

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

La recherche bibliographique a démontrée que peu de travaux traitent de la simulation en temps réel d'entraînement électrique avec commande externe. Cependant, quelques articles traitent du sujet. Champagne, Dessaint et Fortin-Blanchette [12] présentent une approche de simulation en temps réel d'entraînement électrique de machine asynchrone qui permet l'interconnexion d'une commande externe. L'entraînement électrique proposé est composé d'une source de puissance, d'une machine asynchrone, d'une charge et d'un convertisseur dont la fréquence de commutation peut atteindre 4 kHz. L'approche utilisée pour la simulation présente un modèle de simulation sous forme d'un modèle d'état global réalisé à l'aide des équations d'états de la source de puissance, du convertisseur et de la machine asynchrone. Ils démontrent le fonctionnement de leur approche comme outil de prototypage en réalisant l'interface entre une commande externe et la simulation en temps réel exécutée dans le simulateur Hypersim. La commande utilisée est composée d'un régulateur de vitesse et d'une commande vectorielle. Elle reçoit comme seule entrée la vitesse électrique du rotor (ω_r).

Le-Huy, Sybille et Giroux [13] présentent une simulation en temps réel d'un entraînement électrique pour une machine à courant continu avec commande externe. Le montage de simulation qu'ils utilisent comprend douze entraînements électriques contrôlés par des commandes simulées, puis un treizième contrôlé par une commande externe. L'entraînement électrique est un entraînement à quatre quadrants. La commande externe est composée d'un régulateur de vitesse avec une boucle interne de courant et d'une logique de commutation pour les thyristors. La commande reçoit comme entrées la vitesse mécanique du rotor et le courant d'armature. La simulation est réalisée avec le simulateur en temps réel Hypersim.

Abourida, Dufour et Bélanger [14] présentent un outil de simulation en temps réel de systèmes d'électronique de puissance et d'entraînements électriques qui permet l'interconnexion de commande externe. Comparativement aux travaux exposés précédemment, leur outil se base sur l'utilisation d'ordinateurs personnels pour la simulation en temps réel. Leur outil utilise aussi des techniques de simulation qui permettent en outre la compensation en temps réel d'événements se produisant à l'intérieur du pas de calcul. L'outil est utilisé dans Simulink et permet de faire l'interconnexion d'équipements externes via des cartes d'E/S. Les auteurs ne divulguent pas de détails techniques quant aux méthodes utilisées et ne démontrent pas le fonctionnement de leur outil pour la simulation en temps réel avec commande externe.

Notre projet de recherche consiste à réaliser l'interface entre une commande externe et un simulateur en temps réel d'entraînements électriques. Le but final est d'obtenir un produit dont les caractéristiques sont très similaires à celles de l'outil proposé par Abourida, Dufour et Bélanger [14]. Le simulateur en temps réel du projet de recherche est aussi basé sur l'utilisation d'ordinateurs personnels, ce qui rend le produit plus accessible que les autres méthodes présentées qui utilisent le simulateur en temps réel Hypersim. De plus, la simulation en temps réel dans le projet de recherche est basée sur une méthode développée par le professeur Bruno De Kelper [11] qui permet la correction des événements se produisant à l'intérieur du pas de calcul. L'outil de travail utilisé est aussi Simulink et l'interconnexion de la commande externe est réalisée avec des cartes d'E/S. Compte tenu des faibles divulgations de la part d'Abourida, de Dufour et de Bélanger [14], il est difficile de juger de l'originalité du projet de recherche. Cependant, le projet permet de valider la capacité de la méthode du professeur De Kelper [11] à faire de la simulation en temps réel avec commande externe.

CHAPITRE 2

MODÈLES À VALEUR MOYENNE

2.1 Introduction

La première partie du projet de recherche consiste à réaliser la simulation en temps réel de modèles à valeur moyenne avec commande externe. Pour valider la simulation en temps réel, les résultats obtenus sont comparés à des résultats de simulations en temps différé. Cette validation est faite au chapitre 4.

Le présent chapitre présente une description détaillée des deux modèles de simulation à valeur moyenne utilisés dans la première partie du projet de recherche. Le premier modèle est un entraînement électrique de machine asynchrone à commande à flux orienté et le deuxième est un entraînement électrique de machine synchrone à aimants permanents.

2.2 Modèles des entraînements électriques

Les modèles de simulation utilisés sont les modèles à valeur moyenne AC3 et AC6 de la bibliothèque Electric Drives du SPS de MATLAB. Le modèle AC3 est l'entraînement électrique de machine asynchrone à commande à flux orienté et le modèle AC6 est l'entraînement électrique de machine synchrone à aimants permanents. Les sections 2.2.1 et 2.2.2 présentent la description détaillée des éléments de chacun des modèles.

La caractéristique principale des modèles à valeur moyenne est qu'ils comportent un onduleur triphasé non standard. L'onduleur des modèles à valeur moyenne est composé de sources de courant contrôlées par les références des courants statoriques provenant du régulateur de courant de la commande. La génération d'impulsions par la commande

avec un hystérésis de courant pour la commutation des interrupteurs d'un onduleur standard n'est pas nécessaire puisque l'onduleur des modèles à valeur moyenne fonctionne avec les références des courants statoriques.

