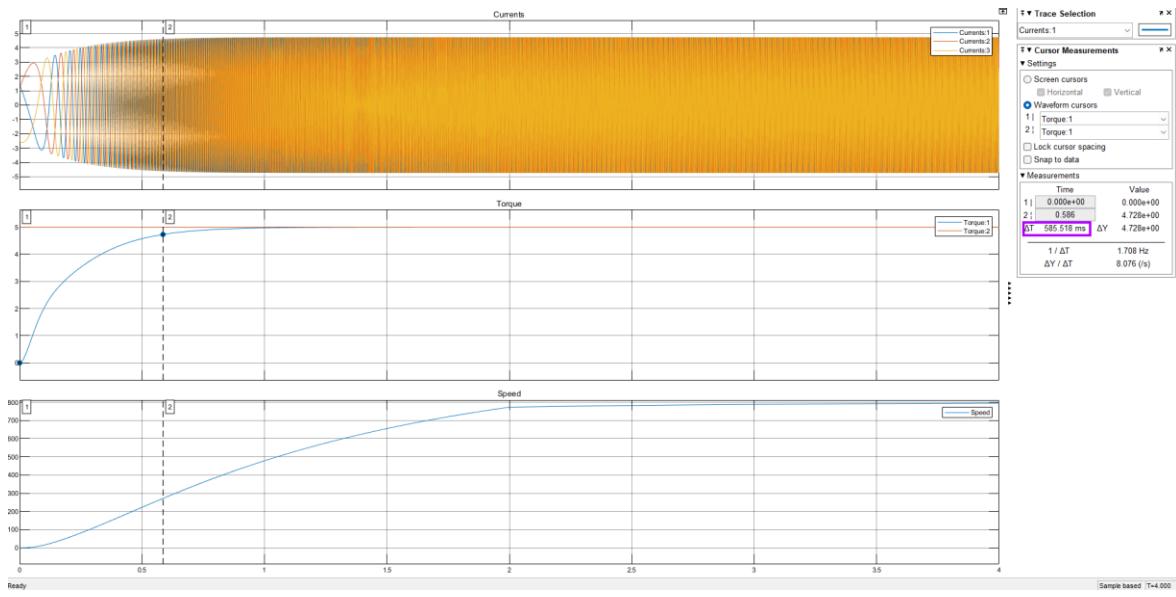


Figure 9 : Résultats de l'asservissement de courant.

Les résultats de simulations correspondent aux valeurs spécifiées sur le cahier des charges. De plus, le temps de réponse du couple et celui de la dynamique la plus lente entre le courant « Isq » et le flux « Frd » (le flux est bien évidemment plus lent).

5.4.1.1 BONUS : Imposer un coefficient d'amortissement de 0.7

Selon le cahier des charges du support de Tp, le coefficient d'amortissement pour le flux rotorique sur l'axe D doit être imposé à 0.7. Pour cela, il va falloir employer un correcteur IP afin d'éviter le zéro en boucle fermée que le correcteur PI engendre.

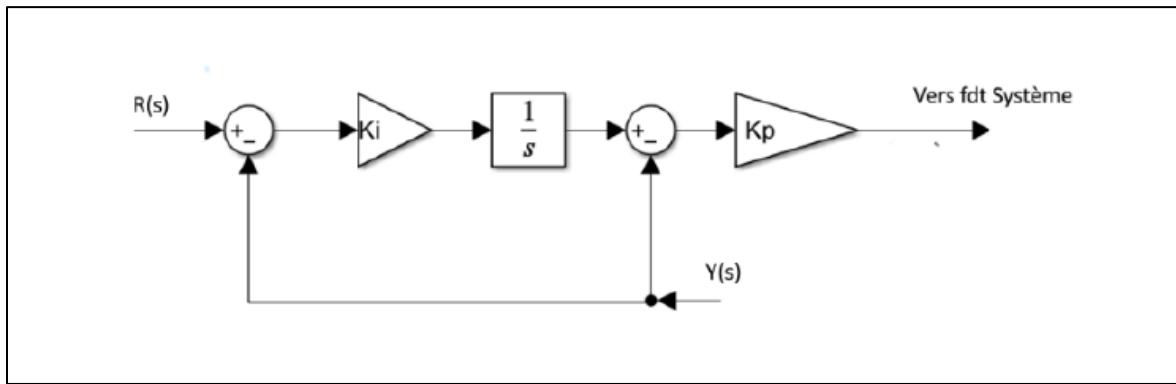


Figure 10 : Structure du correcteur IP (aussi dit Correcteur PI série).

Le calcul des gains se fait au travers de l'abaque présentée ci-dessous : pour un coefficient d'amortissement donnée, le produit $\omega_n T_{5\%}$ réalisable est donnée par l'abaque. Et donc, il est possible d'obtenir un ω_n qui garantit notre temps de réponse.

