

le cnam

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 Équations des flux :.....	11
Chapitre 3. Equivalence MAS-MC (**DEBUT PARTIE MALO)	12
Chapitre 4. Asservissement de vitesse et des courants.....	13
4.1 Calcul des gains du correcteur PI.....	15
(**FIN PARTIE MALO).....	16
4.2 Modélisation de l'onduleur	16
Chapitre 5. BONUS 2 : Modulation du vecteur d'espace (SVM ou SVPWM).....	17
5.1 Avantages de la SVM	17
Chapitre 6. Implémentation sous Simulink – Tests unitaires	20
6.1 Implémentation de la transformation de Park sur Matlab-Simulink.....	21
6.2 Implémentation de l’Onduleur	23
6.3 Modèle de la machine	27
6.4 Asservissement de courants et du flux.....	28
Chapitre 7. Schéma Complet	33
Conclusion	34
Références.....	34
Annexe.....	35

Liste des Figures

Figure 1 : Diagramme de la commande vectorielle (Support de TP)	7
Figure 2 : Plan $\alpha\beta$ et vue d'ensemble de la SVM [2].....	17
Figure 3 : Tensions de sortie en fonction du vecteur [2].	19
Figure 4 : Temps d'ouverture d'interrupteurs [2].....	20
Figure 5 : Permutation des temps d'ouvertures afin de couvrir les 6 secteurs [2].	20
Figure 6 : Schéma de validation de nos blocs Park et Park inverse.	22
Figure 3 : Signaux X_d et X_q à la sortie du bloc de transformation de Park.	22
Figure 8 : Comparaison entre les signaux du générateur et des signaux de sortie du bloc de Park Inverse.	23
Figure 9 : L'onduleur MLI sur Simulink.	24
Figure 6 : Modélisation de la machine sur Simulink.....	27
Figure 7 : Simulation du modèle de la machine.	28
Figure 12 : Asservissement de courant et du flux.	28
Figure 13 : Résultats de l'asservissement de courant.....	30
Figure 14 : Structure du correcteur IP (aussi dit Correcteur PI série).	30
Figure 15 : Abaque des temps de réponse pour un second ordre mal-amorti. [3].....	31
Figure 16 : Schéma Simulink Complet	33
Figure 17 : Résultats de simulation finale.	34

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
SVM/SVPWM	Space Vector Modulation – Space Vector Pulse Width Modulation (Modulation du vecteur d'espace)
PWM/CB-PWM	Pulse Width Modulation – Carrier-based Pulse Width Modulation (MLI)

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 Figure 1.

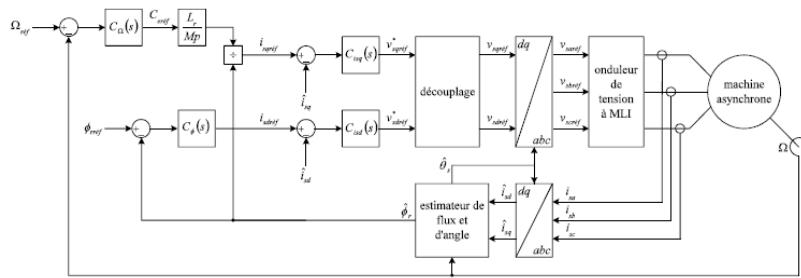


Figure 1 : Diagramme de la commande vectorielle (Support de TP)

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.

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

i_a et i_b 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 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 (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_a Représente le courant de la phase a, i_b représente l'image du flux de la machine et i_c représente la composante homopolaire qui est nulle pour un système triphasé équilibré.

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

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
- L'inductance mutuelle dépend de la position seulement

Loi des mailles sur le stator :

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

4

Tension des enroulement stator rotor (court-circuit) :

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

5

$$m_1 = msr * \cos(\alpha)$$

$$m_2 = msr * \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3})$$

$$m_3 = msr * \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3})$$

$$\Phi_{s1} = l_s i_{s1} + m_s (i_{s2} + i_{s3}) + m_1 i_{r1} + m_2 i_{r2} + m_3 i_{r3}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + msr \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}$$

3

6

2.3.1 Transformation de Park appliquée à la MAS⁴

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

³ Ls : inductance propre

Ms : inductance mutuelle entre les phases statoriques

m1,m2,m3: inductance mutuelles entre les bobinages rotoriques

⁴ Machine Asynchrone

⁵ Vsd : tension directe au stator

Vsq : tension en quadrature

Vs0 : la composante homopolaire de la tension

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

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

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

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 Équations des 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

11

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

11

D'autre part, la puissance instantanée et couple électromagnétique peuvent s'exprimer de la manière suivante

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

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

Les équations de la machine asynchrone ont été déterminées, elles seront intégrées dans le schéma Simulink afin d'effectuer la modélisation de la machine.

Donc on obtient :

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

12

Chapitre 3. Equivalence MAS-MC (**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

12

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 :

Commenté [HA1]: Nous on s'aligne sur le flux rotor ($\varphi_f = 0$)

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

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 .

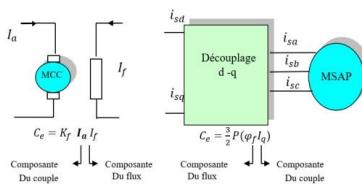


Figure 3: Equivalence entre la commande de MS et la MCC [3] (A modifier ou a supprimer)

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'entrées en assurant le découplage, on peut réaliser l'asservissement de la vitesse la MS.

Chapitre 4. Asservissement de vitesse et des courants

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

$d\dot{d}$

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L$$

Laplace des équations {

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \quad (8)$$

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

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

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

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

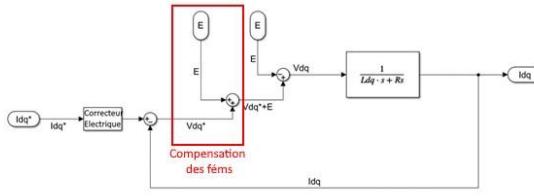


Figure 4 : Boucle d'asservissement de courant avec compensation des f.e.ms.⁶⁷

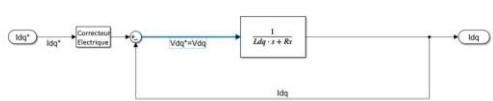
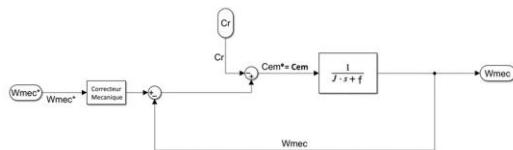


Figure 5 : Boucle d'asservissement de courants simplifiée

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.