Les modèles à valeur moyenne permettent d'utiliser un pas de calcul plus grand, puisque la complexité est réduite grâce à l'élimination des discontinuités à traiter dans les signaux. Ces modèles permettent aussi de faire une simulation en temps réel beaucoup plus simple, puisque la correction des événements se produisant à l'intérieur du pas de calcul n'est pas nécessaire. En effet, ces corrections sont nécessaires seulement lorsque les impulsions pour la commutation des interrupteurs sont présentes, puisqu'elles peuvent survenir à l'intérieur du pas de calcul.

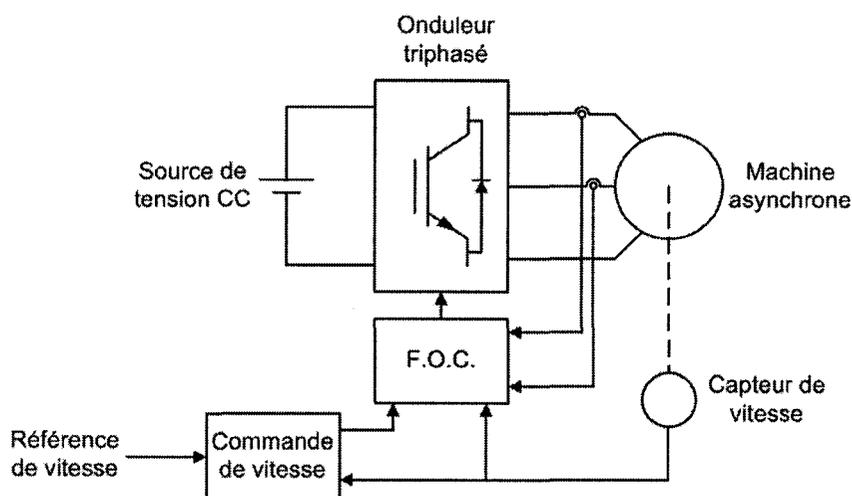


Figure 1 Entraînement électrique de machine asynchrone à commande à flux orienté

2.2.1 Modèle AC3

Le modèle AC3 est un entraînement électrique de machine asynchrone à commande à flux orienté. Il comprend une source triphasée, un convertisseur de puissance, une machine asynchrone et une commande composée d'une commande de vitesse et d'une

commande à flux orienté (FOC). Le convertisseur de puissance est composé d'un redresseur triphasé, d'un hacheur de freinage dynamique et d'un onduleur triphasé. Tous les éléments du modèle de l'entraînement électrique AC3 se retrouvent sous forme de blocs dans les libraires SPS et Electric Drives de Simulink.

Afin de réduire la complexité du modèle, la partie du convertisseur de puissance constituée de la source triphasée, du redresseur et du hacheur est substituée par une source CC idéale. Le schéma bloc du modèle AC3 avec la source CC idéale est présenté à la figure 1 et le schéma Simulink est présenté à la figure 2.

Les sections 2.2.1.1 à 2.2.1.4 présentent une description détaillée des quatre principaux éléments du modèle, soit la machine asynchrone, l'onduleur triphasé, la commande de vitesse et la commande à flux orienté.

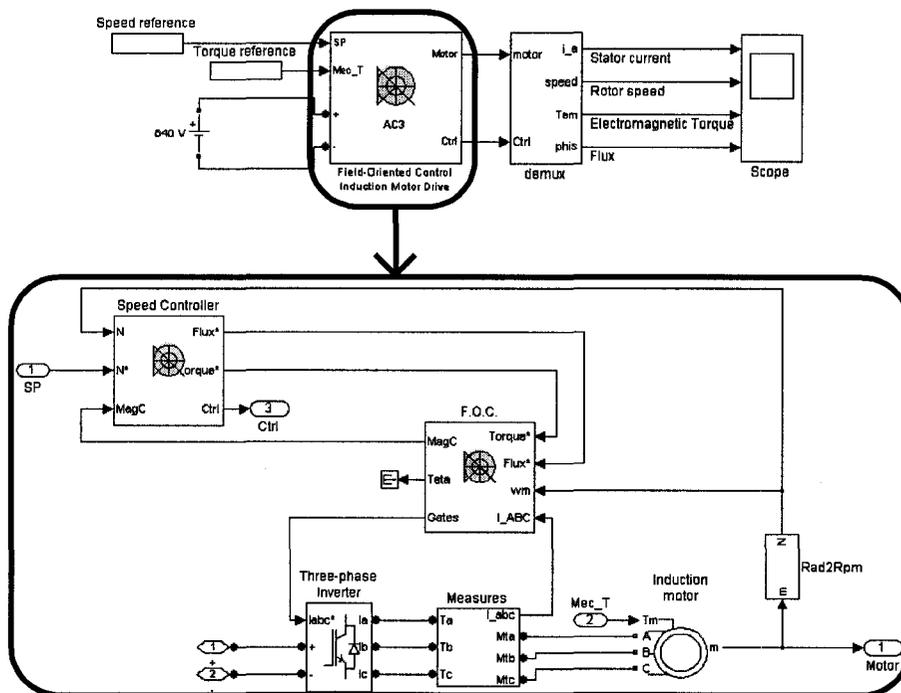


Figure 2 Schéma Simulink du modèle AC3 à valeur moyenne

2.2.1.1 Machine asynchrone

La machine asynchrone utilisée dans le modèle AC3 est un moteur d'induction triphasé à cage d'écurueil. La machine asynchrone du SPS est basée sur le modèle de Krause [25] présenté par les équations (2.1) à (2.13). Les équations (2.1) à (2.11) modélisent la partie électrique et les équations (2.12) à (2.13) modélisent la partie mécanique. Dans les équations électriques, les paramètres et variables électriques du rotor sont référés au stator. De plus, les quantités statoriques et rotoriques sont exprimées dans le référentiel dq. La figure 3 présente le schéma électrique de la machine asynchrone dans le référentiel dq.