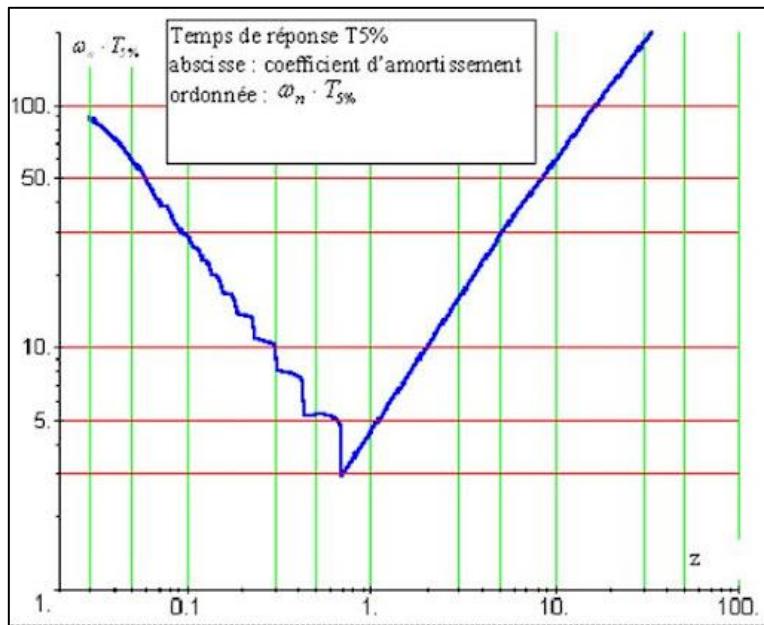


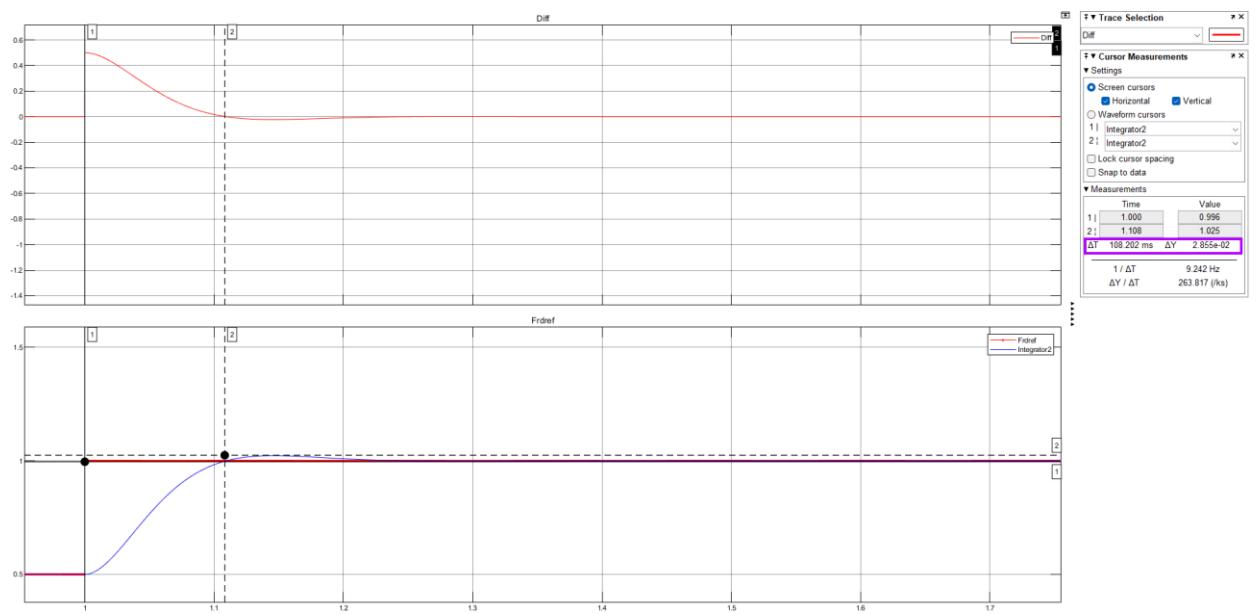
Figure 11 : Abaque des temps de réponse pour un second ordre mal-amorti. [2]

Ensuite, les gains seront calculés en suivant les formules ci-dessous :

$$\begin{cases} Kpf^7 = 2\omega_n \zeta \frac{(\tau_f)}{Kf} - \frac{1}{Kf} \\ Kif = \frac{\tau_f (\omega_n)^2}{Kf \cdot Kpf} \end{cases}$$

⁷ T_f : temps de réponse du flux en boucle ouverte.