Commenté [HA2]: Mauvaises équations + figures d'asservissement de courant qui ne correspondent pas à notre système

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.

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 changements 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.

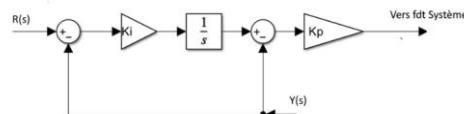


Figure 8 : Correcteur IP

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

$$Tvit(s) = \frac{K_{im}K_{pm}}{J \cdot (s^2 + s(f + K_{pm}) + \frac{K_{im}K_{pm}}{J})} \quad (20)$$

$$T_{cour}(s) = \frac{K_{idq} K_{pdq}}{Ldq \cdot (s^2 + s(Rs + K_{pdq}) + K_{idq} K_{pdq})} \quad (21)$$

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).

$$(22)$$

$$T(s) = s^2 + 2\omega_n \zeta \cdot s + (\omega_n)^2$$

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

$$K_{pm} = 2\omega_n \zeta J - f \quad (23)$$

$$\{ \quad J(\omega_n)^2$$

$$K_{im} = \frac{\text{_____}}{\text{_____}}$$

$$K_{pm} \quad (24) \quad K_{pdq} = \frac{\text{_____}}{Ldq(\omega_n)^2} \quad 2\omega_n \zeta Ldq - Rs \quad (25)$$

$$K_{idq} = \frac{\text{_____}}{K_{pdq}} \quad (26)$$

(FIN PARTIE MALO)**

Commenté [HA3]: J'ai fait le calcul pour un correcteur IP (nous on a besoin du PI)

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].

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

13

Les modulantes seront normalisées par rapport à la tension du bus DC VDC.

Remarque importante :

La fréquence de découpage doit être suffisamment élevée afin d'insérer l'onduleur comme un gain dans notre boucle d'asservissement (bon filtrage des courants stators).

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

Chapitre 5. BONUS 2 : Modulation du vecteur d'espace (SVM ou SVPWM)

La modulation SVM consiste à transformer les modulantes « Vsdref » et « Vsqref » au repaire $\alpha\beta$ afin d'obtenir un vecteur de référence. Le vecteur de référence est alors synthétisé par l'onduleur au travers des commutations entre les deux vecteurs adjacents d'un secteur donnée, ainsi que les deux vecteurs zéros (U_0 et U_7) [2].

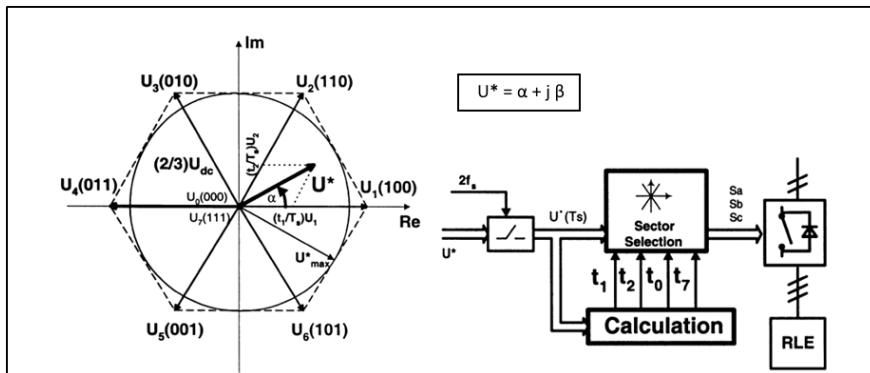


Figure 2 : Plan $\alpha\beta$ et vue d'ensemble de la SVM [2].

5.1 Avantages de la SVM

Cette technique de modulation présente plusieurs avantages par rapport à la MLI classique. Le Tableau 1 résume ces différences.

Tableau 1 : Comparaison entre MLI et SVM.

Élement de comparaison	SVM	CB-SPWM
Utilisation du bus DC (tension simple max/VDC)	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0.5774$	$\frac{1}{2} = 0.5$ Peut atteindre (0.5774) si on emploie l'injection de l'harmonique 3.

THD (Onduleur 2-niveaux)	THD = 52.99%	THD = 67.73%
Compatibilité avec les DSPs et les microcontrôleurs	Très compatible (algorithme qui se base sur le numérique- ne nécessite qu'une seule porteuse quel que soit le niveau de l'onduleur).	Moins compatible (comparaison entre deux valeurs analogiques et donc dépendance sur les Lookup Table, peut induire des erreurs de calculs et ralentir l'asservissement surtout pour un onduleur multiniveau).
Utilité pour la commande vectorielle	Très utile (au lieu de passer par une transformation de Park inverse il suffit d'appliquer une rotation sur « Vsd » et « Vsq » afin d'obtenir notre repaire $\alpha\beta$.	Obligation de passer par une transformation de Park inverse afin d'obtenir nos modulantes (temps de calcul plus élevé).
Facilité d'implémentation	Moins Simple	Plus simple

Voici le schéma global de l'application de la SVM pour la commande vectorielle :