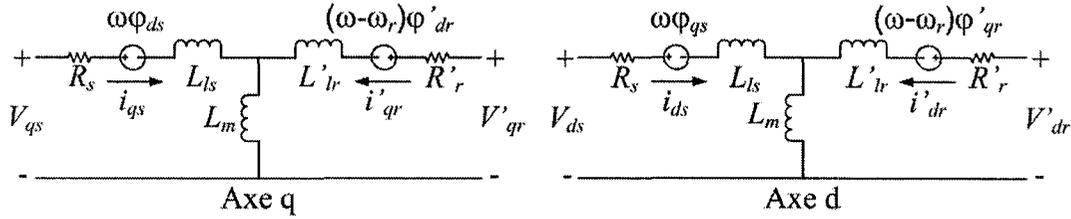


Figure 3 Schéma électrique de la machine asynchrone

Dans la partie électrique, les composantes de la tension statorique et du flux statorique sont exprimées par les équations (2.1), (2.2), (2.6) et (2.7). Les équations (2.3), (2.4), (2.8) et (2.9) expriment les composantes de la tension rotorique et du flux rotorique référées au stator. Finalement, l'équation (2.5) exprime le couple électromagnétique, l'équation (2.10) exprime l'inductance totale statorique et l'équation (2.11) exprime l'inductance totale rotorique. Pour la partie mécanique, les équations (2.12) et (2.13) expriment la dynamique de l'accélération et de la vitesse de la machine asynchrone.

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_m \Phi_{ds} \quad (2.1)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_m \Phi_{qs} \quad (2.2)$$

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi'_{qr} + (\omega_m - \omega_r) \varphi'_{dr} \quad (2.3)$$

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi'_{dr} - (\omega_m - \omega_r) \varphi'_{qr} \quad (2.4)$$

$$T_e = 1,5p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (2.5)$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr} \quad (2.6)$$

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr} \quad (2.7)$$

$$\varphi'_{qr} = L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.8)$$

$$\varphi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.9)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.10)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m \quad (2.11)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F \omega_m - T_m) \quad (2.12)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (2.13)$$

Une transformation de référentiel est nécessaire puisque les entrées et les sorties du modèle de la machine asynchrone sont dans le référentiel abc. Pour convertir les tensions triphasées à l'entrée du modèle du référentiel abc en deux composantes orthogonales dans le référentiel dq, la transformation de Park est utilisée. Pour convertir les composantes orthogonales de courants à la sortie du modèle du référentiel dq en courants triphasés dans le référentiel abc, la transformation inverse de Park est utilisée. Le référentiel dq utilisé est un référentiel tournant en phase avec la position électrique du rotor. Les équations (2.14) et (2.15) présentent les transformations des tensions lignes-lignes statoriques et rotoriques du référentiel abc vers le référentiel dq. Les équations (2.16) à (2.19) présentent les transformations des courants de lignes statoriques et rotoriques du référentiel dq vers le référentiel abc.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_r & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{abs} \\ V_{bcs} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} V'_{qr} \\ V'_{dr} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_{abr} \\ V'_{bcr} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{ar} \\ i'_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$i_{cs} = -i_{as} - i_{bs} \quad (2.18)$$

$$i'_{cr} = -i'_{ar} - i'_{br} \quad (2.19)$$

La figure 4 présente la fenêtre de configuration des divers paramètres électriques et mécaniques du modèle de simulation de la machine asynchrone. La machine utilisée opère avec une puissance apparente nominale de 149,2 kVA, une tension nominale de 460 V et une fréquence de 60 Hz. La résistance statorique est de 14,85 mΩ, l'inductance de fuite statorique est de 0,3027 mH, la résistance rotorique référée au stator est de 9,295 mΩ, l'inductance de fuite rotorique référée au stator est de 0,3027 mH et l'inductance mutuelle est de 10,46 mH. La machine est constituée de deux paires de pôles, l'inertie combinée du rotor et de la charge est de 3,1 kg · m² et le coefficient de friction visqueuse combiné du rotor et de la charge est de 0,08 N · m · s .