Kf : gain de la fonction de transfert entre le courant Isd et le flux.



14 : Réponse à un échelon du flux rotorique sur l'axe d.

$$\zeta = \frac{\left| \ln\left(\frac{PO}{100}\right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{PO}{100}\right)}}$$

15 [3]

À partir de 15 on peut trouver un coefficient d'amortissement de 0.68 ce qui correspond a notre cahier des charges.

Chapitre 6. Schéma Complet

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

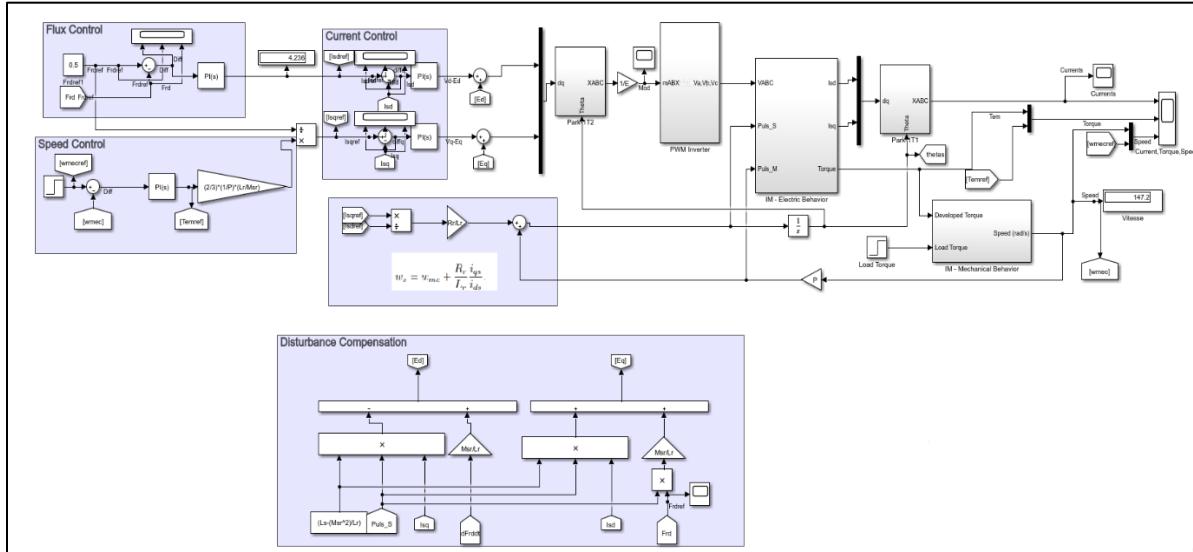


Figure 12 : Schéma Simulink Complet

Voici les résultats de la simulation :

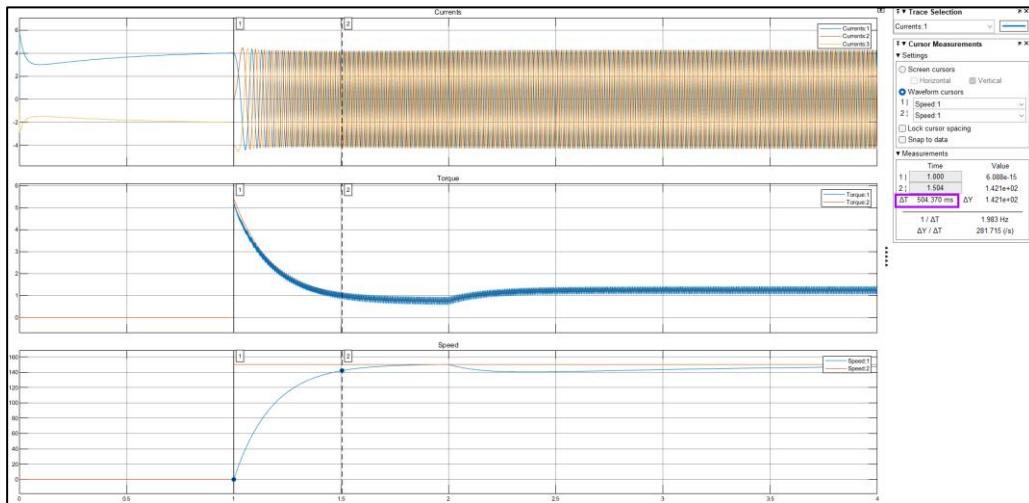


Figure 13 : Résultats de simulation finale.

Discussion :

- Vitesse conforme à notre cahier des charges.
- On remarque aussi des ondulations de courants réels dus à l'onduleur.

Conclusion

Références

- [1] S. F. Amaro, «Field-Oriented Control for Squirrel-Cage Induction Generators in Pump as Turbines Applications,» Universidade de Lisboa, Lisbon, 2021.

Annexe