

Commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage

Modélisation, synthèse de la commande et validation croisée sur trois implémentations

Entraînements électriques et électronique de puissance

Un entraînement asynchrone de 5 kW : orientation indirecte du flux rotorique, régulation en cascade et fonctionnement quatre quadrants

Auteur

Khalil Ellah LAGHA
M1 Électronique, Énergie électrique, Automatique
Université Grenoble Alpes

Outils

Python 3.12 (NumPy, Matplotlib)
MATLAB / Simulink R2024b
Simscape Electrical

Résumé

Ce rapport présente la conception, la mise en œuvre et la validation d'une commande vectorielle à orientation indirecte du flux rotorique (IFOC) appliquée à une machine asynchrone à cage de 5 kW sous 380 V. La machine est représentée par son modèle d'état à deux axes écrit dans le repère fixe $\alpha\beta$, les variables d'état étant les courants statoriques et les flux rotoriques. La commande localise le flux au moyen d'un générateur d'angle fondé sur la relation de glissement et d'un estimateur de flux de type modèle en courant, puis régule la machine sur deux niveaux imbriqués : une boucle de vitesse externe et deux boucles de courant internes dotées d'une compensation du couplage croisé, d'un dispositif anti-emballement par recalcul et de limitations explicites en couple, en courant et en tension.

Deux scénarios d'essai complémentaires sont utilisés. Le premier applique un escalier de consignes de vitesse constantes (800, 1400 puis 600 tr/min, suivi d'une inversion à -800 tr/min) avec une perturbation de couple de charge de 10 N·m; il sollicite l'entraînement en tant que machine. Chaque échelon s'établit en 71 à 95 ms sans dépassement, l'erreur de vitesse résiduelle sur les paliers établis vaut 0,05 tr/min en valeur efficace, l'échelon de charge provoque un creux de 69 tr/min rattrapé en 70 ms environ, et le flux rotorique reste verrouillé sur sa consigne de 0,8 Wb avec un résidu en quadrature inférieur à 2 %. Le second scénario applique des consignes en rampe et sinusoïdales à la machine à vide et sollicite la boucle de vitesse en tant qu'asservissement; les erreurs mesurées confirment quantitativement la prédiction du principe du modèle interne, avec une erreur nulle en régime établi sur la rampe et une erreur sinusoïdale dépendante de la fréquence conforme à l'estimation analytique à environ 9 % près.

L'entraînement a ensuite été reconstruit deux fois sous MATLAB/Simulink, une première fois à partir de blocs élémentaires avec un onduleur en valeur moyenne, une seconde fois à partir de composants Simscape Electrical avec un pont réellement commuté à 10 kHz. Les trois implémentations indépendantes concordent sur toutes les grandeurs physiques significatives, ce qui constitue une validation croisée solide du modèle, de la synthèse de la commande et du jeu de paramètres.

Mots-clés : machine asynchrone, commande vectorielle, orientation indirecte du flux, transformations de Clarke et de Park, modulation vectorielle, régulation en cascade, anti-emballement, fonctionnement quatre quadrants, Simscape Electrical.

Table des matières

Nomenclature	iv
1 Introduction	1
1.1 Contexte et motivation	1
1.2 Objectifs de l'étude	1
1.3 Plan du rapport	2
2 Modélisation de la machine asynchrone	2
2.1 Hypothèses	2
2.2 Caractéristiques de la machine	2
2.3 Modèle d'état dans le repère fixe	3
2.4 Justification de cette formulation	4
3 Transformations de repère	4
3.1 Les deux problèmes à résoudre	4
3.2 Transformation de Clarke : supprimer la redondance	5
3.3 Transformation de Park : arrêter la rotation	5
3.4 Pourquoi deux étapes plutôt qu'une	5
4 Commande à flux orienté	6
4.1 Principe de l'orientation sur le flux rotorique	6
4.2 Orientation indirecte : localiser le flux sans capteur	6
4.3 Architecture de commande	7
4.4 Compensation du couplage croisé	7
4.5 Limitations et anti-emballement	9
4.6 Onduleur et modulation vectorielle	9
4.7 Réglage des régulateurs	10
5 Environnement de simulation et scénarios d'essai	11
5.1 Mise en œuvre numérique	11
5.2 Scénario A : escalier de vitesse avec perturbation de charge	11
5.3 Scénario B : suivi de rampe et de sinusoïde	12
6 Résultats : scénario A	12
6.1 Flux rotorique et qualité de l'orientation	12
6.2 Suivi de vitesse	13
6.3 Couple	14
6.4 Courants dans le repère du flux rotorique	14
6.5 Courants de phase statoriques	15
6.6 Tensions de commande	15
6.7 Synthèse des performances mesurées	17
7 Résultats : scénario B, comportement en asservissement	17
7.1 Ce qu'une boucle PI peut et ne peut pas suivre	17
7.2 Performances de suivi mesurées	18
7.3 Portée pratique	20
8 Implémentations MATLAB et Simulink	20
8.1 Version 1 : construite à partir de blocs élémentaires	20
8.2 Version 2 : construite à partir de composants de bibliothèque	22
8.3 Résultats et comparaison à trois	23
9 Discussion et limites	25

10 Conclusion et perspectives	26
A Paramètres dérivés et constantes des régulateurs	27
B Régulateur PI discret avec anti-emballement	28
C Organisation du code et reproduction des résultats	29

Table des figures

1	Structure de premier niveau de l'entraînement, telle qu'implémentée dans le modèle Simulink à blocs élémentaires : consigne de vitesse, commande à flux orienté, onduleur et machine, avec retours de courant et de vitesse.	8
2	Intérieur de la commande : transformations de Clarke et de Park, estimateur de flux et intégrateur de glissement, PI de vitesse, les deux PI de courant avec leurs termes de découplage, et la transformation de Park inverse.	8
3	Structure de chaque régulateur PI : voies proportionnelle et intégrale, saturation de sortie, et boucle d'anti-emballlement par recalcul réinjectant l'erreur de saturation dans l'intégrateur à travers K_b	9
4	Flux rotorique sur l'ensemble de l'essai : module du modèle, estimation de la commande et composante en quadrature vue depuis le repère de la commande.	12
5	Réponse en vitesse à l'escalier de consignes, avec l'échelon de charge de 10 N·m appliqué à $t = 0,55$ s.	13
6	Couple électromagnétique pendant le scénario A. Les segments saturés à ± 35 N·m correspondent à la limitation imposée à la sortie du régulateur de vitesse.	14
7	Composantes de courant génératrices de flux et de couple. Les consignes sont tracées en pointillés ; elles sont masquées par les courbes mesurées à cette échelle.	15
8	Courants de phase statoriques sur l'ensemble de l'essai, avec un zoom sur le régime établi final à -800 tr/min.	16
9	Commandes de tension produites par les régulateurs de courant, avec la limite linéaire de la modulation vectorielle.	16
10	Scénario B : réponse en vitesse à la rampe puis aux deux segments sinusoïdaux.	18
11	Scénario B : erreur de suivi. L'échelle verticale rend visible ce que la figure 10 ne peut pas montrer.	18
12	Scénario B : courants dq . La composante génératrice de flux reste constante tandis que la composante de couple fournit le couple d'accélération oscillant.	19
13	Estimateur de flux et générateur d'angle : le retard rotorique de l'équation (16), le calcul du glissement avec sa protection de division, et l'intégrateur produisant θ_e	21
14	Modèle de la machine tracé explicitement : quatre intégrateurs pour les états des équations (4)–(7), les produits de couplage avec ω_r , l'équation du couple et l'intégrateur mécanique.	21
15	Version 2 : source continue, pont universel à IGBT commutant à 10 kHz, mesures de courant et bloc Asynchronous Machine, résolus par powergui en mode discret.	22
16	Commande de la version 2. La permutation d'axes et l'inversion de signe qu'imposent les blocs de transformation SPS référencés au sinus sont visibles sur la voie de mesure comme sur la voie de commande.	23
17	Version 2 : réponse en vitesse. L'escalier est reproduit, avec une fine ondulation sur chaque palier due à l'onduleur commuté.	24
18	Version 2 : courants de phase statoriques, portant désormais l'ondulation MLI que les modèles moyens lissent.	24

Liste des tableaux

2	Grandeurs nominales et paramètres du schéma équivalent de la machine.	3
3	Règles de synthèse, bandes passantes retenues et gains obtenus.	10

4	Scénario A : escalier de consignes de vitesse constantes avec échelon de charge.	11
5	Scénario B : profil de consignes de l'étude de suivi.	12
6	Scénario A : synthèse des grandeurs mesurées.	17
7	Scénario B : erreur de suivi mesurée et prédite.	19
8	Les deux implémentations Simulink.	20
9	Comparaison à trois des implémentations sur le scénario A.	23
10	Grandeurs dérivées et constantes des régulateurs.	28
11	Organisation du code accompagnant le rapport.	29

Nomenclature

$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Composantes de la tension statorique, repère fixe	V
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Composantes du courant statorique, repère fixe	A
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	Composantes du flux rotorique, repère fixe	Wb
v_{sd}, v_{sq}	Composantes de la tension statorique, repère du flux	V
i_{sd}, i_{sq}	Courants générateurs de flux et de couple	A
ψ_r	Module du flux rotorique	Wb
θ_e	Angle du flux rotorique (électrique)	rad
ω_m	Vitesse mécanique du rotor	rad/s
ω_r	Vitesse électrique du rotor, $\omega_r = p \omega_m$	rad/s
ω_{sl}	Pulsation de glissement	rad/s
ω_e	Pulsation synchrone (du flux)	rad/s
T_e, T_L	Couple électromagnétique et couple de charge	N·m
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique ramenée	Ω
L_s, L_r, L_m	Inductances statorique, rotorique et mutuelle	H
σ	Coefficient de dispersion total, $1 - L_m^2 / (L_s L_r)$	–
τ_s, τ_r	Constantes de temps statorique et rotorique	s
R_σ	Résistance transitoire équivalente	Ω
p	Nombre de paires de pôles	–
J, f_r	Inertie du rotor et coefficient de frottement visqueux	kg·m ² , N·m·s
V_{dc}	Tension du bus continu de l'onduleur	V
T_s	Période d'échantillonnage de la commande	s
K_p, K_i	Gains proportionnel et intégral	–
ω_{ci}, ω_{cs}	Pulsations de coupure des boucles de courant et de vitesse	rad/s

Sigles. FOC : commande à flux orienté. IFOC : commande à flux orienté indirecte. MLI : modulation de largeur d'impulsion. SVPWM : modulation vectorielle. SPS : *Specialized Power Systems* (Simscape Electrical). RK4 : Runge–Kutta d'ordre quatre.

1 Introduction

1.1 Contexte et motivation

La machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil reste le convertisseur électromécanique le plus répandu dans l'industrie. Elle ne comporte ni balais, ni aimants permanents, ni enroulement rotorique à raccorder, ce qui la rend peu coûteuse, mécaniquement robuste et pratiquement exempte d'entretien. Ces avantages se paient du côté de la commande. Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le flux inducteur et le courant d'induit circulent dans deux circuits physiquement distincts et naturellement orthogonaux ; le couple peut donc être imposé directement et instantanément par le courant d'induit. Dans une machine asynchrone, aucune séparation de ce type n'existe : le couple résulte de l'interaction de deux grandeurs alternatives, mutuellement couplées et enfouies dans un système d'équations différentielles non linéaires.

Les commandes scalaires, en particulier le fonctionnement à V/f constant, contournent la difficulté en ne réglant que l'amplitude et la fréquence de la tension statorique. Elles sont simples et suffisantes pour des pompes ou des ventilateurs, mais elles ne maîtrisent le flux qu'en moyenne et laissent la dynamique de couple lente et mal amortie. Toute application exigeant une réponse rapide en couple, une régulation précise à basse vitesse ou un passage maîtrisé par la vitesse nulle appelle une autre approche.

La commande à flux orienté, proposée par Blaschke [1] et Hasse [2] au début des années 1970, fournit cette approche. Son idée centrale est un changement de point de vue : au lieu de commander la machine dans un repère lié au stator, on la commande dans un repère lié au flux rotorique. Dans ce repère, et dans celui-là seulement, la machine asynchrone se comporte comme une machine à courant continu à excitation séparée. Une composante du courant impose le flux, l'autre impose le couple, et toutes deux deviennent constantes en régime permanent ; de simples régulateurs PI les régulent alors avec une erreur statique nulle. Le prix à payer est que le repère doit être localisé avec précision, ce qui constitue en réalité l'essentiel du travail de synthèse.