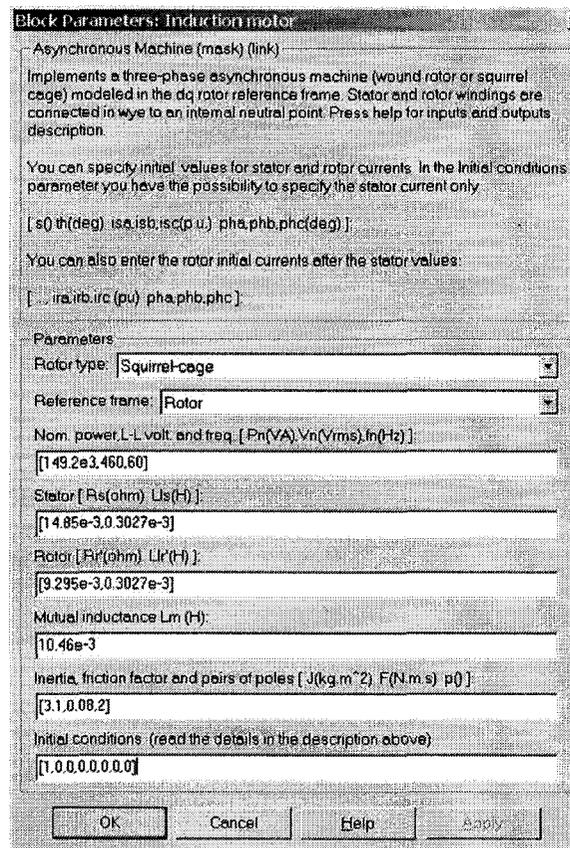


Figure 4 Paramètres de la machine asynchrone

2.2.1.2 Onduleur triphasé

L'onduleur triphasé est composé de sources contrôlées de courant et de tension. La figure 5 présente le schéma bloc de l'onduleur. Le côté CC comporte une source de courant, puis le côté CA comporte deux sources de courant et deux sources de tension. La source de courant du côté CC est contrôlée selon l'équation (2.20), ce qui permet de représenter le comportement du courant CC moyen de la source idéale. Du côté CA, les sources de courant représentent les courants triphasés moyens appliqués au stator de la machine asynchrone. Les courants appliqués au stator sont égaux aux références des courants statoriques (i_{abcs}^*) provenant de la commande à flux orienté. Des petits

courants sont ajoutés pour compenser l'effet de la charge triphasée. Cette charge est nécessaire puisque les sources de courants de l'onduleur sont en série avec la machine asynchrone. L'onduleur utilise seulement les références i_{as}^* et i_{bs}^* pour les sources de courant contrôlés. La référence de courant i_{cs}^* est obtenue selon l'équation (2.21). Les sources de tension sont utilisées pour la représentation de la saturation de l'onduleur. La saturation de l'onduleur n'est pas utilisée dans le projet.

$$I_{cc} = \frac{P_{sortie} + P_{pertes}}{V_{entrée}} \quad (2.20)$$

$$i_{cs}^* = -i_{as}^* - i_{bs}^* \quad (2.21)$$

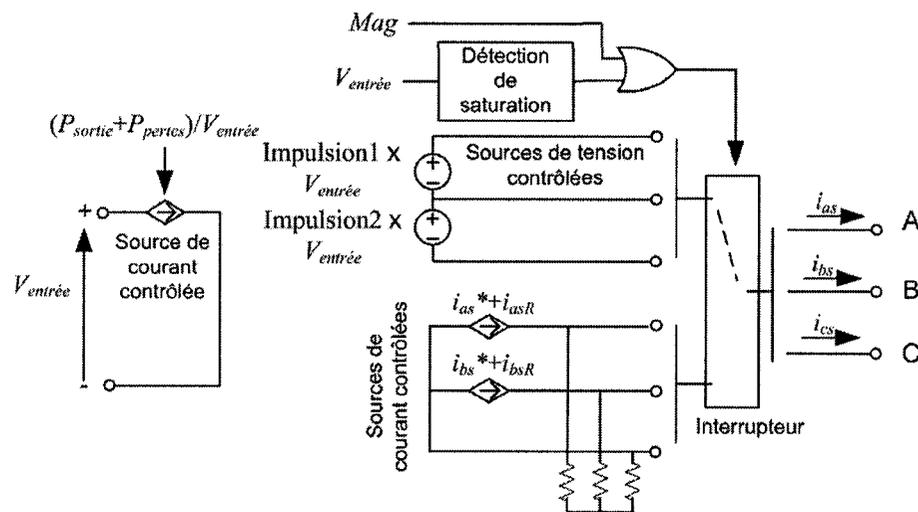


Figure 5 Onduleur triphasé

2.2.1.3 Commande de vitesse

La commande de vitesse utilisée est basée sur un régulateur de type PI. Les sorties du régulateur PI sont les références de couple et de flux appliquées à la commande à flux orienté. La référence de couple est déterminée à partir du traitement proportionnel et

intégral sur l'erreur entre la référence de vitesse et la vitesse réelle de la machine asynchrone. D'autre part, la référence de flux est déterminée dans une table de correspondance à partir de la référence de vitesse. La figure 6 présente le schéma bloc de la commande de vitesse.

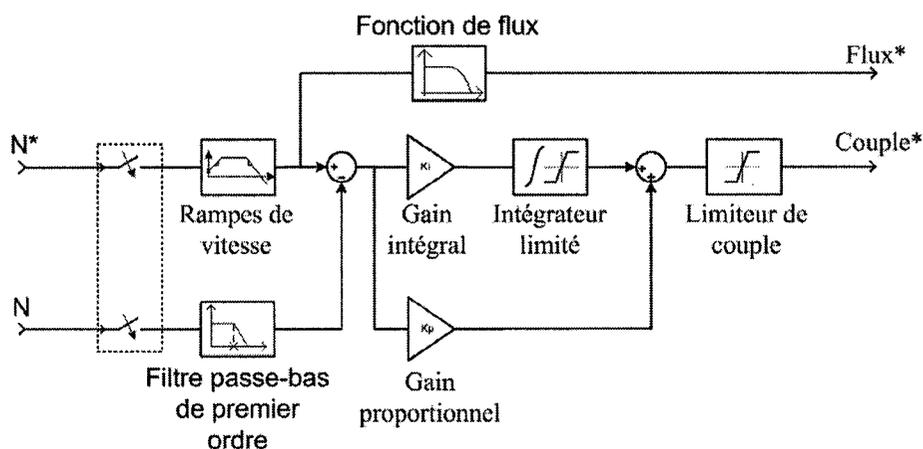


Figure 6 Commande de vitesse

Les rampes de vitesse appliquées à la référence de vitesse permettent de limiter les pentes d'un signal de type échelon, afin de réduire l'effort de commande lors d'un changement de référence. Deux saturations sont présentes dans la commande de vitesse. L'intégrateur possède une saturation pour éviter que sa valeur de sortie soit trop élevée lorsque l'erreur ne peut être corrigée. La deuxième saturation appliquée à la sortie de la deuxième sommation permet d'éviter une référence de couple trop élevée.