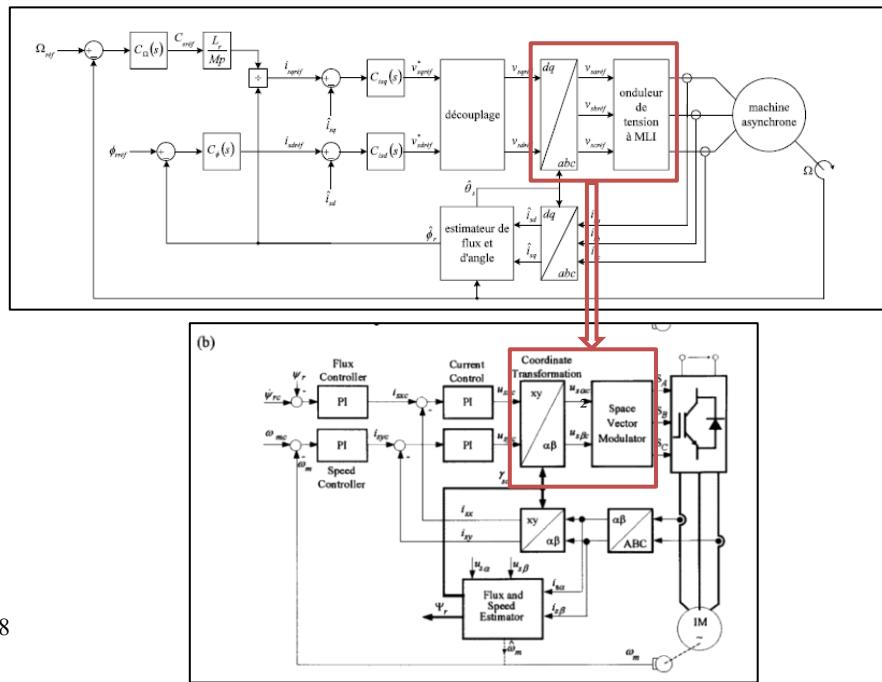


Figure 3 : Schéma global FOC SVM [2].

5.2 Calcul des temps d'application des vecteurs et générations des signaux de commande

Les temps d'application de chaque vecteur sont calculés à partir des équations suivantes :

$$\overrightarrow{U_*} = \frac{1}{T_{dec}} \int \overrightarrow{U0} + \overrightarrow{U1} + \overrightarrow{U2} + \overrightarrow{U7} = \overrightarrow{U1}.t1\% + \overrightarrow{U2}.t2\% [2]$$

Donc

$$t1\% = \frac{\sqrt{3}|U_*|}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \text{Angle}\right) \quad \text{et } t2\% = \frac{\sqrt{3}|U_*|}{E} \sin(\text{Angle}) \quad [2]$$

D'autre part les vecteurs nuls seront utilisé pour les intervalles qui restent afin de valider les relations ci-dessous

$$Td = t0 + t1 + t2 + t7 \text{ on divise par } Td \Rightarrow 1 = t0\% + t1\% + t2\% + t7\%$$

Pour une SVM à vecteurs zéro symétriques :

$$t0\% = t7\% = \frac{1 - t1\% - t2\%}{2} [2]$$

Les temps d'ouverture (ou de fermeture) des interrupteurs doivent être calculés par la suite pour chaque phase, une matrice de permutation sera appliquée afin de calculés les temps adaptés pour chaque secteur. (voir la Figure 4, la Figure 5 et la Figure 6).

	U_{a0}	U_{b0}	U_{c0}	U_{aN}	U_{bN}	U_{cN}	U_{N0}
U_0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	0	$-U_{dc}/2$
U_1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
U_2	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
U_3	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
U_4	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
U_5	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
U_6	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
U_7	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0	0	$U_{dc}/2$

Figure 4 : Tensions de sortie en fonction du vecteur [2].

⁷ Tdec : Période de découpage

Ti% : temps de l'application du vecteur i normalisé par rapport à Td.

Angle : Angle du vecteur de référence ($\arctan(\beta/\alpha)$)

$$\begin{aligned}
T_{aon} &= t_0/2 & T_{aoff} &= t_0/2 + t_1 + t_2 \\
T_{bon} &= t_0/2 + t_1 & T_{boff} &= t_0/2 + t_2 \\
T_{con} &= t_0/2 + t_1 + t_2 & T_{coff} &= t_0/2.
\end{aligned}$$

Figure 5 : Temps d'ouverture d'interrupteurs [2].

$$\begin{bmatrix} T_{aoff} \\ T_{boff} \\ T_{coff} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c|c|c|c|c} \text{sector1} & \text{sector2} & \text{sector3} & \text{sector4} & \text{sector5} & \text{sector6} \\ \hline 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c|c|c} 0,5T_0 & T_1 & T_2 \\ \hline 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right]^T.$$

Figure 6 : Permutation des temps d'ouvertures afin de couvrir les 6 secteurs [2].

Ces temps d'ouverture sont alors comparés à une porteuse triangulaire de fréquence $2/T_d$ afin de générer les signaux de commande.

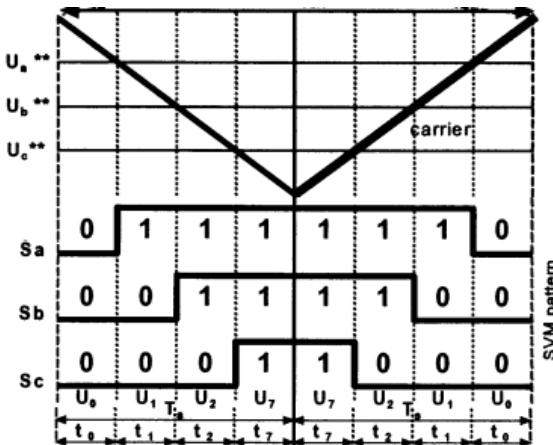


Figure 7 : Porteuse SVM.

Chapitre 6. Implémentation sous Simulink – Tests unitaires

Afin de pouvoir déboguer les schémas plus facilement et pour mieux isoler les erreurs, chaque étape de la modélisation a été implémentée séparément sur un fichier Simulink indépendant. Ces parties ont été fusionnées dans un seul schéma qui regroupe tous les éléments de la commande vectorielle.

Voici le cahier des charges qui a été choisi pour ce projet :

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 4.6 ⁸)	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.

6.1 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)

⁸ Dépassement pour un amortissement à 0.7.

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 8)

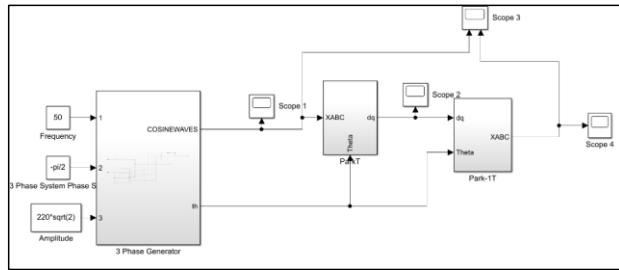


Figure 8 : Schéma de validation de nos blocs Park et Park inverse.