1.2 Objectifs de l'étude

Le travail rapporté ici construit un entraînement à flux orienté complet pour une machine asynchrone de 5 kW et le valide en simulation. Les objectifs retenus sont les suivants.

1. Établir et implémenter un modèle dynamique de la machine adapté à la synthèse de la commande, en énonçant clairement les hypothèses sur lesquelles il repose.
2. Mettre en œuvre les transformations de repère et le mécanisme d'orientation indirecte, estimateur de flux compris, plutôt que de supposer connu l'angle du flux.
3. Synthétiser analytiquement les régulateurs en cascade à partir des paramètres de la machine, et justifier chaque gain et chaque limitation.
4. Valider l'entraînement sur deux scénarios délibérément différents : l'un sollicitant la machine jusqu'à ses limites, l'autre isolant le comportement linéaire de la boucle de vitesse.
5. Reproduire l'ensemble de l'entraînement de façon indépendante sur une seconde plateforme, dont un modèle à onduleur réellement commuté, et comparer quantitativement les résultats.

Le cinquième objectif mérite un commentaire. Une simulation unique ne prouve pas grand-chose : un modèle et sa commande peuvent être faux de manière mutuellement cohérente et

produire malgré tout une courbe plausible. Construire trois fois le même entraînement, avec deux outils différents et deux représentations différentes de l'onduleur, transforme l'exercice en une véritable vérification croisée. Là où les trois implémentations concordent, le résultat est imputable à la physique ; là où elles diffèrent, l'écart doit s'expliquer par ce que chaque modèle représente réellement. Cette discipline est appliquée tout au long de la section 8.

1.3 Plan du rapport

La section 2 établit le modèle de la machine et donne le jeu de paramètres. La section 3 présente les transformations de Clarke et de Park et explique pourquoi elles sont appliquées en deux étapes. La section 4 développe la structure de commande, l'estimateur de flux, les termes de découplage, la stratégie de limitation et le réglage analytique des correcteurs. La section 5 décrit l'environnement de simulation et les deux scénarios d'essai. Les sections 6 et 7 présentent et discutent les résultats de chaque scénario. La section 8 traite des deux implémentations Simulink et de la comparaison à trois. La section 9 discute les limites de l'étude et la section 10 conclut.

2 Modélisation de la machine asynchrone

2.1 Hypothèses

Le modèle utilisé dans ce rapport est le modèle dynamique classique à deux axes. Il repose sur les hypothèses suivantes, usuelles pour une étude d'entraînement et énoncées explicitement parce que plusieurs d'entre elles réapparaissent dans la discussion de la section 9.

- Les trois enroulements statoriques sont identiques, à répartition sinusoïdale et décalés de 120° dans l'espace ; la cage est représentée par un enroulement triphasé équivalent ramené au stator.
- Le circuit magnétique est linéaire : la saturation et l'hystérésis sont négligées, donc toutes les inductances sont constantes.
- Les pertes fer sont négligées. Seules subsistent les pertes cuivre, à travers R_s et R_r .
- Les effets d'encoches et les harmoniques d'espace sont ignorés : l'induction d'entrefer est supposée à répartition sinusoïdale.
- La machine est symétrique et le neutre est isolé, d'où $i_a + i_b + i_c = 0$ et une composante homopolaire nulle.
- Les paramètres sont constants. En particulier, la résistance rotorique R_r ne varie pas avec la température, hypothèse reprise à la section 9.

2.2 Caractéristiques de la machine

La machine étudiée est un moteur à cage de 5 kW, 380 V, à quatre pôles. Ses paramètres sont donnés dans le tableau 2 ; ils correspondent à une machine de laboratoire courante et constituent les valeurs utilisées par les trois implémentations de l'entraînement.

Quatre grandeurs dérivées reviennent constamment dans les équations et dans la synthèse des correcteurs ; il est utile de les calculer une fois pour toutes :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 0,0555, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} = 87,0 \text{ ms}, \quad (1)$$

Tab. 2. Grandeurs nominales et paramètres du schéma équivalent de la machine.

Grandeur	Symbole	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_n	5000	W
Tension composée nominale (eff.)	U_n	380	V
Courant nominal	I_n	10,5	A
Fréquence nominale	f_n	50	Hz
Paires de pôles	p	2	–
Résistance statorique	R_s	0,435	Ω
Résistance rotorique ramenée	R_r	0,816	Ω
Inductance statorique totale	L_s	0,071	H
Inductance rotorique totale	L_r	0,071	H
Inductance mutuelle	L_m	0,069	H
Inertie du rotor	J	0,0056	kg·m ²
Frottement visqueux	f_r	0,0015	N·m·s

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} = 163,2 \text{ ms}, \quad \sigma L_s = 3,94 \text{ mH}. \quad (2)$$

Le coefficient de dispersion σ est faible, comme on l'attend d'une machine à entrefer réduit : seuls 5,5 % du flux statorique n'embrassent pas le rotor. Le produit σL_s est l'inductance transitoire, c'est-à-dire l'inductance vue par une variation rapide de courant ; elle est environ dix-huit fois plus petite que L_s , et c'est cette petite valeur, et non L_s , qui détermine la rapidité que l'on peut donner aux boucles de courant. La constante de temps rotorique τ_r fixe la vitesse à laquelle le flux peut être établi ou modifié, et réapparaît dans la relation de glissement de la section 4.2.

2.3 Modèle d'état dans le repère fixe

Plusieurs formulations équivalentes du modèle de la machine asynchrone existent ; elles diffèrent par le choix du repère et des variables d'état. La formulation retenue ici utilise le repère fixe $\alpha\beta$ avec pour états les courants statoriques et les flux rotoriques :

$$\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta}]^T. \quad (3)$$

En partant des équations de tension statoriques et rotoriques écrites dans le repère fixe et en éliminant les courants rotoriques au moyen de la définition du flux $\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s$, le modèle prend la forme

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{\psi_{r\alpha}}{\tau_r} - \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha}, \quad (4)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{\psi_{r\beta}}{\tau_r} + \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta}, \quad (5)$$

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\alpha} - R_\sigma i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\beta} \right], \quad (6)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\beta} - R_\sigma i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} \right], \quad (7)$$

où $\omega_r = p \omega_m$ désigne la vitesse électrique du rotor et

$$R_\sigma = R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 = 1,206 \, \Omega \quad (8)$$

la résistance équivalente vue par la dynamique transitoire des courants.

Le couple électromagnétique découle du produit vectoriel du flux rotorique et du courant statorique. Avec la convention de conservation des amplitudes adoptée ici (voir la section 3.2), un facteur 3/2 apparaît :

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}), \quad (9)$$

et l'équation mécanique referme le modèle :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - f_r \omega_m. \quad (10)$$

2.4 Justification de cette formulation

Une formulation tout aussi répandue conserve les quatre courants $[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}]^T$ comme états et écrit le modèle sous la forme $\mathbf{L} \dot{\mathbf{x}} = -(\mathbf{R} + \omega_r \mathbf{A})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{v}$. Les deux descriptions sont strictement équivalentes, reliées par le changement de variables linéaire $\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s$. La forme fondée sur le flux a été préférée ici pour deux raisons pratiques.

D'une part, le flux rotorique est précisément la grandeur physique sur laquelle la commande s'oriente ; le conserver comme état rend l'erreur d'orientation directement observable, puisque la commande estime le flux indépendamment et que l'écart entre l'estimation et l'état du modèle est disponible à chaque instant. Si l'angle réel du flux avait été fourni à la commande, l'orientation aurait été supposée plutôt que démontrée, et les résultats de la section 6.1 ne porteraient aucune information.

D'autre part, les états de flux sont lents. Leur constante de temps vaut $\tau_r = 87 \text{ ms}$, alors que les courants évoluent avec la constante de temps transitoire $\sigma L_s / R_\sigma \approx 3,3 \text{ ms}$. Conserver explicitement les variables lentes améliore le conditionnement de l'intégration et autorise un pas fixe confortable.

3 Transformations de repère

3.1 Les deux problèmes à résoudre

Le stator porte trois courants décalés de 120° . Deux difficultés distinctes en découlent, et il est utile de les reconnaître comme séparées, car chaque transformation en résout exactement une.

La première difficulté est la redondance. Avec un neutre isolé, $i_a + i_b + i_c = 0$: seules deux des trois grandeurs de phase sont indépendantes. Manipuler trois variables couplées quand deux suffisent complique toutes les étapes suivantes sans apporter d'information.

La seconde difficulté est que, dans tout repère lié au stator, les grandeurs électriques sont sinusoïdales à la fréquence d'alimentation. Un régulateur PI appliqué à une consigne sinusoïdale ne peut pas atteindre une erreur statique nulle, car sa fonction de transfert en

boucle ouverte ne contient aucun terme résonnant à la fréquence d'excitation. La section 7.1 revient en détail sur ce point ; il suffit pour l'instant de noter que réguler des sinusoides avec des PI est structurellement insatisfaisant.

3.2 Transformation de Clarke : supprimer la redondance

La transformation de Clarke projette les trois axes de phase sur deux axes fixes orthogonaux : α , aligné sur l'axe de la phase a , et β , en quadrature. La composante homopolaire est écartée. Sous la forme à conservation des amplitudes employée ici,

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Le facteur $2/3$ est une convention et non une nécessité physique. Il est choisi pour que le module du vecteur d'espace obtenu soit égal à la valeur crête des grandeurs de phase, ce qui rend les limitations et les consignes directement interprétables : une limite de courant de 25 A dans le plan $\alpha\beta$ correspond bien à un courant de phase crête de 25 A. La conséquence de ce choix est le facteur $3/2$ dans l'expression du couple (9) ; avec la normalisation à puissance conservée $\sqrt{2/3}$, l'expression du couple ne porterait aucun facteur numérique, mais les amplitudes de courant ne correspondraient plus aux valeurs crêtes de phase. Les deux conventions sont correctes pourvu qu'elles soient employées de façon cohérente ; les mélanger est une source classique d'un facteur $\sqrt{3/2}$ sur le couple.

Après la transformation de Clarke, la machine est décrite comme une machine diphasée équivalente. Les grandeurs restent alternatives : le vecteur d'espace courant $\vec{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$ tourne à la fréquence d'alimentation. Seule la redondance a été supprimée.

3.3 Transformation de Park : arrêter la rotation

La transformation de Park réexprime le vecteur $\alpha\beta$ dans un repère tournant à l'angle θ , qui pour la commande vectorielle est l'angle du flux rotorique θ_e :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Vues depuis un repère qui tourne avec le vecteur flux, les sinusoides du régime permanent deviennent des constantes. C'est l'étape décisive de toute la méthode. Trois conséquences en découlent immédiatement : les régulateurs PI agissant sur des grandeurs dq présentent une erreur statique nulle, les termes de précommande et les saturations deviennent des constantes ayant un sens physique, et la structure flux/couple de la machine devient visible, comme le montre la section 4.1.

3.4 Pourquoi deux étapes plutôt qu'une

Conceptuellement, Clarke suivie de Park constitue une transformation unique de abc vers dq , que l'on pourrait implémenter comme une seule matrice 2×3 à coefficients dépendant de l'angle. La séparer reste néanmoins la pratique courante, pour trois raisons.

Séparation des rôles. Clarke traite la géométrie du bobinage : trois axes deviennent deux axes orthogonaux et l'homopolaire disparaît. Park traite la dynamique : une description fixe

devient tournante. Les garder séparées isole une étape constante et purement algébrique de l'étape dépendante de l'angle.

Coût de calcul. La matrice de Clarke est à coefficients constants et n'exige aucune évaluation trigonométrique. Seule Park requiert $\sin \theta_e$ et $\cos \theta_e$, calculés une fois par période d'échantillonnage et partagés par la voie de mesure ($abc \rightarrow dq$) et la voie de commande ($dq \rightarrow abc$). Sur un DSP à virgule fixe, cela compte.

Les signaux intermédiaires servent. Les grandeurs $\alpha\beta$ sont exactement ce que consomme le modulateur vectoriel (section 4.6) et ce qu'utilisent les observateurs en repère fixe des commandes sans capteur. La chaîne $abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$ les fournit gratuitement.