La fonction de flux détermine une référence de flux pour la commande à flux orienté dans une table de correspondance à partir de la référence de vitesse. La table de correspondance maintient le flux nominal pour une vitesse nulle jusqu'à la vitesse nominale de 1800 RPM, puis décroît pour une vitesse supérieure à la vitesse nominale dans la zone de défluxage pour maintenir le courant nominal sous la puissance nominale.

Il faut noter que la commande de vitesse est activée seulement lorsque le contrôle de magnétisation est terminé, soit lorsque le flux dans la machine est suffisamment élevé. Ce contrôle de magnétisation est fait par la commande à flux orienté. Les détails du contrôle de magnétisation sont dans la section 2.2.1.4.

2.2.1.4 Commande à flux orienté

La commande à flux orienté utilisée est basée sur la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone présentée par Bose [26]. La figure 7 présente le schéma bloc de la commande à flux orienté.

Dans le modèle à valeur moyenne, les sorties de la commande à flux orienté sont des références pour les courants statoriques triphasés (i_{abcs}^*). Ces références de courant sont fournies à l'onduleur. La commande détermine les références de courant à partir des références de flux et de couple provenant de la commande de vitesse, des courants statoriques triphasés (i_{abcs}), ainsi que de la vitesse angulaire mécanique du rotor (ω_m).

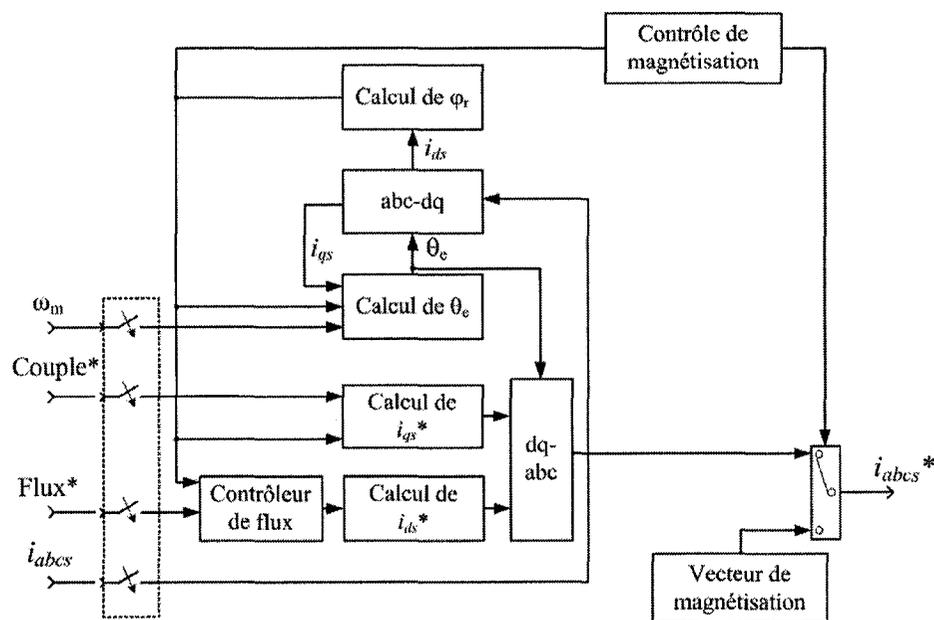


Figure 7 Commande à flux orienté

Le traitement des courants statoriques dans la commande à flux orienté est fait dans le référentiel dq. Une transformation de Park convertie les courants statoriques triphasés (i_{abc}) en deux composantes de courants orthogonales dans un référentiel tournant synchrone au flux rotorique. Les composantes résultantes de la transformation sont la composante directe des courants statoriques (i_{ds}) et la composante en quadrature des courants statoriques (i_{qs}). L'équation (2.22) présente la transformation de Park, où l'angle utilisé est la position angulaire du flux rotorique (θ_e).

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

La position angulaire du flux rotorique (θ_e) est déterminée par l'intégrale de la somme de la vitesse angulaire mécanique du rotor (ω_m) et de la vitesse angulaire électrique du rotor (ω_r). Cette relation est présentée par l'équation (2.23). La vitesse angulaire mécanique est obtenue avec un capteur de vitesse. La vitesse angulaire électrique est estimée par l'équation (2.24). L'estimation est obtenue par le quotient du produit de la composante en quadrature des courants statoriques (i_{qs}) avec l'inductance de magnétisation (L_m) et du produit du flux rotorique (φ_r) avec la constante de temps du rotor (τ_r). L'inductance de magnétisation et la constante de temps du rotor sont des paramètres préalablement connus. Le flux du rotor est aussi une variable estimée. L'estimation du flux est obtenue par le produit de la composante directe des courants statoriques (i_{ds}), de l'inductance de magnétisation (L_m) et d'un système de premier ordre dont la constante de temps est celle du rotor. Cette relation est présentée par l'équation (2.25).