Voici les résultats obtenus :

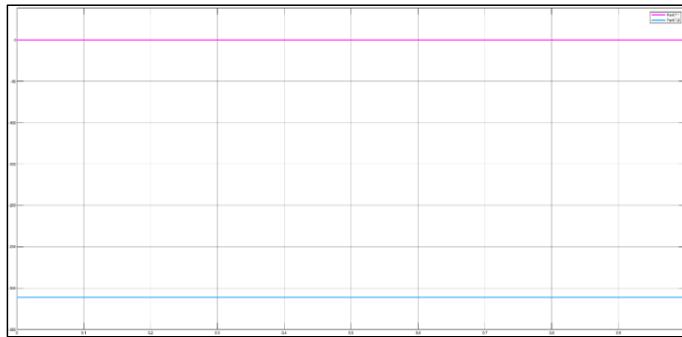


Figure 9 : Signaux X_d et X_q à la sortie du bloc de transformation de Park.

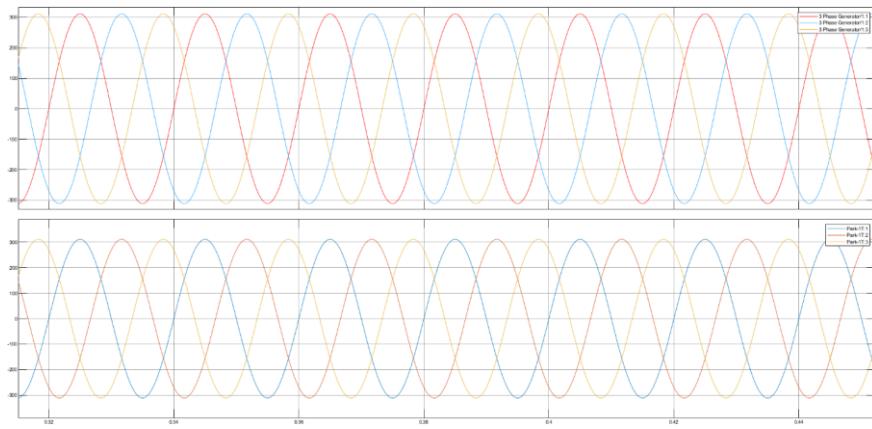


Figure 10 : Comparaison entre les signaux du générateur et des signaux de sortie du bloc de Park Inverse.

Les entrées et les sorties sont identiques.

6.2 Implémentation de l'Onduleur MLI

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.

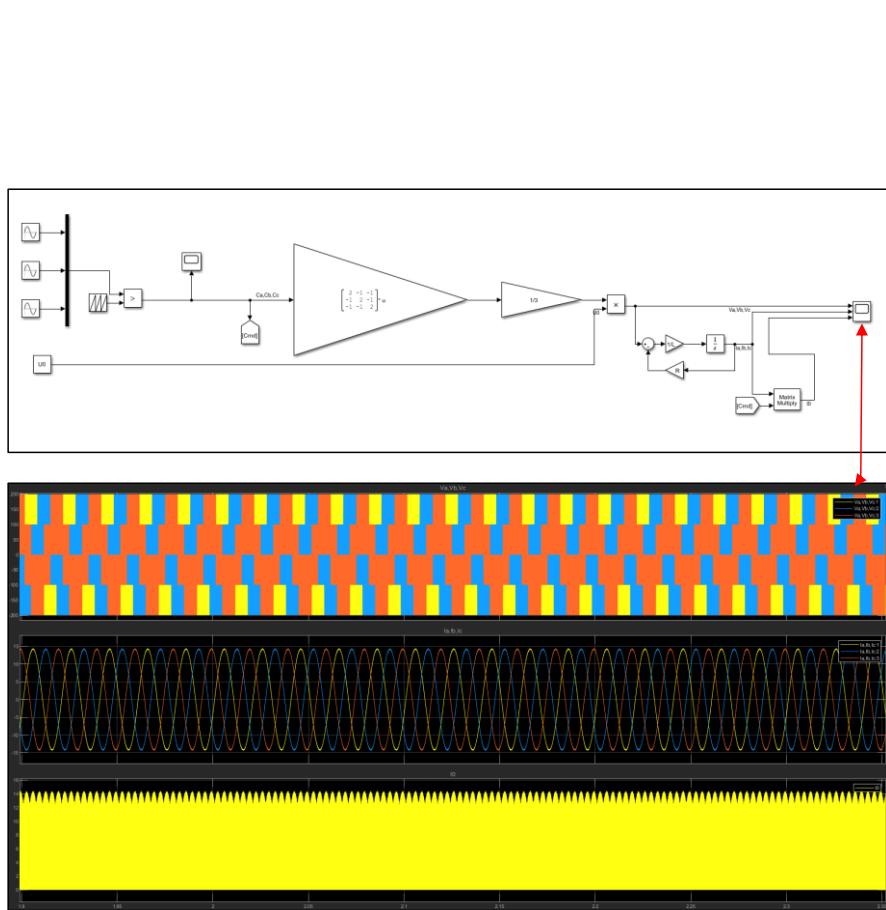


Figure 11 : L'onduleur MLI sur Simulink.

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)	1×10^{-6} S
Constante de temps τ_i des courants	0.0131 S