Le chemin inverse applique la transformation de Park inverse aux commandes de tension v_d^*, v_q^* , puis la transformation de Clarke inverse, produisant les références triphasées que le modulateur doit synthétiser.

4 Commande à flux orienté

4.1 Principe de l'orientation sur le flux rotorique

Choisissons l'axe d du repère de Park confondu avec le vecteur flux rotorique. Par construction, $\psi_{rq} = 0$ et $\psi_{rd} = \psi_r$. En reportant dans les équations de la machine écrites dans le repère tournant, celles-ci se réduisent à

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{sd}, \quad (13)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq}. \quad (14)$$

L'équation (13) établit que le flux rotorique est gouverné par le seul i_{sd} , à travers un premier ordre de constante de temps τ_r . L'équation (14) établit qu'à flux constant, le couple est proportionnel à i_{sq} . L'analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée est alors complète : i_{sd} joue le rôle du courant inducteur et i_{sq} celui du courant d'induit, et les deux voies sont indépendantes.

Ce résultat est conditionnel. Il n'est vrai que si le repère est effectivement aligné sur le flux rotorique, c'est-à-dire si θ_e est connu avec précision. Localiser cet angle constitue donc le véritable problème, objet de la sous-section suivante.

4.2 Orientation indirecte : localiser le flux sans capteur

Le flux rotorique d'une machine à cage n'est pas directement mesurable : il n'y a ni enroulement rotorique accessible, ni capteur de flux sur un moteur standard. Deux familles de solutions existent. L'orientation directe estime le vecteur flux à partir des grandeurs terminales mesurées, au moyen d'un observateur. L'orientation indirecte, due à Hasse [2], calcule l'angle à partir de la relation de glissement, exacte lorsque le repère est orienté :

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \psi_r}, \quad \theta_e = \int (p \omega_m + \omega_{sl}) dt. \quad (15)$$

L'angle est ainsi obtenu en ajoutant un glissement calculé à la position rotorique mesurée, puis en intégrant. Le module du flux qui figure dans (15) est fourni par un estimateur de type

modèle en courant, qui n'est autre que le retard rotorique de (13) utilisé en observateur :

$$\hat{\psi}_r = \frac{L_m}{1 + s \tau_r} i_{sd}. \quad (16)$$

Utiliser l'estimation plutôt que la valeur de consigne importe pendant l'établissement du flux. Au démarrage, le flux réel est nul alors que sa consigne vaut 0,8 Wb ; injecter la consigne dans (15) produirait un glissement très inférieur à sa valeur correcte et un facteur de couple bien trop optimiste, et l'entraînement perdrait son orientation précisément au moment où il est le plus fragile. Injecter l'estimation maintient les deux grandeurs cohérentes avec l'état réel de la machine.

Le schéma présente une faiblesse bien connue qu'il vaut mieux énoncer d'emblée : (15) et (16) contiennent toutes deux $\tau_r = L_r/R_r$, or R_r varie jusqu'à 50 % entre un rotor froid et un rotor chaud. Un τ_r mal réglé introduit une erreur d'orientation permanente, qui dégrade le découplage et la précision du couple sans provoquer la moindre instabilité : elle passe donc facilement inaperçue. La section 9 revient sur ce point.

4.3 Architecture de commande

La structure complète est représentée sur la figure 1. Elle est organisée en cascade sur deux niveaux.

Le niveau externe est la boucle de vitesse. Son régulateur PI convertit l'erreur de vitesse en une demande de couple T_e^* , ensuite divisée par $\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r$ pour produire la consigne de courant de couple i_{sq}^* , conformément à (14). La voie de flux ne nécessite aucun régulateur dans la zone à flux constant : le retard rotorique (13) étant déjà un premier ordre stable de gain statique unitaire lorsqu'on l'écrit en fonction de $L_m i_{sd}$, la consigne $i_{sd}^* = \psi_r^*/L_m = 11,6$ A est appliquée directement. Un régulateur de flux ne serait nécessaire qu'en cas de défluxage.

Le niveau interne comporte deux régulateurs de courant, un par axe, échantillonnés à 10 kHz. Ils agissent sur des grandeurs dq , donc leurs consignes sont constantes en régime permanent et leur erreur statique est nulle. Leurs sorties sont les commandes de tension v_d^* et v_q^* .

4.4 Compensation du couplage croisé

Les deux voies de courant ne sont pas naturellement indépendantes. L'écriture des équations statoriques dans le repère tournant fait apparaître des termes croisés proportionnels à ω_e , qui couplent les axes d et q et agissent l'un sur l'autre comme des perturbations. Ils sont annulés par précommande :

$$v_{d,\text{ff}} = -\omega_e \sigma L_s i_{sq}, \quad (17)$$

$$v_{q,\text{ff}} = +\omega_e \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r \right). \quad (18)$$

Le second terme de $v_{q,\text{ff}}$ est la force contre-électromotrice, qui croît linéairement avec la vitesse et constitue de loin la principale perturbation que le régulateur de l'axe q devrait sinon rejeter. La compenser explicitement fait que chaque PI voit, en bonne approximation, un simple premier ordre $R-L$:

$$G_i(s) = \frac{1}{\sigma L_s s + R_\sigma}. \quad (19)$$

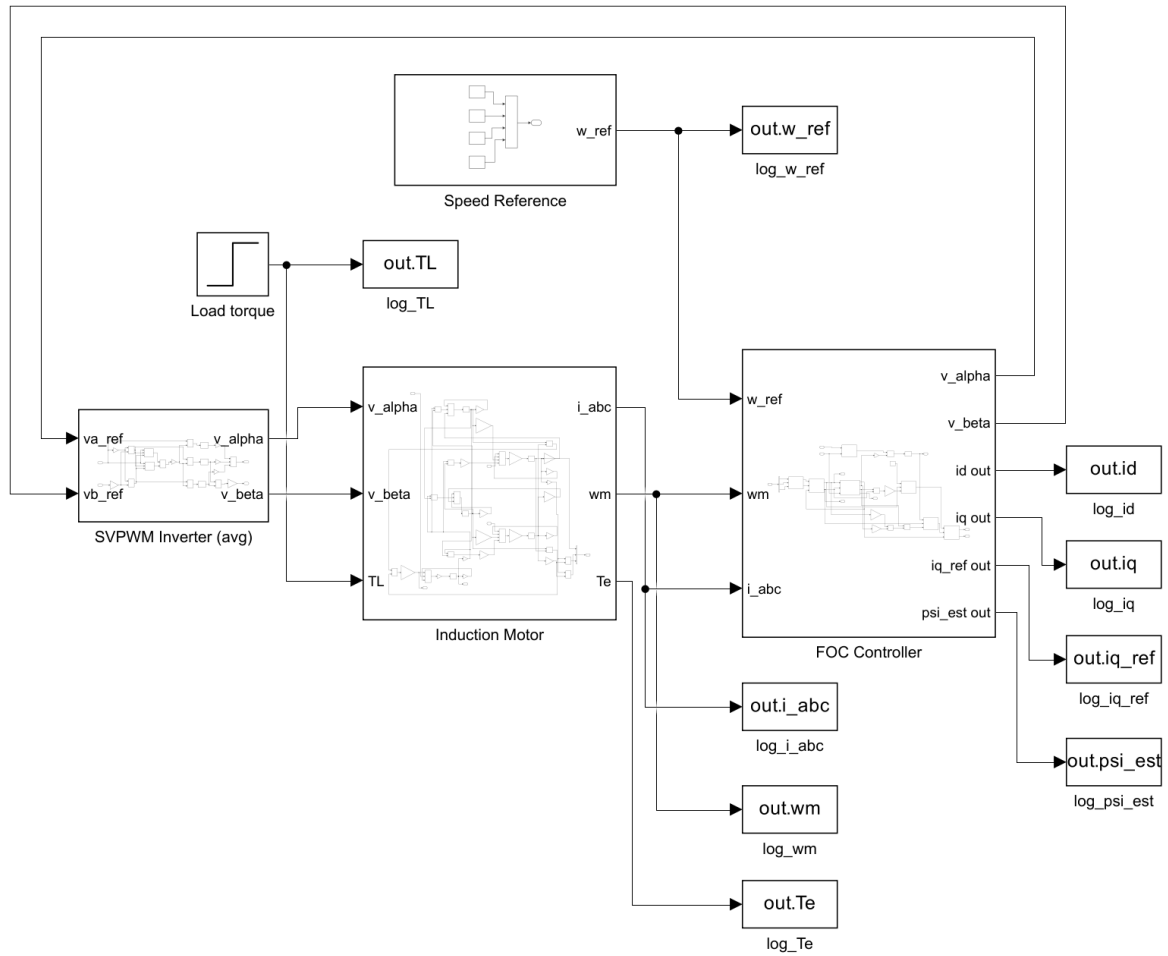


Fig. 1. Structure de premier niveau de l'entraînement, telle qu'implémentée dans le modèle Simulink à blocs élémentaires : consigne de vitesse, commande à flux orienté, onduleur et machine, avec retours de courant et de vitesse.

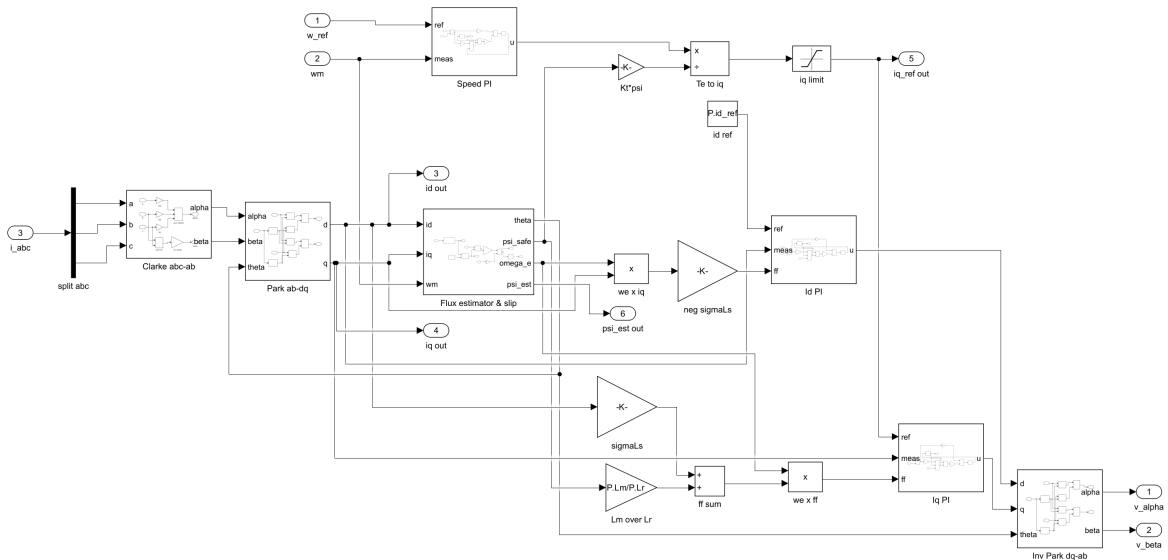


Fig. 2. Intérieur de la commande : transformations de Clarke et de Park, estimateur de flux et intégrateur de glissement, PI de vitesse, les deux PI de courant avec leurs termes de découplage, et la transformation de Park inverse.

C'est ce qui légitime le réglage analytique de la section 4.7.

4.5 Limitations et anti-emballlement

Un entraînement sans limitation n'est pas un entraînement. Trois limitations sont imposées, dans un ordre de priorité défini.

- **Limitation de couple.** La sortie du PI de vitesse est écrêtée à $\pm 35 \text{ N}\cdot\text{m}$, soit environ 2,2 fois le couple nominal. Cela limite l'accélération et, indirectement, le courant.
- **Limitation de courant.** Le vecteur courant statorique est limité à 25 A crête. L'axe d est prioritaire, car perdre le flux est plus grave que perdre du couple : la consigne de l'axe q est limitée à $i_{q,\max} = \sqrt{I_{\max}^2 - i_{sd}^{*2}} = 22,1 \text{ A}$.
- **Limitation de tension.** Le vecteur tension est limité au domaine linéaire de la modulation vectorielle, là encore avec priorité à l'axe d .