$$\theta_e = \int (\omega_r + \omega_m) dt \quad (2.23)$$

$$\omega_r = \frac{L_m \cdot i_{qs}}{\tau_r \cdot \Phi_r} \quad (2.24)$$

$$\Phi_r = \frac{L_m \cdot i_{ds}}{1 + \tau_r \cdot s} \quad (2.25)$$

Le contrôleur de flux est basé sur un régulateur de type PI. Il permet de contrôler la dynamique et l'erreur en régime permanent du flux rotorique. Il agit sur l'erreur entre la référence de flux provenant du contrôleur de vitesse et l'estimation du flux rotorique (Φ_r). La sortie du contrôleur est une référence de flux contrôlée utilisée pour le calcul de la référence pour la composante directe des courants statoriques. Ce calcul est présenté par l'équation (2.26). La référence pour la composante en quadrature des courants statoriques est obtenue par l'équation (2.27), qui fait intervenir la référence de couple (T_e^*) provenant de la commande de vitesse, l'estimation du flux rotorique (Φ_r), l'inductance de fuite des enroulements rotoriques (L_r), l'inductance de magnétisation (L_m) et le nombre de paires de pôles de la machine asynchrone (p). Finalement, la transformation inverse de Park est utilisée pour déterminer les courants statoriques triphasés de référence (i_{abc}^*) à partir des composantes orthogonales de référence (i_{ds}^* et i_{qs}^*) et de la position angulaire du flux rotorique (θ_e). La transformation inverse de Park est définie par l'équation (2.28).

$$i_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{L_m} \quad (2.26)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e^*}{\Phi_r} \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 1 \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \\ i_{0s}^* \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Le contrôle de magnétisation contient la logique qui permet à la commande de passer du mode de magnétisation au mode normal de fonctionnement lorsque le flux initial dans la machine asynchrone est suffisant. En mode de magnétisation, le vecteur de magnétisation est appliqué directement à l'onduleur afin de créer rapidement un flux initial dans le moteur. En mode normal de fonctionnement, les références de courants statoriques sont appliquées à l'onduleur.

2.2.2 Modèle AC6

Le modèle AC6 est un entraînement électrique de machine synchrone à aimants permanents. Il comprend une source triphasée, un convertisseur de puissance, une machine synchrone à aimants permanents et une commande composée d'une commande de vitesse et d'une commande vectorielle. Le convertisseur de puissance est composé d'un redresseur triphasé, d'un hacheur de freinage dynamique et d'un onduleur triphasé. Tous les éléments du modèle de l'entraînement électrique AC6 se retrouvent sous forme de blocs dans les bibliothèques SPS et Electric Drives de Simulink.

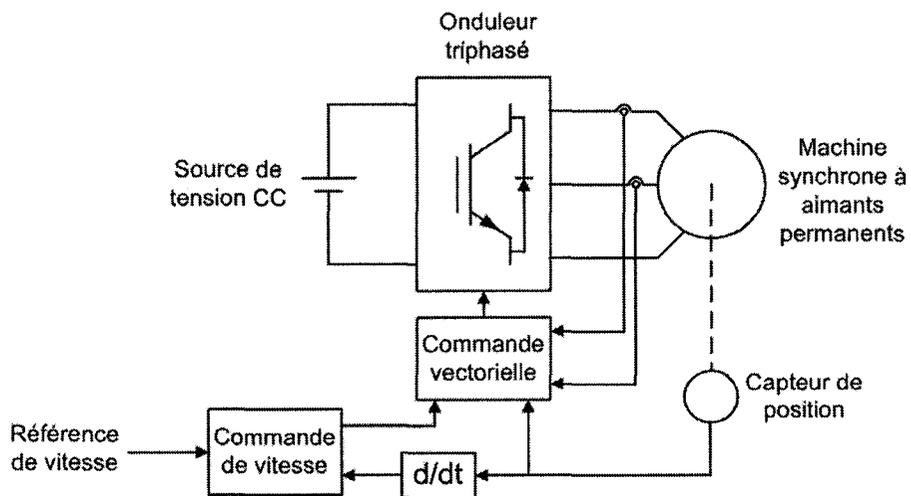


Figure 8 Entraînement électrique de machine synchrone à aimants permanents

Comme pour le modèle AC3, afin de réduire la complexité du modèle, la partie du convertisseur de puissance constituée de la source triphasée, du redresseur et du hacheur est substituée par une source CC idéale. Le schéma bloc du modèle AC6 avec la source CC idéale est présenté à la figure 8 et le schéma Simulink est présenté à la figure 9.

Les sections 2.2.2.1 à 2.2.2.4 présentent une description détaillée des quatre principaux éléments du modèle, soit la machine synchrone à aimants permanents, l'onduleur triphasé, la commande de vitesse et la commande vectorielle.