6.3 Implémentation de la SVM

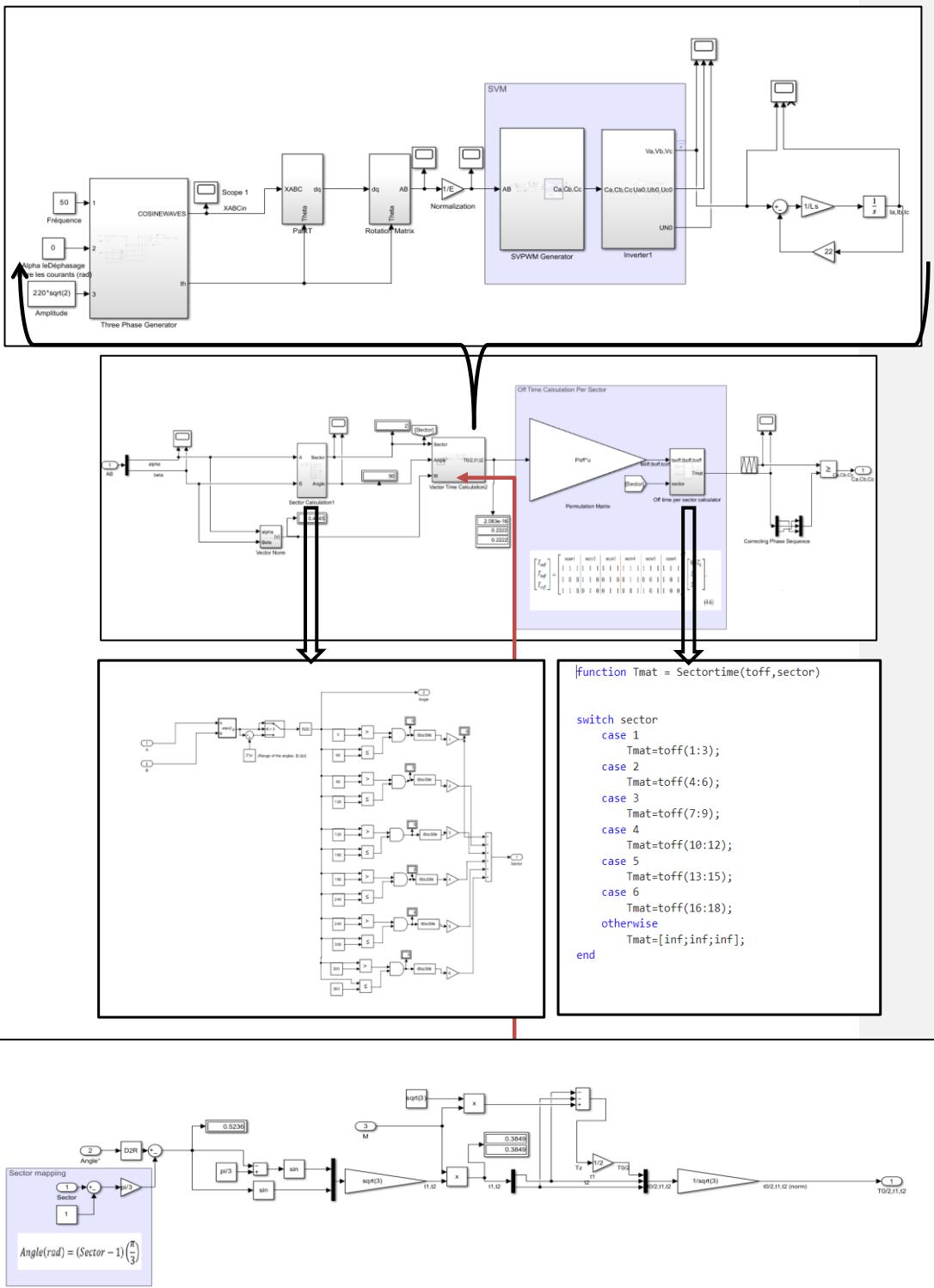


Figure 12 : Implémentation de la SVM sur Simulink.

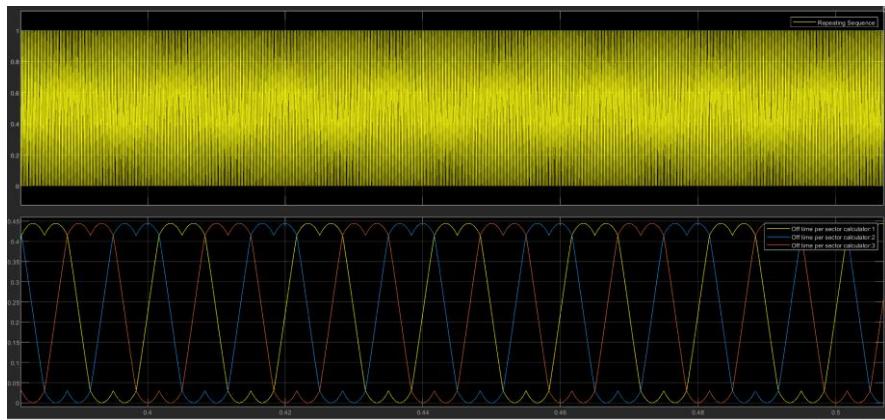


Figure 13 : Porteuse et temps d'ouvertures.

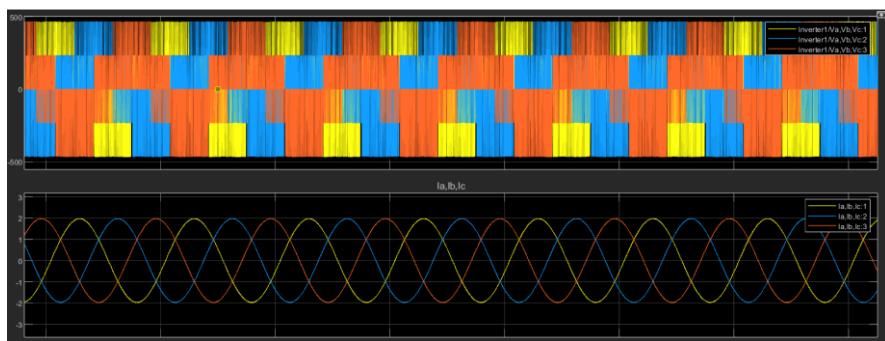


Figure 14 : Résultats SVM.

Remarque

Les temps d'ouverture représentés sur la Figure 13, assimilables aux signaux modulants de la MLI classique, présentent une forme caractéristique à double bosse (double hump). Cette forme traduit la présence de l'harmonique de rang 3. L'injection de cette harmonique permet d'augmenter l'amplitude maximale de la tension fondamentale synthétisée, ce qui se traduit par une meilleure exploitation du bus continu par rapport à une MLI sinusoïdale classique.

6.4 Modèle de la machine

Depuis les équations de la 2.3.1 nous avons modélisé la machine comme indiqué sur la Figure 15.