Tous les PI de l'entraînement sont munis d'un anti-emballlement par recalcul : l'écart entre la sortie saturée et la sortie non saturée est réinjecté dans l'intégrateur à travers un gain K_b . Ce n'est pas un raffinement cosmétique. La section 8.1 en donne la mesure : avec un simple écrêtage de l'intégrateur, la boucle de vitesse dépasse jusqu'à environ 960 tr/min sur un échelon à 800 tr/min, parce que l'état intégral se charge pendant la phase saturée et doit ensuite être déchargé. Avec le recalcul, le dépassement disparaît entièrement.

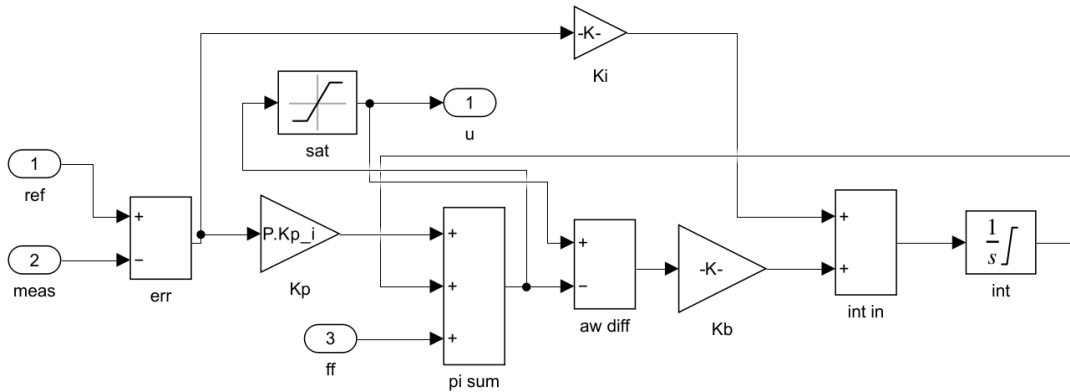


Fig. 3. Structure de chaque régulateur PI : voies proportionnelle et intégrale, saturation de sortie, et boucle d'anti-emballlement par recalcul réinjectant l'erreur de saturation dans l'intégrateur à travers K_b .

4.6 Onduleur et modulation vectorielle

La machine est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, alimenté par un bus continu de $V_{dc} = 540 \text{ V}$, ce qui correspond à la sortie naturelle d'un redresseur à diodes alimenté par le réseau 380 V ($\sqrt{2} \times 380 \approx 537 \text{ V}$).

Plutôt que d'implémenter explicitement l'algorithme de secteurs et de durées, le modulateur utilise l'injection de mode commun min-max équivalente :

$$v_{cm} = -\frac{1}{2} \left(\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*) \right), \quad (20)$$

ajoutée aux trois références de phase avant comparaison avec la porteuse. Elle produit exactement les mêmes rapports cycliques que la modulation vectorielle classique, pour une

fraction du coût de calcul, et étend le domaine linéaire jusqu'à une amplitude de tension simple de

$$\hat{V}_{\max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = 311,8 \text{ V}, \quad (21)$$

soit 15,5 % de plus que les $V_{dc}/2 = 270 \text{ V}$ atteignables en MLI sinusoïdale. Tout le domaine de fonctionnement de l'étude a été choisi à l'intérieur de cette limite, de sorte que le défluxage n'est jamais nécessaire et que l'hypothèse de flux constant de la section 4.1 reste valable de bout en bout.

Pour le modèle Python et pour le modèle Simulink à blocs élémentaires, l'onduleur est représenté par son modèle moyen : la tension commandée est appliquée directement. Le modèle réellement commuté est utilisé dans l'implémentation Simscape Electrical de la section 8.2, et la comparaison entre les deux quantifie exactement ce que la moyennisation écarte.

4.7 Réglage des régulateurs

Le découplage étant actif, chaque boucle de courant voit le premier ordre (19). En choisissant le zéro du PI pour compenser le pôle du procédé, $K_p/K_i = \sigma L_s/R_\sigma$, la boucle ouverte se réduit à un intégrateur pur dont la pulsation de coupure est directement fixée par les gains :

$$K_{p,i} = \sigma L_s \omega_{ci}, \quad K_{i,i} = R_\sigma \omega_{ci}. \quad (22)$$

Pour la boucle de vitesse, le procédé mécanique est $1/(Js + f_r)$; f_r étant très faible, il s'agit essentiellement d'un intégrateur pur. Les gains découlent de la pulsation de coupure souhaitée ω_{cs} :

$$K_{p,s} = J \omega_{cs}, \quad K_{i,s} = \frac{K_{p,s} \omega_{cs}}{5}, \quad (23)$$

où le facteur 5 place le zéro du PI un cinquième de décade sous la coupure, compromis usuel donnant une marge de phase voisine de 60° .

Les valeurs numériques sont rassemblées dans le tableau 3.

Tab. 3. Règles de synthèse, bandes passantes retenues et gains obtenus.

Boucle	Règle de synthèse	Bande passante	K_p	K_i
Courant d, q	compensation pôle-zéro	400 Hz	9,9 V/A	3030 V/(A·s)
Vitesse	intégrateur + zéro à $\omega_{cs}/5$	30 Hz	1,06 N·m·s	39,8 N·m

Deux choix de conception méritent d'être justifiés.

Pourquoi 400 Hz pour les boucles de courant. La borne supérieure est fixée par la fréquence d'échantillonnage. Avec $T_s = 100 \mu\text{s}$, celle-ci vaut 10 kHz, et une règle empirique répandue maintient la bande passante en boucle fermée sous le vingtième de la fréquence d'échantillonnage, afin de laisser la discrétisation et le retard du modulateur hors de la bande de la boucle. 400 Hz correspond exactement au vingt-cinquième, ce qui est confortable.

Pourquoi 30 Hz pour la boucle de vitesse. La borne inférieure provient de l'exigence de rejet de perturbation plutôt que du suivi de consigne. Pour un échelon de couple de charge

ΔT_L appliqué à une inertie J avec une boucle de vitesse de coupure ω_{cs} , le creux transitoire de vitesse varie approximativement comme $\Delta\omega \approx \Delta T_L / (J \omega_{cs})$. Avec $J = 0,0056 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ et $\Delta T_L = 10 \text{ N}\cdot\text{m}$, une bande passante de 15 Hz donnerait un creux de l'ordre de 180 tr/min, inacceptable pour l'application visée. Doubler la bande passante à 30 Hz divise le creux par deux ; la valeur mesurée en simulation est de 69 tr/min (section 6.2), conforme à l'estimation. La borne supérieure est la condition habituelle des cascades, à savoir que la boucle externe soit nettement plus lente que l'interne ; le rapport vaut ici $400/30 \approx 13$, ce qui est largement suffisant.

5 Environnement de simulation et scénarios d'essai

5.1 Mise en œuvre numérique

Le procédé est intégré par un schéma de Runge–Kutta d'ordre quatre à pas fixe de $20 \mu\text{s}$, soit cinq sous-pas d'intégration par période de commande. Le choix d'un pas fixe, plutôt que d'un solveur à pas variable, est délibéré : il rend la simulation déterministe et directement comparable aux modèles Simulink discrets.

La commande est implémentée comme un système réellement discret cadencé à $T_s = 100 \mu\text{s}$. Entre deux instants d'échantillonnage, aucun état de la commande n'est mis à jour : les intégrateurs conservent leur valeur, les transformations ne sont pas recalculées, et la tension appliquée à l'onduleur est celle calculée au dernier instant d'échantillonnage. Cela reproduit le fonctionnement d'une implémentation réelle sur DSP, et explique que les résultats Python présentent des temps d'établissement légèrement plus longs que le modèle Simulink à régulateur continu de la section 8.1. Les mesures de courant et de vitesse sont supposées idéales, sans bruit, sans quantification et sans retard.

5.2 Scénario A : escalier de vitesse avec perturbation de charge

Le premier scénario sollicite l'entraînement en tant que machine, en le poussant délibérément jusqu'à sa limitation de couple et à travers la vitesse nulle. Son profil est donné dans le tableau 4.

Tab. 4. Scénario A : escalier de consignes de vitesse constantes avec échelon de charge.

Instant / intervalle	Consigne	Objet
0 – 0,30 s	0 tr/min	établissement du flux, magnétisation à 0,8 Wb
0,30 s	échelon 0 → 800 tr/min	accélération depuis l'arrêt
0,55 s	—	échelon de charge de 10 N·m, maintenu
0,80 s	échelon 800 → 1400 tr/min	accélération en charge
1,30 s	échelon 1400 → 600 tr/min	décélération, freinage récupératif
1,80 s	échelon 600 → –800 tr/min	inversion quatre quadrants
1,80 – 2,40 s	maintien à –800 tr/min	régime inversé établi, en charge

Des consignes constantes atteintes par échelons ont été délibérément retenues comme classe d'essai. Comme le montre la section 7.1, une cascade à régulateurs PI suit exactement cette classe de consignes avec une erreur statique rigoureusement nulle. Tout écart observé dans les résultats est donc imputable à la physique de l'entraînement, limitation de couple ou perturbation de charge, et non à une limitation structurelle du régulateur. C'est cette séparation

des causes qui rend les résultats interprétables.

5.3 Scénario B : suivi de rampe et de sinusoïde

Le second scénario sollicite la boucle de vitesse en tant qu'asservissement. Il est exécuté à vide, avec des consignes assez douces pour qu'aucune limitation ne soit atteinte, de sorte que les erreurs mesurées reflètent le seul comportement linéaire de la boucle.

Tab. 5. Scénario B : profil de consignes de l'étude de suivi.

Intervalle	Consigne	Objet
0 – 0,30 s	0 tr/min	établissement du flux
0,30 – 0,90 s	rampe 0 → 1000 tr/min	suivi de rampe, classe 2
0,90 – 1,20 s	maintien à 1000 tr/min	établissement
1,20 – 1,70 s	sinus 1000 ± 150 tr/min à 2 Hz	suivi sinusoïdal lent
1,70 – 2,30 s	sinus 1000 ± 150 tr/min à 5 Hz	suivi sinusoïdal rapide

6 Résultats : scénario A

6.1 Flux rotorique et qualité de l'orientation

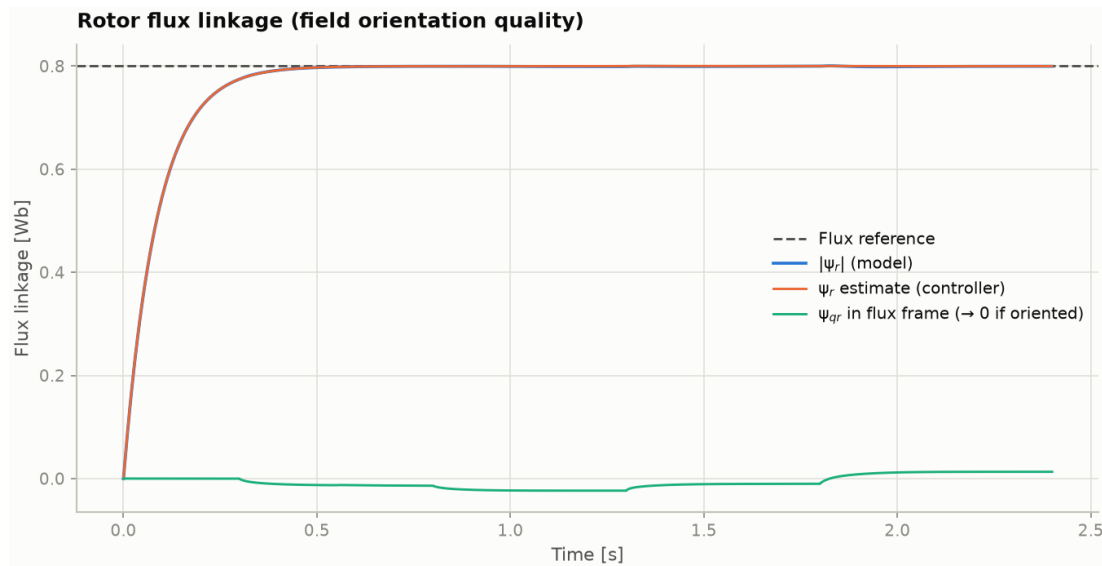


Fig. 4. Flux rotorique sur l'ensemble de l'essai : module du modèle, estimation de la commande et composante en quadrature vue depuis le repère de la commande.