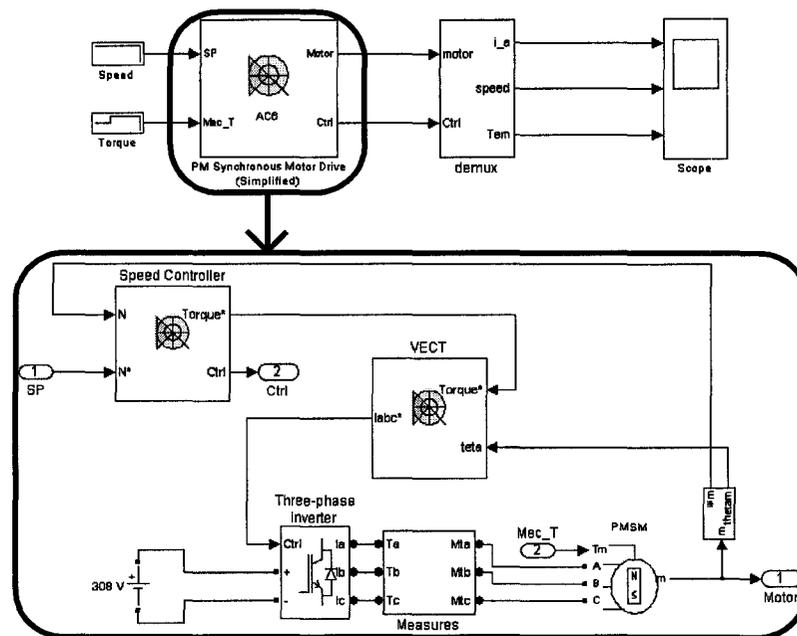


Figure 9 Schéma Simulink du modèle AC6 à valeur moyenne

2.2.2.1 Machine synchrone à aimants permanents

La machine utilisée dans le modèle AC6 est une machine synchrone triphasée à aimants permanents à distribution sinusoïdale de flux. Dans le SPS, la dynamique de cette machine est basée sur le modèle de Krause [25] présenté par les équations (2.29) à

(2.33). Les équations (2.29) à (2.31) modélisent la partie électrique et les équations (2.32) et (2.33) modélisent la partie mécanique. Les équations électriques sont exprimées dans le référentiel dq. La figure 10 présente le schéma électrique de la machine.

Dans la partie électrique, les composantes du courant statorique sont exprimées par les équations (2.29) et (2.30). L'équation (2.31) exprime le couple électromagnétique. Pour la partie mécanique, les équations (2.32) et (2.33) expriment la dynamique de l'accélération et de la vitesse de la machine.

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}v_d - \frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \quad (2.29)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}v_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\lambda p\omega_r}{L_q} \quad (2.30)$$

$$T_e = 1,5p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (2.31)$$

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{1}{J}(T_e - F\omega_r - T_m) \quad (2.32)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r \quad (2.33)$$

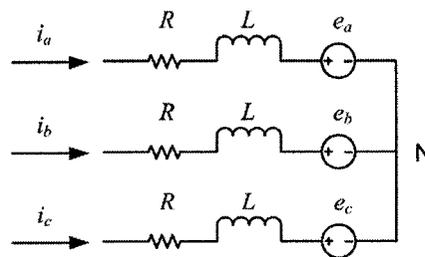


Figure 10 Schéma électrique de la machine synchrone à aimants permanents

La figure 11 présente la fenêtre de configuration des divers paramètres électriques et mécaniques du modèle de simulation de la machine synchrone à aimants permanents. La résistance des enroulements statoriques est de 0,2 Ω , les inductances statoriques dans le

référentiel dq sont de 8,5 mH et le flux induit par les aimants permanents du rotor dans les phases du stator est de 0,175 Wb. La machine est constituée de quatre paires de pôles, l'inertie combinée du rotor et de la charge est de $0,089 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ et le coefficient de friction visqueuse combiné du rotor et de la charge est de $0,005 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$.

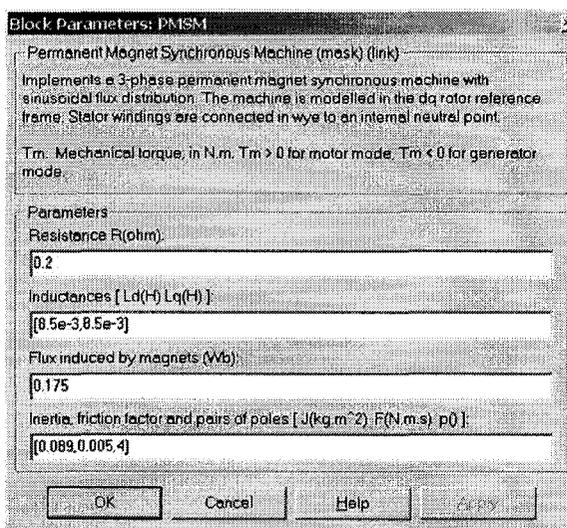


Figure 11 Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

2.2.2.2 Onduleur triphasé

L'onduleur triphasé du modèle AC6 est pratiquement identique à celui du modèle AC3. La seule différence se situe au niveau de la logique de sélection de l'interrupteur. La condition relative au contrôle de magnétisation présente dans le modèle AC3 est inexistante dans le modèle AC6, puisque la machine synchrone à aimants permanents ne nécessite pas une période de magnétisation au démarrage. La figure 12 présente le schéma bloc de l'onduleur. La section 2.2.1.2 présente les détails relatifs au fonctionnement de l'onduleur triphasé des modèles à valeur moyenne.