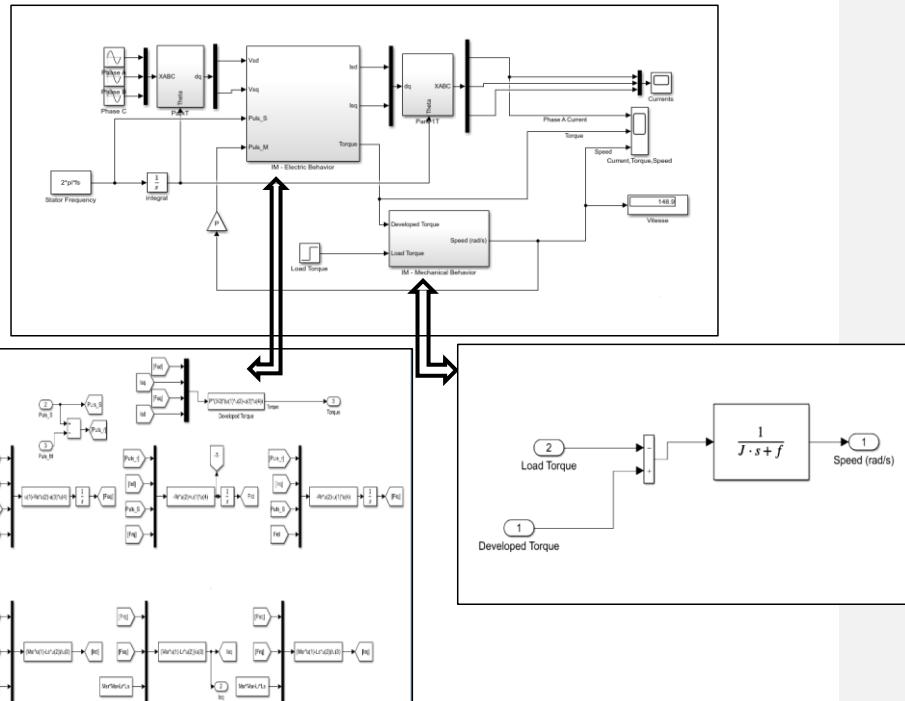


Figure 15 : Modélisation de la machine sur Simulink.

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.

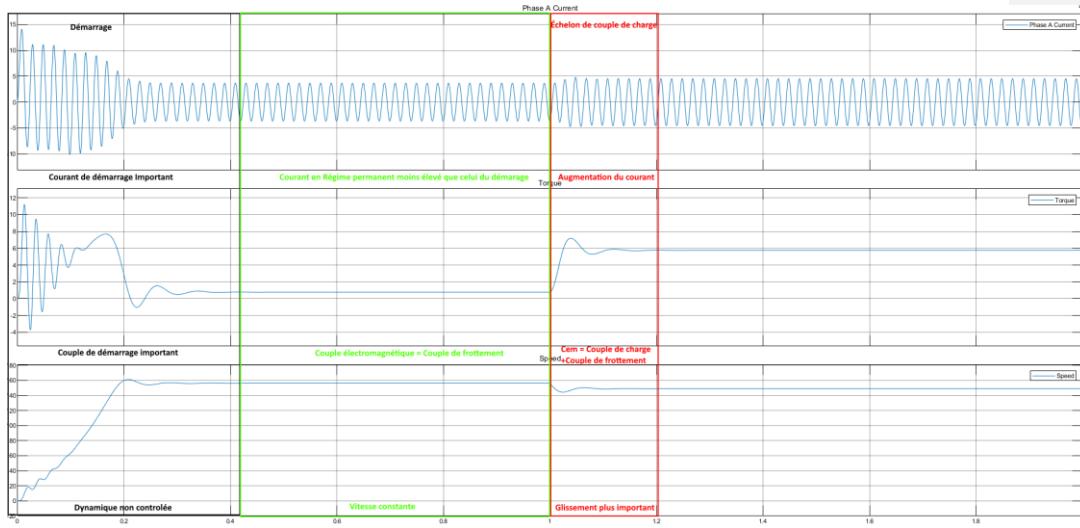


Figure 16 : Simulation du modèle de la machine.

6.5 Asservissement de courants et du flux

Sur un autre fichier Simulink, on implémente l'asservissement des courants séparément sur une machine fictive qui s'alimente au travers des tensions « **Vsd** » et « **Vsq** » comme indiqué sur la figure ci-dessous.

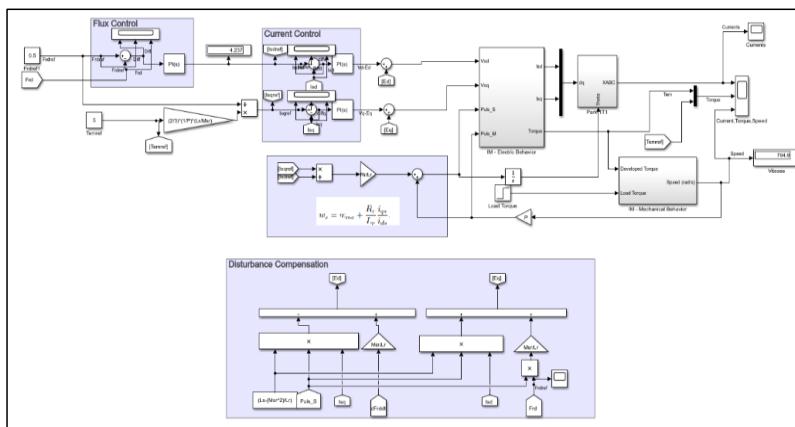
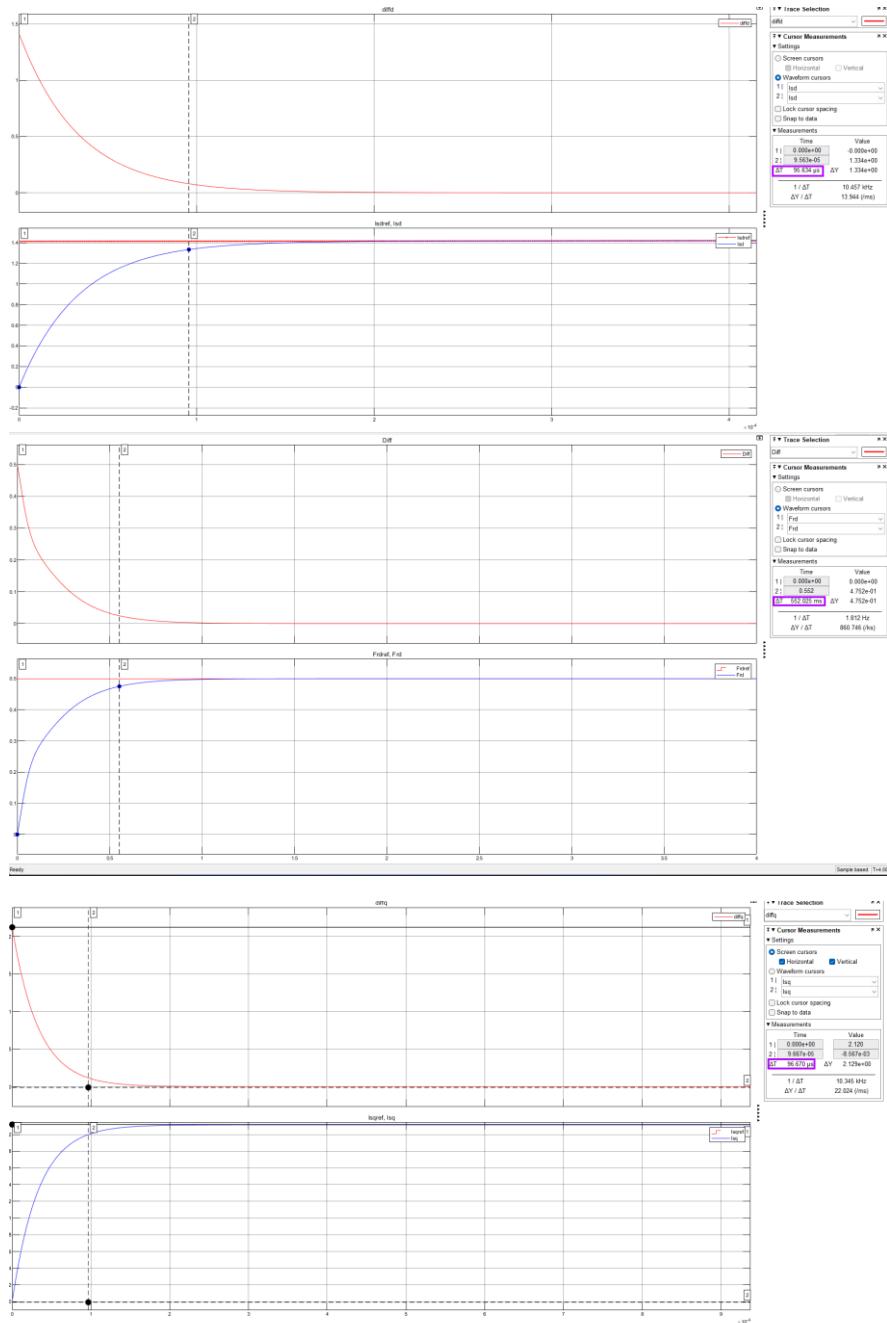