La figure 4 montre l'établissement du flux et son comportement ultérieur. Le module croît selon la réponse du premier ordre attendue, de constante de temps $\tau_r = 87$ ms, et est établi après environ $3\tau_r \approx 0,26$ s ; c'est la raison pour laquelle le profil de consignes laisse 0,30 s avant le premier échelon de vitesse. À partir de cet instant, le flux reste verrouillé sur sa consigne de 0,8 Wb pendant les deux secondes restantes, à travers quatre échelons de vitesse, l'application de la charge et l'inversion.

Deux observations établissent que l'orientation est correcte. D'une part, l'estimation de la commande se superpose au module du flux du modèle, ce qui valide l'estimateur (16). D'autre

part, et c'est le point important, la composante de flux en quadrature mesurée dans le repère propre de la commande ne dépasse jamais 0,02 Wb environ, soit 2,5 % de la valeur nominale, et retombe à 0,013 Wb en fin d'essai. Un entraînement parfaitement orienté afficherait exactement zéro. Ce résidu est l'erreur d'orientation transitoire de la méthode indirecte, qui apparaît lors des variations rapides du glissement et décroît ensuite. Son ordre de grandeur est la signature attendue d'une IFOC correcte ; une valeur de plusieurs dizaines de pour cent aurait signalé un τ_r mal réglé ou une erreur de signe dans les transformations.

6.2 Suivi de vitesse

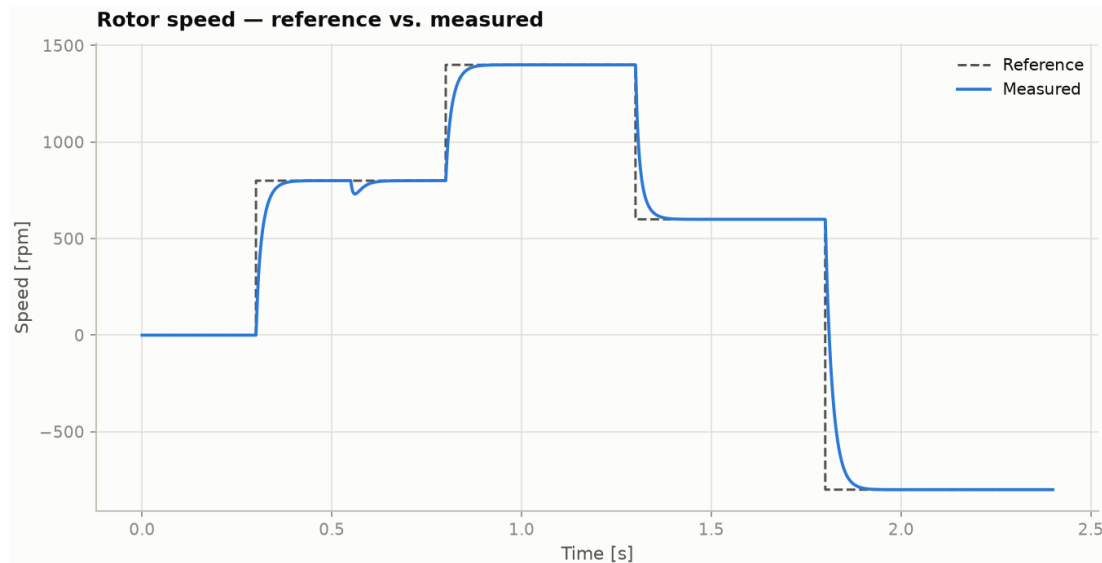


Fig. 5. Réponse en vitesse à l'escalier de consignes, avec l'échelon de charge de 10 N·m appliqué à $t = 0,55$ s.

Chaque échelon de la figure 5 produit la même signature : un transitoire limité en couple, suivi d'une approche exponentielle du nouveau palier, sans dépassement ni erreur statique. Les temps d'établissement mesurés dans une bande de ± 10 tr/min valent 79 ms pour l'échelon à 800 tr/min, 75 ms pour celui à 1400 tr/min, 71 ms pour la décélération à 600 tr/min et 95 ms pour l'échelon d'inversion, d'amplitude 1400 tr/min.

Pendant les transitoires, la rapidité est fixée par le plafond de couple de 35 N·m et non par les gains de la boucle. Cela se lit dans la forme de la courbe : la vitesse croît selon un segment rectiligne, correspondant à une accélération constante sous couple constant, et le comportement linéaire de la boucle ne reprend la main que dans la dernière partie du transitoire. Que les temps d'établissement soient malgré tout comparables pour des échelons d'amplitudes très différentes en est la conséquence directe : un échelon deux fois plus grand passe environ deux fois plus de temps en saturation, mais l'approche linéaire finale est identique.

L'inversion à $t = 1,80$ s est traitée sans aucune logique dédiée. L'entraînement freine, traverse la vitesse nulle et réaccélère en sens inverse, ce qui constitue le fonctionnement quatre quadrants qu'offre naturellement la commande vectorielle. Il n'y a ni discontinuité, ni remagnétisation, ni perte d'orientation à vitesse nulle, car l'angle du flux résulte de l'intégration de $p\omega_m + \omega_{sl}$ et reste parfaitement défini lorsque ω_m change de signe.

Entre les transitoires, l'erreur s'annule pour ainsi dire : 0,05 tr/min en valeur efficace, avec un maximum de 0,25 tr/min sur l'ensemble des portions établies. C'est le principe du modèle

interne à l'œuvre, et la section 7.1 en explicite l'argument.

L'échelon de charge à $t = 0,55$ s produit un creux de 69 tr/min rattrapé en 70 ms environ. C'est le bénéfice direct de la bande passante de 30 Hz retenue à la section 4.7, et il correspond à l'estimation de conception qui y est donnée.

6.3 Couple

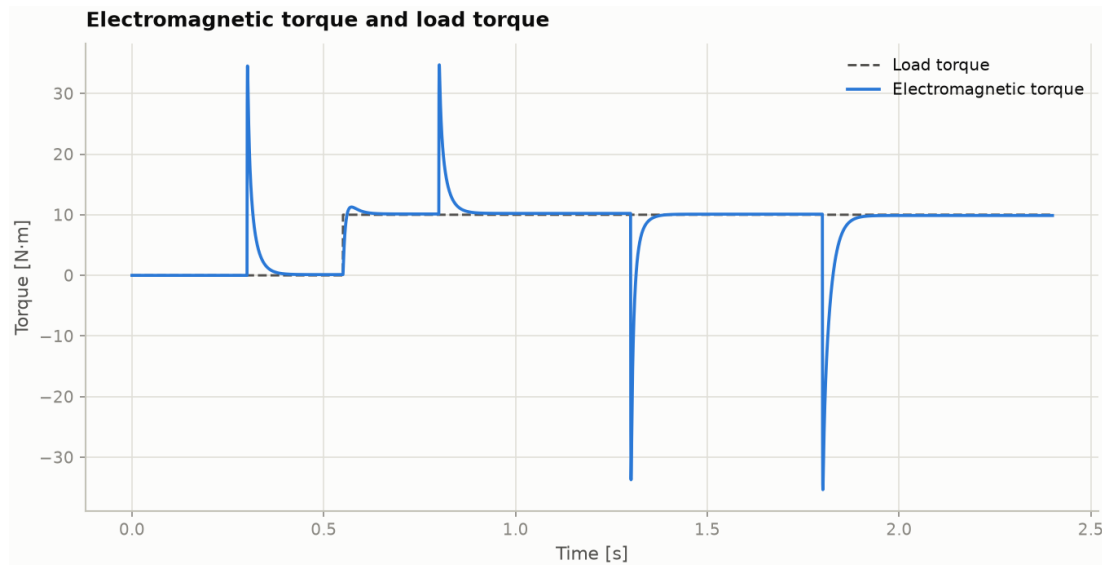


Fig. 6. Couple électromagnétique pendant le scénario A. Les segments saturés à ± 35 N·m correspondent à la limitation imposée à la sortie du régulateur de vitesse.

La courbe de couple de la figure 6 se lit comme un commentaire direct du profil de vitesse. Chaque échelon montant est produit par un segment saturé à $+35$ N·m. À $t = 0,55$ s, le couple passe à 10 N·m lors de l'application de la charge. La décélération de 1400 à 600 tr/min et l'inversion produisent toutes deux des segments saturés à -35 N·m : la machine freine en récupération, fonctionnant brièvement en génératrice tandis que l'énergie cinétique stockée dans l'arbre est renvoyée vers le bus continu à travers l'onduleur.

Après chaque segment saturé, le couple retrouve sa valeur sans dépassement ni transitoire résiduel. C'est l'effet visible de l'anti-emballement : les intégrateurs des régulateurs de courant et de vitesse ne se chargent pas pendant la saturation, si bien qu'il n'y a rien à décharger lorsque le régulateur revient dans son domaine linéaire.

Sur chaque palier, le couple s'établit sur la droite de charge $T_L + f_r \omega_m$. À -800 tr/min, cela donne environ $9,9$ N·m, soit un peu moins que la charge de 10 N·m, car le terme de frottement est négatif lorsque la vitesse est négative et assiste donc le moteur.

6.4 Courants dans le repère du flux rotorique

La figure 7 est la démonstration la plus nette du découplage. Le courant générateur de flux i_{sd} rejoint sa consigne de $11,6$ A à $t = 0$ et y demeure pendant tout l'essai, quoi que fasse l'axe q : quatre échelons de vitesse, plusieurs saturations de couple, l'application de la charge et une inversion complète le laissent inchangé. C'est exactement la propriété que l'orientation du flux est censée apporter, et elle n'est pas obtenue par construction mais bien comme résultat des termes de découplage (18) et d'un angle de flux correct.

Le courant générateur de couple i_{sq} est une copie à l'échelle de la courbe de couple, comme

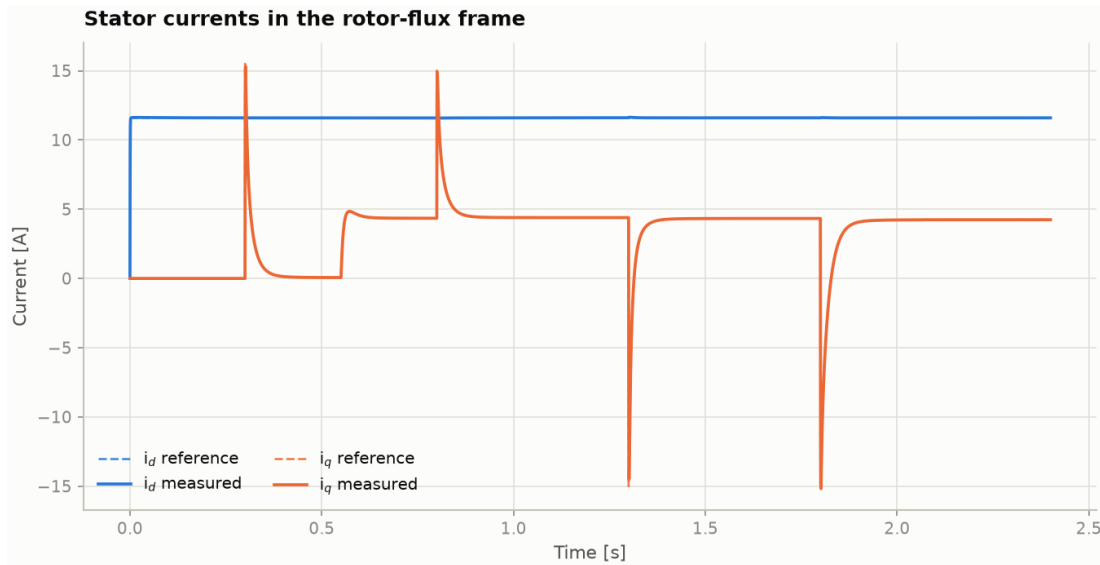


Fig. 7. Composantes de courant génératrices de flux et de couple. Les consignes sont tracées en pointillés; elles sont masquées par les courbes mesurées à cette échelle.

l'annonce (14) à flux constant : pics à +15 A sur les échelons montants, -15 A sur les transitions de freinage, et palier voisin de 4,3 A sur les segments en charge. La valeur de 15 A n'est autre que la limitation de 35 N·m divisée par $\frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_r} \psi_r$.