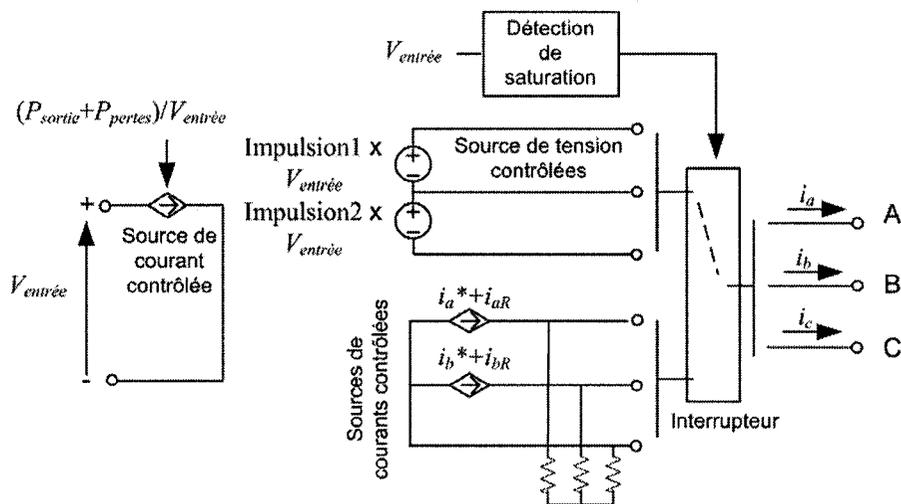


Figure 12 Onduleur triphasé

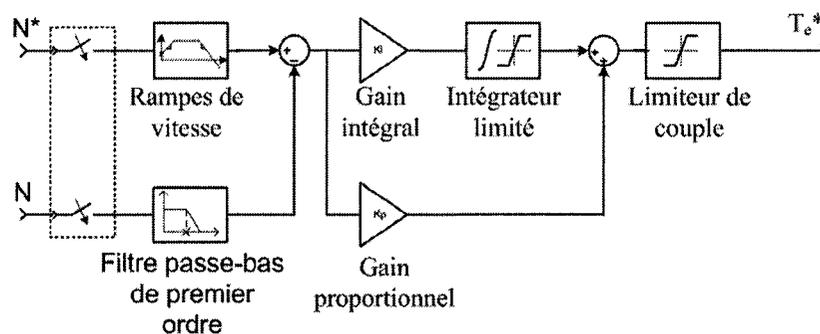


Figure 13 Commande de vitesse

2.2.2.3 Commande de vitesse

La commande de vitesse du modèle AC6 est aussi pratiquement identique à celle du modèle AC3. La seule différence avec le modèle AC3 dans ce cas-ci est l'absence de la sortie qui est une référence de flux. Puisque le rotor est composé d'aimants permanents, cette référence n'est pas utile dans le modèle AC6 car le flux rotorique ne peut être régulé. La commande de vitesse présente donc une seule sortie, qui est une référence de

couple pour la commande vectorielle. La section 2.2.1.3 présente les détails relatifs au fonctionnement de la commande de vitesse. La figure 13 présente le schéma bloc de la commande de vitesse.

2.2.2.4 Commande vectorielle

La commande vectorielle utilisée dans le modèle AC6 est présentée par Bose [26]. La figure 14 présente le schéma bloc de la commande vectorielle. Dans le modèle à valeur moyenne, les sorties de la commande vectorielle sont des références pour les courants statoriques triphasés (i_{abc}^*). Ces références de courant sont fournies à l'onduleur. La commande détermine les références de courant à partir de la référence de couple provenant de la commande de vitesse et de la position angulaire mécanique du rotor (θ_r).

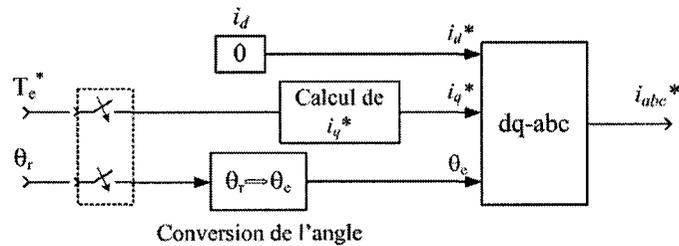


Figure 14 Commande vectorielle

$$i_q^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{T_e^*}{\lambda} \quad (2.34)$$

$$\theta_e = p \cdot \theta_r \quad (2.35)$$

Une transformation inverse de Park converti les références pour les deux composantes de courants orthogonales (i_d^* et i_q^*) du référentiel dq tournant synchrone au flux rotorique en références pour les courants statoriques triphasés (i_{abc}^*). La transformation inverse de Park est présentée par l'équation (2.28) et l'angle utilisé est la position angulaire du flux

rotorique (θ_e). Cette position est obtenue avec la relation entre la position angulaire mécanique du rotor (θ_r) et le nombre de paires de pôles de la machine selon l'équation (2.35). La référence pour la composante directe des courants statoriques (i_d^*) est posée nulle. De cette façon il n'y a pas de courant réactif induit dans la machine et les pertes sont diminuées. La référence pour la composante en quadrature des courants statoriques (i_q^*) est obtenue par l'équation (2.34), qui fait intervenir la référence de couple (T_e^*) provenant de la commande de vitesse, le flux induit par les aimants permanents du rotor (λ) et le nombre de paires de pôles de la machine (p).

2.3 Conclusion

Ce chapitre a présenté une description détaillée des deux modèles d'entraînement électrique à valeur moyenne utilisés dans la première partie du projet de recherche. Le premier modèle est un entraînement électrique de machine asynchrone à commande à flux orienté et le deuxième est un entraînement électrique de machine synchrone à aimants permanents. La démarche employée pour réaliser la simulation en temps réel avec commande externe de ces deux modèles est présentée dans le chapitre 3 et les résultats obtenus sont présentés dans le chapitre 4.