Figure 17 : Asservissement de courant et du flux.



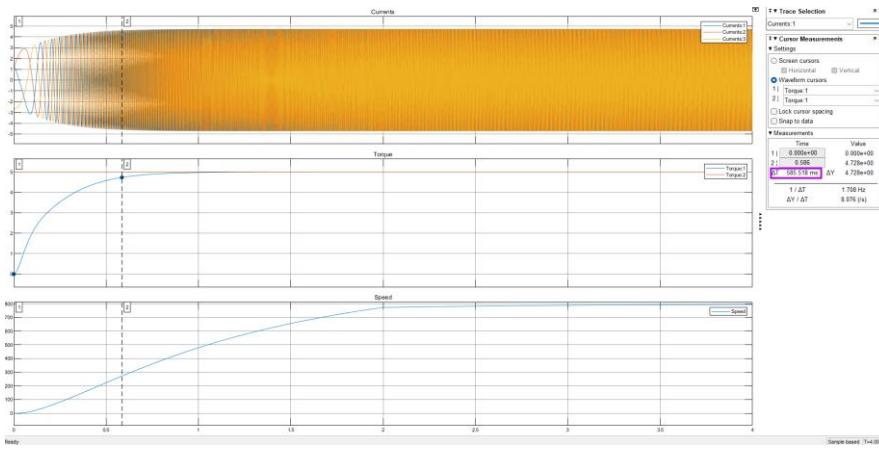


Figure 18 : Résultats de l'asservissement de courant.

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

6.5.1.1 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 rotatoire 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.

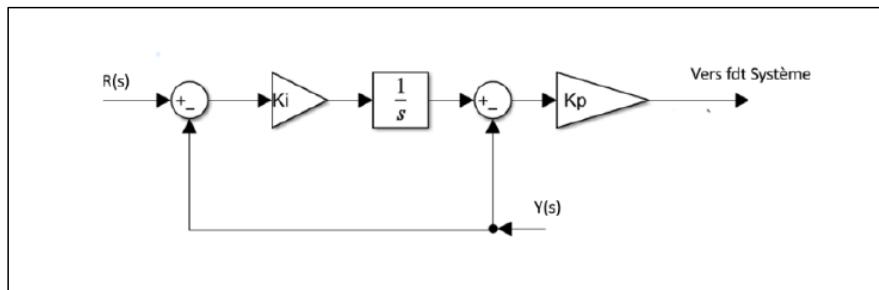


Figure 19 : Structure du correcteur IP (aussi dit Correcteur PI série).

Le calcul des gains se fait au travers de l'abaque présentée ci-dessous : pour un coefficient d'amortissement donnée, le produit « **onT5%** » réalisable est donnée par l'abaque. Et donc, il est possible d'obtenir un « **on** » qui garantit notre temps de réponse.