Consignes et mesures sont indiscernables à l'échelle de la figure. Les boucles de courant à 400 Hz suivent leurs consignes à l'épaisseur du trait près, ce qui explique que les courbes de consigne en pointillés soient invisibles; c'est la traduction pratique d'une séparation d'échelles de temps d'un facteur treize entre les boucles.

6.5 Courants de phase statoriques

La figure 8 retraduit la vision vectorielle en grandeurs physiques d'enroulement, et elle est instructive précisément parce qu'elle paraît si différente.

Pendant la phase de magnétisation, les courants de phase sont continus : $i_a = 11,6$ A et $i_b = i_c = -5,8$ A. Ce n'est pas un artefact. Le vecteur d'espace courant a un module de 11,6 A et ne tourne pas, car le repère du flux lui-même ne tourne pas lorsque la machine est à l'arrêt sans demande de couple. Un champ tournant exige soit une rotation, soit un glissement, et à cet instant il n'y a ni l'une ni l'autre.

Chaque palier de vitesse présente ensuite une fréquence constante distincte, donnée par $f_e = (p \omega_m + \omega_{sl})/2\pi$, avec de brèves surintensités pendant les transitoires limités en couple et une augmentation permanente d'amplitude après l'application de la charge. Pendant l'inversion, la fréquence descend jusqu'à une valeur très faible lorsque la vitesse électrique traverse zéro, puis remonte avec l'ordre des phases inversé. Le zoom montre le régime établi final : trois sinusoïdes équilibrées d'environ 12,3 A d'amplitude à 27 Hz environ. Le courant crête sur l'ensemble de l'essai vaut 19,1 A, confortablement à l'intérieur de la limite de 25 A, ce qui confirme que le plafond de couple de 35 N·m a été choisi de façon cohérente avec la limitation de courant.

6.6 Tensions de commande

La tension d'axe q de la figure 9 porte la force contre-électromotrice et suit donc les paliers de vitesse : environ 250 V à 1400 tr/min, 110 V à 600 tr/min, et une valeur négative à -800 tr/min,

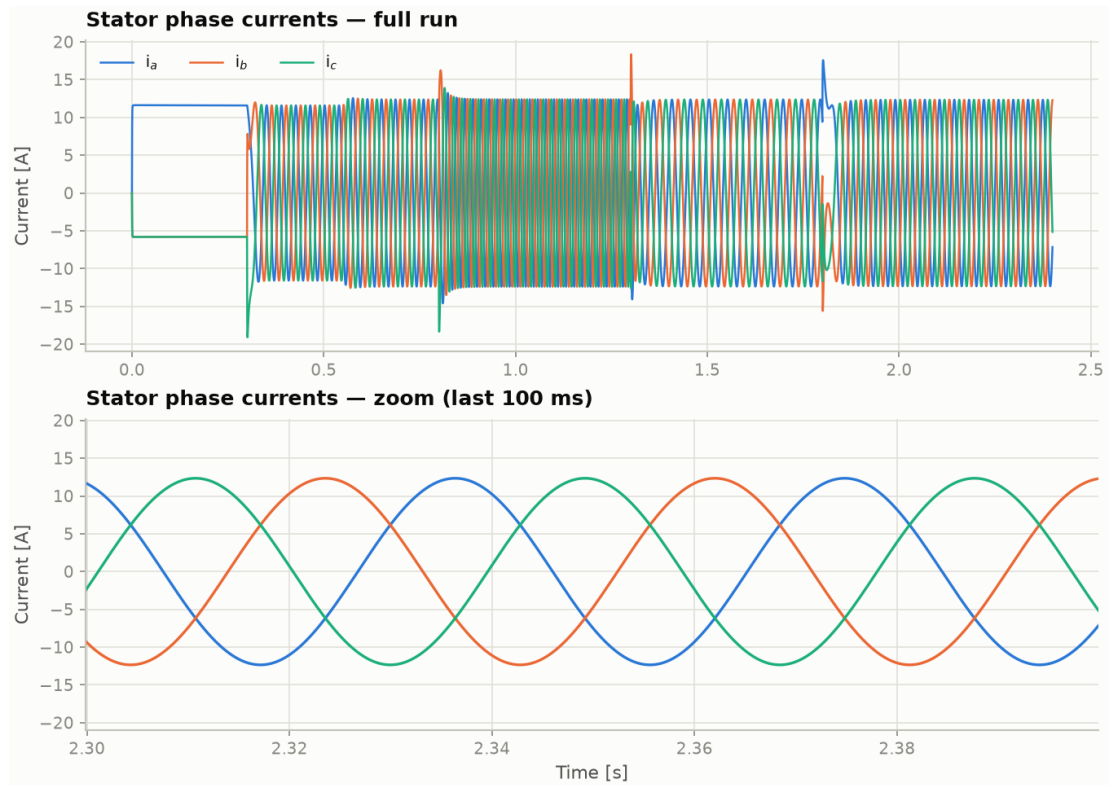


Fig. 8. Courants de phase statoriques sur l'ensemble de l'essai, avec un zoom sur le régime établi final à -800 tr/min.

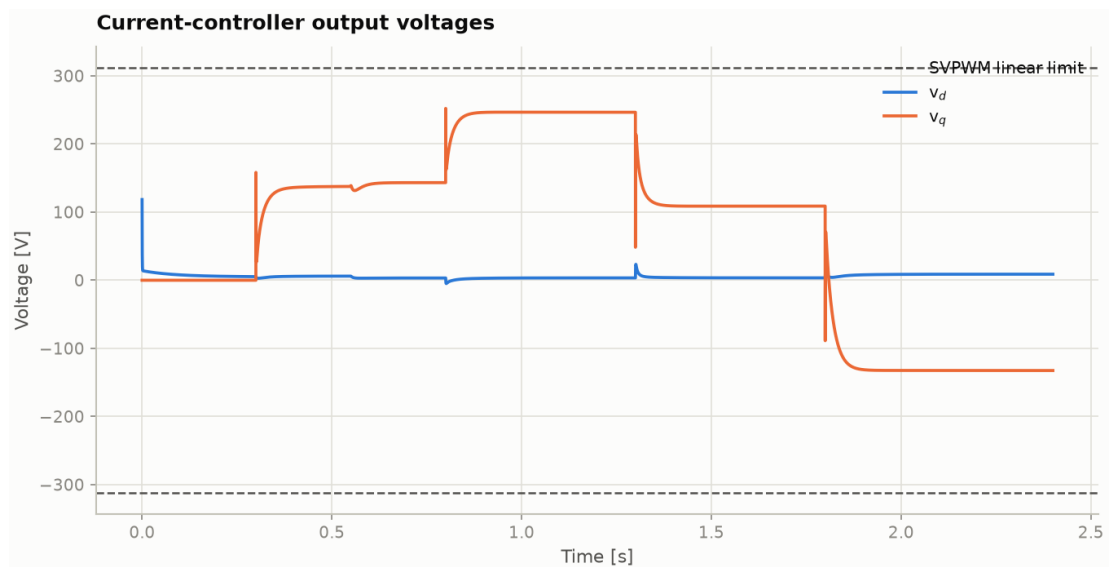


Fig. 9. Commandes de tension produites par les régulateurs de courant, avec la limite linéaire de la modulation vectorielle.

avec de brèves excursions vers la limite pendant les transitoires d'échelon. La tension d'axe d reste faible, voisine de $R_s i_{sd}$ augmentée de la correction de couplage.

Le module du vecteur tension reste à tout instant à l'intérieur de la limite linéaire de 311,8 V. Cela confirme l'intention de conception énoncée à la section 4.6 : le domaine de fonctionnement a été choisi de façon que l'entraînement n'ait jamais besoin de défluxage, ce qui maintient valable l'hypothèse de flux constant et rend directe l'interprétation de toutes les autres figures.

6.7 Synthèse des performances mesurées

Tab. 6. Scénario A : synthèse des grandeurs mesurées.

Grandeur	Valeur
Temps d'établissement, bande ± 10 tr/min (800 / 1400 / 600 / -800)	79 / 75 / 71 / 95 ms
Dépassement sur les échelons	aucun
Erreur de vitesse sur paliers établis, valeur efficace	0,05 tr/min
Erreur de vitesse sur paliers établis, maximum	0,25 tr/min
Creux dû à l'échelon de charge (10 N·m à 800 tr/min) et rattrapage	69 tr/min, ≈ 70 ms
Erreur finale sur le palier à -800 tr/min	0,0 tr/min
Flux rotorique en fin d'essai (consigne 0,80 Wb)	0,800 Wb
Résidu d'orientation $ \psi_{rq} $ en fin d'essai	0,013 Wb (1,6 %)
Courant de phase crête (limite 25 A)	19,1 A

7 Résultats : scénario B, comportement en asservissement

7.1 Ce qu'une boucle PI peut et ne peut pas suivre

Une erreur de suivi nulle en régime établi exige que la boucle ouverte contienne un modèle du signal de consigne. C'est le principe du modèle interne, et son application à la boucle de vitesse explique d'un seul coup les résultats des deux scénarios.

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de vitesse s'écrit approximativement

$$L(s) = \underbrace{\left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)}_{\text{PI}} \cdot \underbrace{\frac{1}{J s}}_{\text{mécanique}} \quad (24)$$

en négligeant le frottement et en considérant la boucle de courant comme idéale dans sa bande passante. Elle contient deux intégrateurs : l'un venant du régulateur, l'autre de l'inertie. Les conséquences découlent directement de la classe de consigne.

Les échelons requièrent un intégrateur en boucle ouverte. La boucle en possède deux : ils sont donc suivis avec une erreur statique nulle. C'est ce qu'observe la section 6.2 sur chaque palier.

Les rampes en requièrent deux. La boucle est de classe 2, donc les rampes sont elles aussi suivies avec une erreur statique nulle.

Les sinusoïdes requièrent une paire de pôles résonnants à la fréquence d'excitation. Le PI ne contient aucun terme de ce type, si bien qu'une consigne sinusoïdale est suivie avec une

erreur finie dépendant de la fréquence. À partir de $E(s) = R(s)/(1 + L(s))$, un sinus d'amplitude A et de pulsation ω laisse une erreur d'amplitude

$$|E| \approx A \frac{J \omega^2}{|K_p J \omega + K_i|}, \quad (25)$$

qui croît approximativement en ω^2 à basse fréquence.

L'équation (25) admet une interprétation simple : la demande d'accélération croît en ω^2 tandis que le gain de boucle disponible ne croît qu'en ω , de sorte que la boucle manque progressivement de gain à mesure que la consigne devient plus exigeante.

7.2 Performances de suivi mesurées

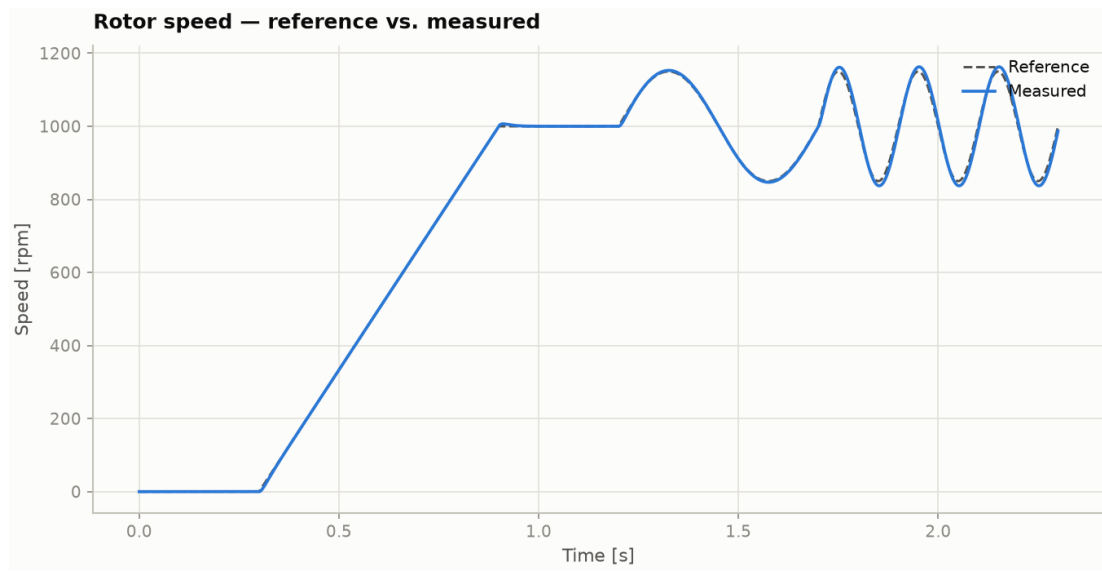


Fig. 10. Scénario B : réponse en vitesse à la rampe puis aux deux segments sinusoïdaux.



Fig. 11. Scénario B : erreur de suivi. L'échelle verticale rend visible ce que la figure 10 ne peut pas montrer.

Le tableau 7 confronte les erreurs mesurées aux prédictions analytiques. L'accord est suffisamment étroit pour être concluant.

Tab. 7. Scénario B : erreur de suivi mesurée et prédite.

Segment	Max mesuré	Efficace mesuré	Prédiction
Rampe, partie établie	0,08 tr/min	0,07 tr/min	≈ 0 (classe 2)
Maintien à 1000 tr/min	0,16 tr/min	0,04 tr/min	0
Sinus 2 Hz, ± 150 tr/min	3,29 tr/min	2,41 tr/min	3,16 tr/min (2,1 % de A)
Sinus 5 Hz, ± 150 tr/min	17,45 tr/min	12,63 tr/min	16,00 tr/min (10,7 % de A)

La rampe est suivie avec une erreur pratiquement nulle une fois amorti le court transitoire lié à la discontinuité de pente. Les petites excursions d'environ ± 7 tr/min visibles à $t = 0,30$ s et $t = 0,90$ s sur la figure 11 correspondent à l'absorption par la boucle d'une variation brusque de la pente de consigne : le début d'une rampe est un échelon de demande d'accélération, et la boucle y répond comme à toute perturbation en échelon.

Le sinus à 2 Hz laisse une erreur à peine visible de 3,3 tr/min. À 5 Hz, l'erreur atteint 17,5 tr/min, soit un facteur 5,3 pour un rapport de fréquences de 2,5 : on reconnaît la loi en ω^2 prédite par (25). L'écart résiduel d'environ 9 % entre prédiction et mesure provient de deux effets que la formule ignore : le frottement visqueux, qui apporte un amortissement naturel, et la bande passante finie de la boucle de courant, qui ajoute un déphasage. L'erreur est presque purement un retard de phase, comme le montre son enveloppe, sinusoïdale à la fréquence d'excitation et en quadrature avec la consigne.

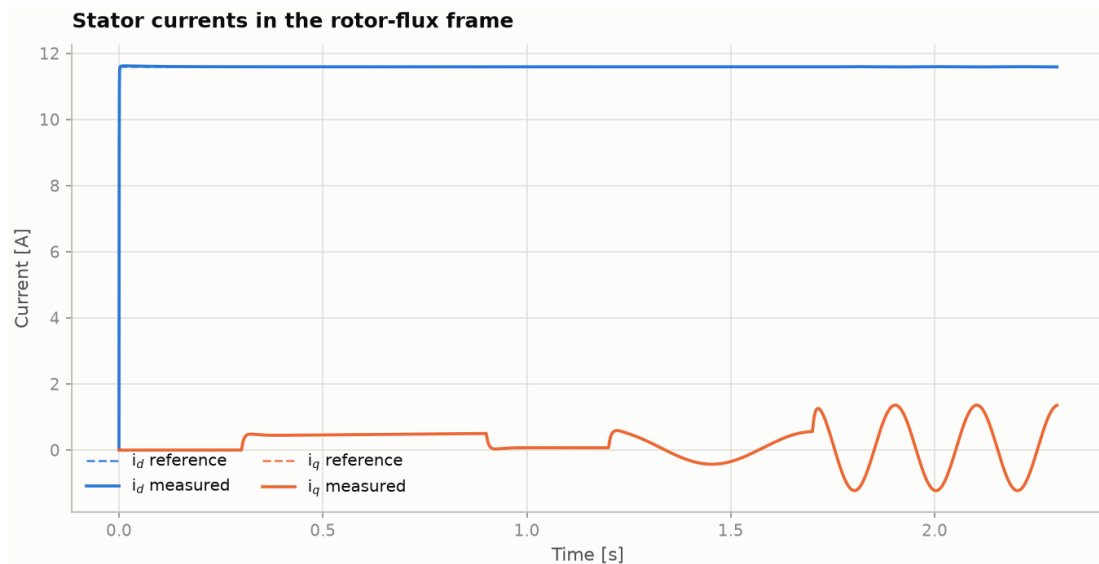


Fig. 12. Scénario B : courants dq . La composante génératrice de flux reste constante tandis que la composante de couple fournit le couple d'accélération oscillant.

La figure 12 reforme l'argument. Pendant tout l'exercice d'asservissement, i_{sd} ne s'écarte jamais de 11,6 A tandis que i_{sq} fournit le faible couple d'accélération oscillant, qui n'excède ici que quelques newtons-mètres. Le découplage flux/couple tient donc pendant un suivi de trajectoire dynamique exactement comme il tenait pendant le scénario à échelons, ce qui n'était pas acquis a priori : le découplage repose sur des termes de précommande évalués au point de fonctionnement courant, et un point de fonctionnement variant rapidement pourrait en

principe le dégrader.

7.3 Portée pratique

La conclusion pratique pour la conception d'un entraînement est qu'une boucle de vitesse PI est l'outil correct et suffisant lorsque les consignes de l'application sont des points de consigne et ses perturbations des échelons de charge, ce qui couvre l'immense majorité des cas industriels. Lorsqu'un entraînement doit au contraire suivre une trajectoire, comme sur un axe de positionnement ou une came électronique, la réponse appropriée consiste à ajouter le modèle interne manquant, soit par un terme proportionnel-résonnant à la fréquence concernée, soit par une voie de précommande de consigne. Augmenter les gains du PI n'est pas une solution équivalente : cela échangerait de la précision de suivi contre de la sensibilité au bruit et de la robustesse, et l'amélioration obtenue serait proportionnelle à ω alors que le besoin croît en ω^2 .

8 Implémentations MATLAB et Simulink

L'entraînement a été reconstruit deux fois sous Simulink R2024b, d'abord pour recouper les résultats Python sur une plateforme indépendante, ensuite pour étudier l'effet d'un onduleur réellement commuté. Les deux versions utilisent les données machine du tableau 2, les gains du tableau 3 et le scénario du tableau 4. L'étude de suivi de la section 7 n'est menée que par l'implémentation Python.

Tab. 8. Les deux implémentations Simulink.

	Version 1 (simulink_blocks)	Version 2 (simulink_library)
Construite à partir de	blocs Simulink élémentaires	composants Simscape Electrical
Machine	équations dq construites à la main	Asynchronous Machine, unités SI
Onduleur	modèle moyen SVPWM	Universal Bridge (IGBT) + généra
Régulateur	continu	discret
Solveur	ode23tb, pas variable	pas fixe, discret, $2,5 \mu s$
Durée d'exécution (2,4 s simulées)	quelques secondes	2 à 3 minutes

Les deux modèles sont entièrement paramétrés depuis une structure `P` construite par le script d'initialisation `foc_init.m`. Chaque boîte de dialogue de bloc référence un champ de `P` plutôt qu'une valeur écrite en dur, de sorte que les deux versions Simulink et la simulation Python tournent toujours sur les mêmes données machine et les mêmes gains. C'est un détail d'implémentation mineur mais aux conséquences importantes : il élimine la cause la plus fréquente de désaccord fallacieux entre modèles.

8.1 Version 1 : construite à partir de blocs élémentaires

Le premier niveau de la version 1 a déjà été présenté sur la figure 1 et la commande sur la figure 2, ces deux figures étant exportées de ce modèle. Deux sous-systèmes méritent un examen plus attentif.

L'estimateur de la figure 13 implémente (16), protège le calcul du glissement contre la division par zéro au démarrage lorsque $\hat{\psi}_r \rightarrow 0$, forme ω_{sl} et intègre $\omega_e = p \omega_m + \omega_{sl}$ en angle de flux. La protection est essentielle et non simplement défensive : sans elle, le tout premier échantillon après réinitialisation produit un glissement infini.

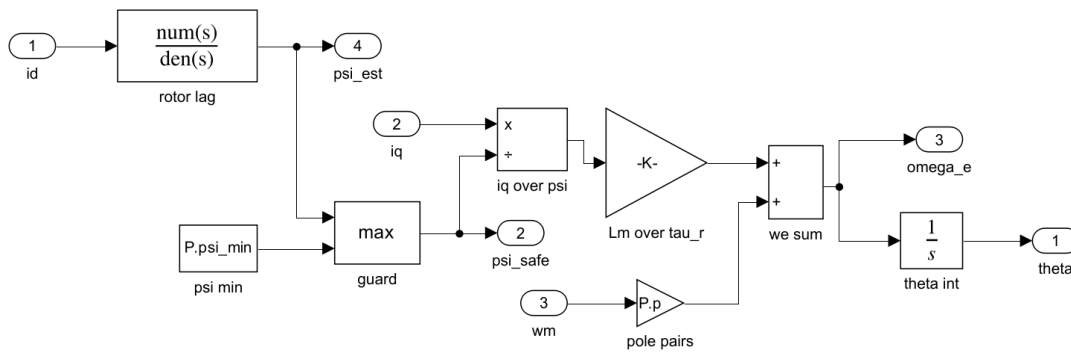


Fig. 13. Estimateur de flux et générateur d'angle : le retard rotorique de l'équation (16), le calcul du glissement avec sa protection de division, et l'intégrateur produisant θ_e .

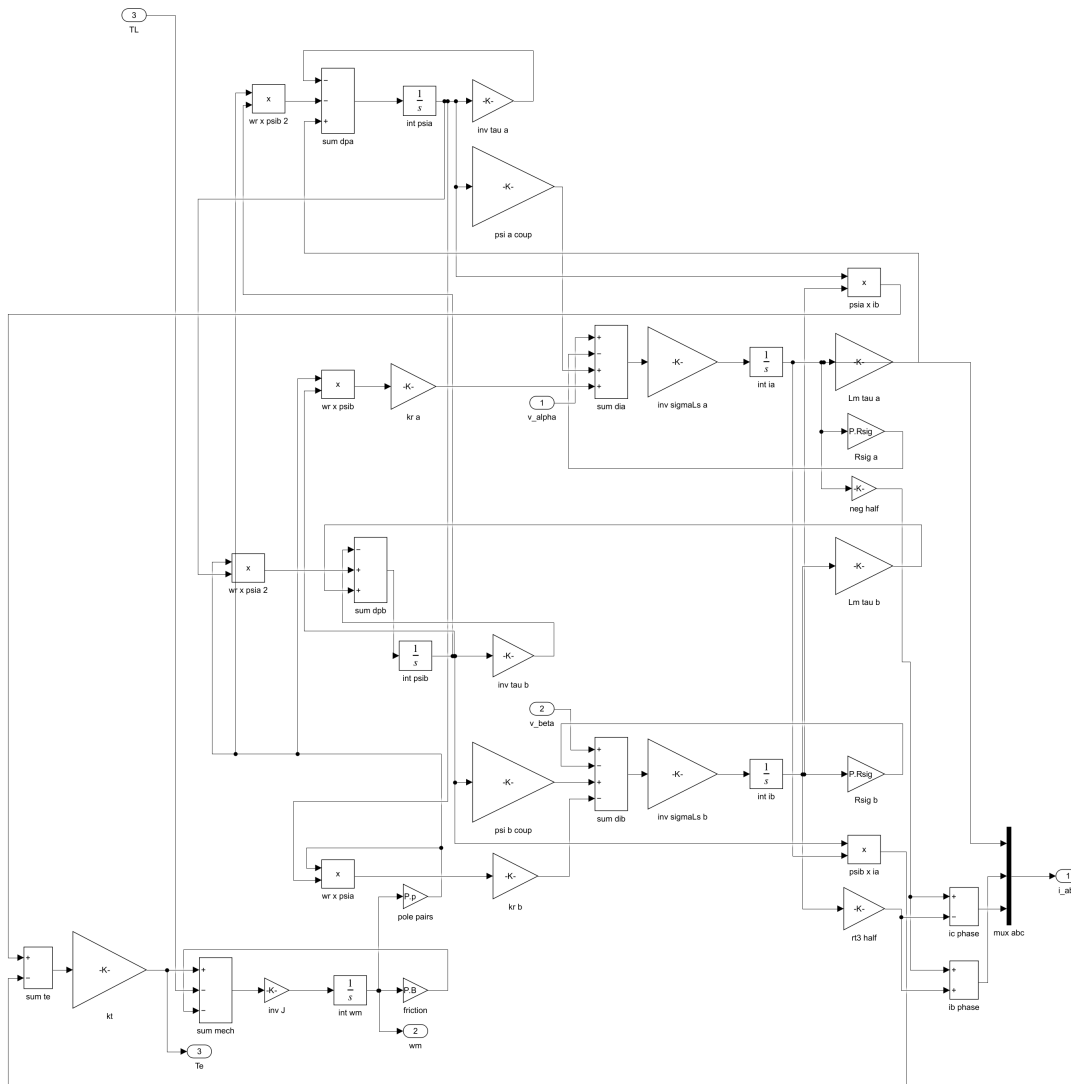


Fig. 14. Modèle de la machine tracé explicitement : quatre intégrateurs pour les états des équations (4)–(7), les produits de couplage avec ω_r , l'équation du couple et l'intégrateur mécanique.