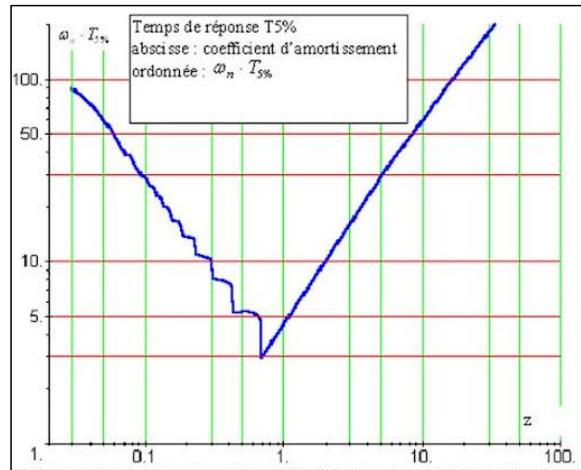


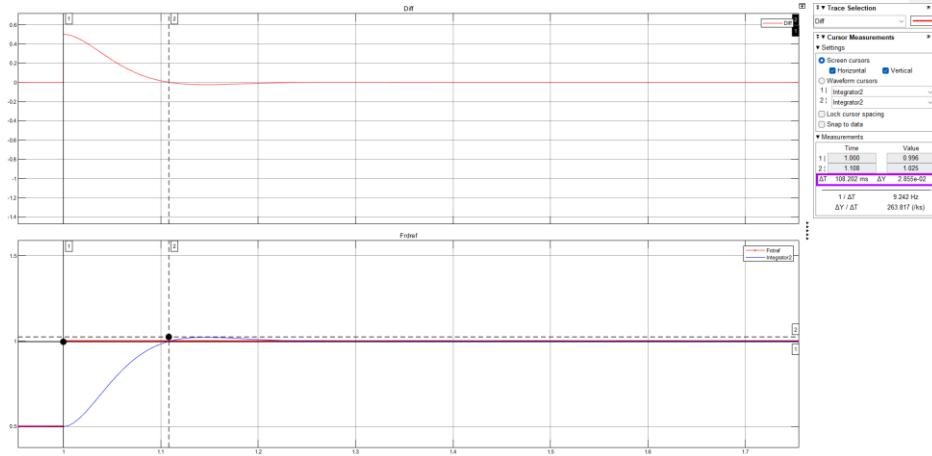
Figure 20 : Abaque des temps de réponse pour un second ordre mal-amorti. [3]

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

$$\left\{ \begin{array}{l} Kpf^9 = 2\omega_n \zeta \frac{(\tau_f)}{Kf} - \frac{1}{Kf} \\ Kif = \frac{\tau_f(\omega_n)^2}{Kf \cdot Kpf} \end{array} \right.$$

⁹ 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 [4]

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

Chapitre 7. Schéma Complet

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

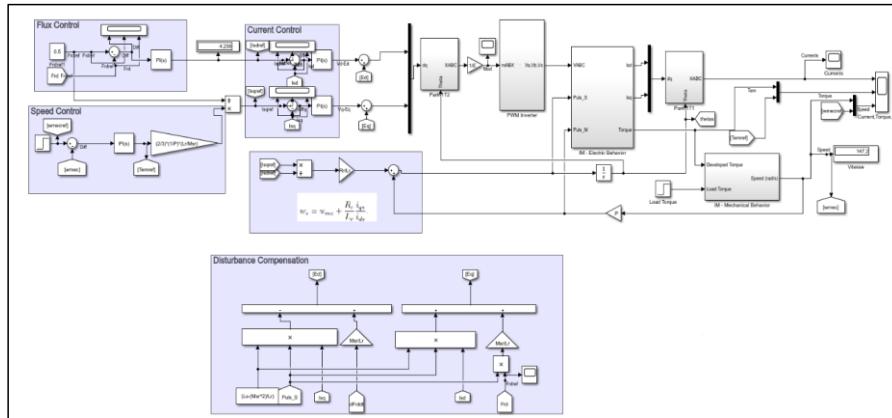


Figure 21 : Schéma Simulink Complet MLI

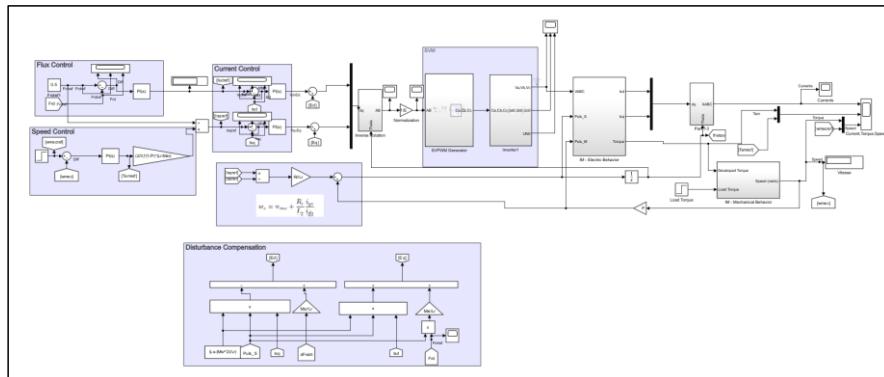


Figure 22 : Schéma Simulink Complet SVM.

Voici les résultats de la simulation :

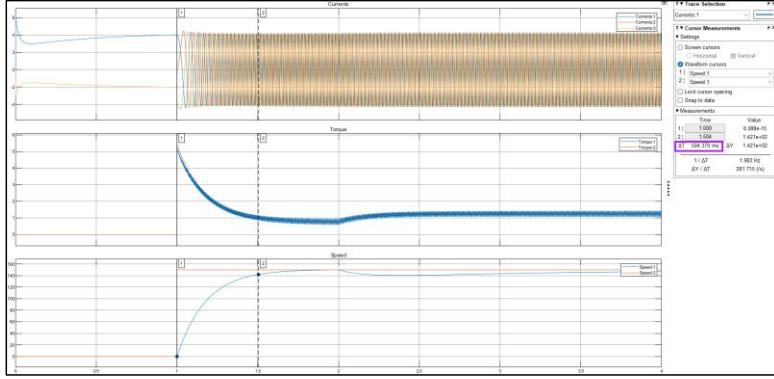


Figure 23 : Résultats de simulation finale.

Discussion :

- Vitesse conforme à notre cahier des charges.
- On remarque aussi des ondulations de courants réels dus au découpage effectué par l'onduleur.
- Les résultats de simulations sont identiques quelque soit la modulation (MLI ou SVM). Cependant, une marge plus grande est disponible en termes de la tension du bus DC minimale pour atteindre la vitesse de consigne selon notre cahier de charges pour la SVM (MLI : 650 V minimum, SVM : 560 V minimum(sans couple de charge)) .

Conclusion

Références

- [1] S. F. Amaro, «Field-Oriented Control for Squirrel-Cage Induction Generators in Pump as Turbines Applications,» Universidade de Lisboa, Lisbon, 2021.
- [2] J. Irwin, Control in Power Electronics - Selected Problems, Auburn University, 2002.
- [3] A. Unknown, *Régulation – Modèle du second ordre*.
- [4] G. Beale, *Second Order System – Example #4*.

[5] *Support de TP.*

[6] D. A. B. Dr. Irfan Ahmed. [En ligne]. Available: <https://www.electricalindia.in/advantages-of-space-vector-modulation/>.

Annexe

1. *Lien du répertoire GitHub :*

<https://github.com/azinedine456/Field-Oriented-Control-of-Electric-Machines/tree/main>