Le modèle de machine de la figure 14 est le modèle d'état de la section 2.3 tracé bloc par bloc. Le construire à la main plutôt que d'employer un composant de bibliothèque est précisément ce qui fait de la version 1 une vérification indépendante : elle ne partage aucun code avec le modèle Python ni avec le modèle Simscape.

Effet mesuré de l'anti-emballement. La version 1 a servi à quantifier l'affirmation de la section 4.3. En remplaçant la boucle de recalcul de la figure 3 par un simple écrêtage de l'intégrateur, la réponse en vitesse à l'échelon de 800 tr/min dépasse jusqu'à 960 tr/min environ, soit 20 %, et le temps d'établissement augmente d'à peu près 20 %. Avec le recalcul actif, le dépassement disparaît complètement. Le mécanisme est direct : pendant la phase saturée, l'erreur de vitesse reste grande et positive, donc l'état intégral continue de s'accumuler alors même que la sortie est déjà à sa limite ; lorsque la vitesse atteint enfin la consigne, cet état accumulé doit être déchargé, ce qui exige une erreur de signe opposé, c'est-à-dire un dépassement.

8.2 Version 2 : construite à partir de composants de bibliothèque

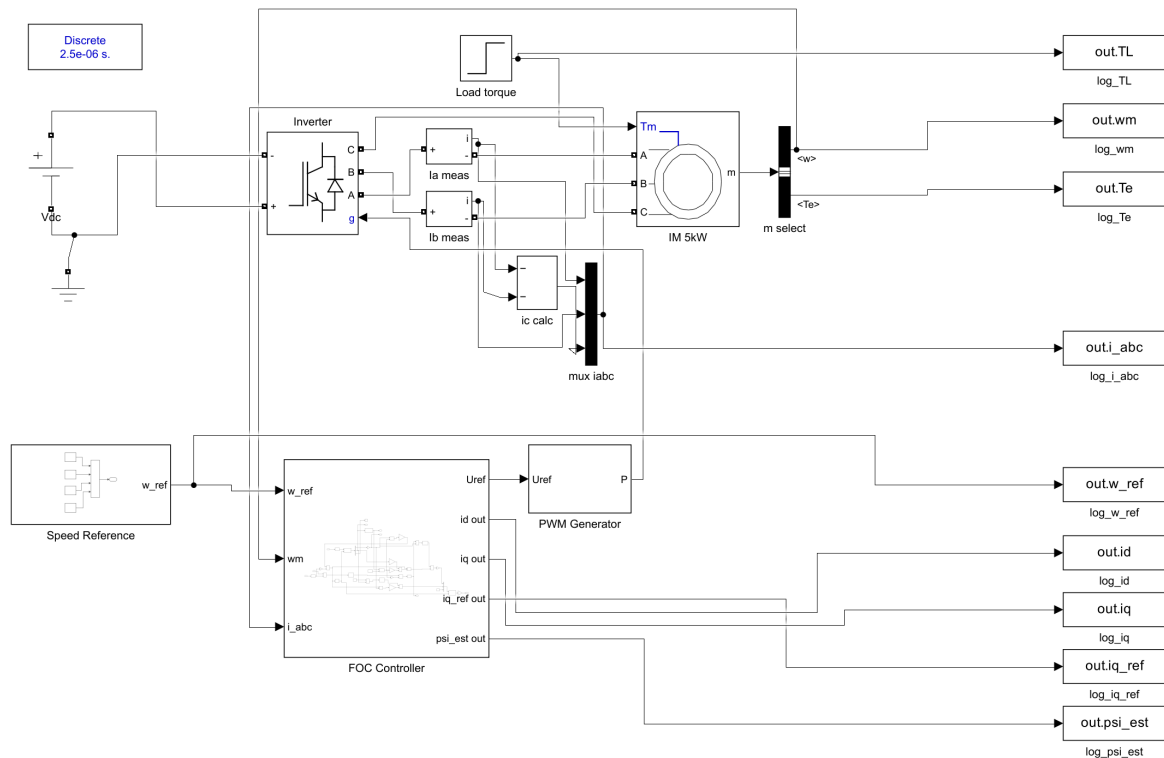


Fig. 15. Version 2 : source continue, pont universel à IGBT commutant à 10 kHz, mesures de courant et bloc Asynchronous Machine, résolu par powergui en mode discret.

Dans la version 2, l'étage de puissance est physique. Une source de tension continue alimente un pont universel à IGBT commutant à 10 kHz, des blocs de mesure de courant fournissent les retours, et la machine est le bloc Asynchronous Machine de Simscape Electrical, powergui étant configuré en mode discret à 2,5 μ s. Le sous-système de commande conserve la même structure mais utilise les blocs de transformation abc to dq0 et dq0 to abc de la bibliothèque ainsi que des blocs PID discrets.

Un détail d'implémentation mérite d'être consigné, car il reste invisible tant que l'entraînement ne refuse pas de se magnétiser et devient alors difficile à diagnostiquer.

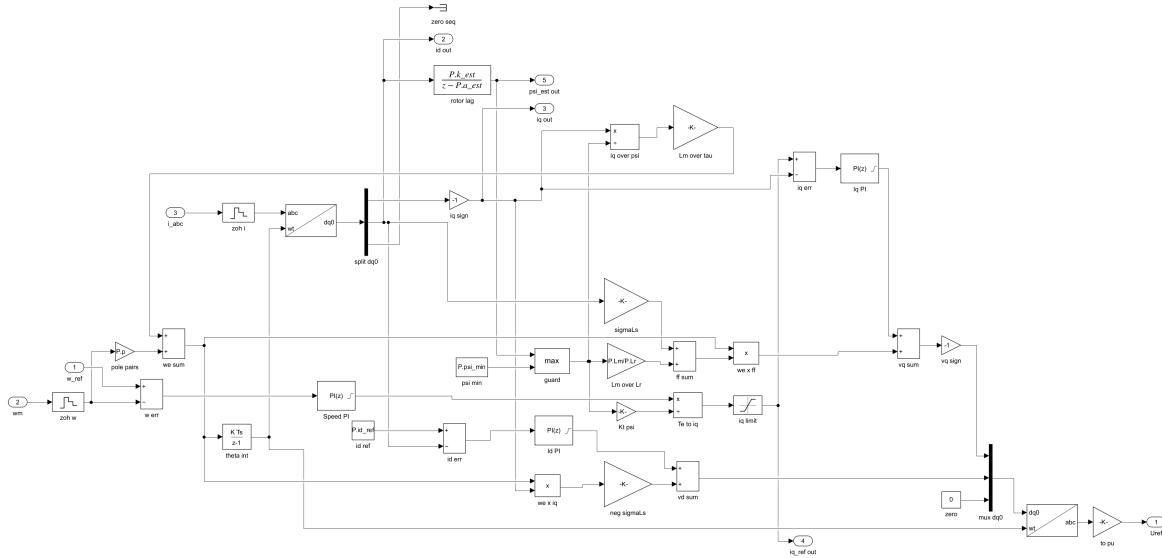


Fig. 16. Commande de la version 2. La permutation d'axes et l'inversion de signe qu'imposent les blocs de transformation SPS référencés au sinus sont visibles sur la voie de mesure comme sur la voie de commande.

Les blocs de transformation SPS sont référencés au sinus,

$$d_{\text{SPS}} = \frac{2}{3} \sum_k x_k \sin\left(\omega t - k \frac{2\pi}{3}\right), \quad (26)$$

alors que la transformation de Park de la section 3.3 est référencée au cosinus. Les deux sont reliées par $q_{\text{SPS}} = d$ et $d_{\text{SPS}} = -q$: la commande doit donc contenir une permutation d'axes et une inversion de signe explicites, sur la voie de mesure comme sur la voie de commande. Sans cela, le repère se place à 90° du flux rotorique, le courant censé produire le flux produit du couple à la place, et l'orientation est totalement perdue. Le symptôme est une machine qui appelle du courant, produit un couple erratique et ne se magnétise jamais, ce que l'on peut aisément prendre pour un problème de réglage.

8.3 Résultats et comparaison à trois

Le modèle commuté reproduit la même réponse en escalier que les modèles moyens, avec une différence visible : les courants de phase portent l'ondulation MLI, et la courbe de vitesse présente une fine ondulation correspondante sur chaque palier. Le tableau 9 rassemble la comparaison quantitative.

Tab. 9. Comparaison à trois des implémentations sur le scénario A.

Grandeur	Python	Simulink V1	Simulink V2
Temps d'établissement [ms]	79 / 75 / 71 / 95	70 / 68 / 52 / 59	63 / 62 / 67 / 72
Erreur sur palier, maximum [tr/min]	0,25	0,16	4,94
Creux dû à l'échelon de charge [tr/min]	69,0	69,2	69,6
Flux rotorique final [Wb]	0,800	0,800	0,800
Courant de phase crête [A]	19,1	19,9	20,6

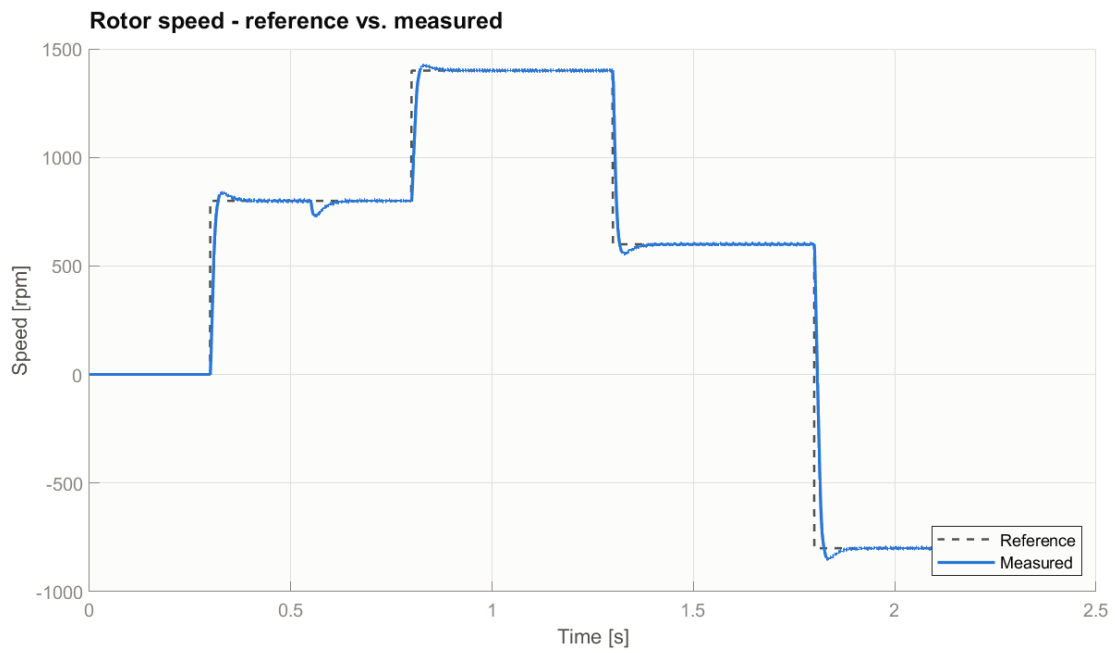


Fig. 17. Version 2 : réponse en vitesse. L'escalier est reproduit, avec une fine ondulation sur chaque palier due à l'onduleur commuté.

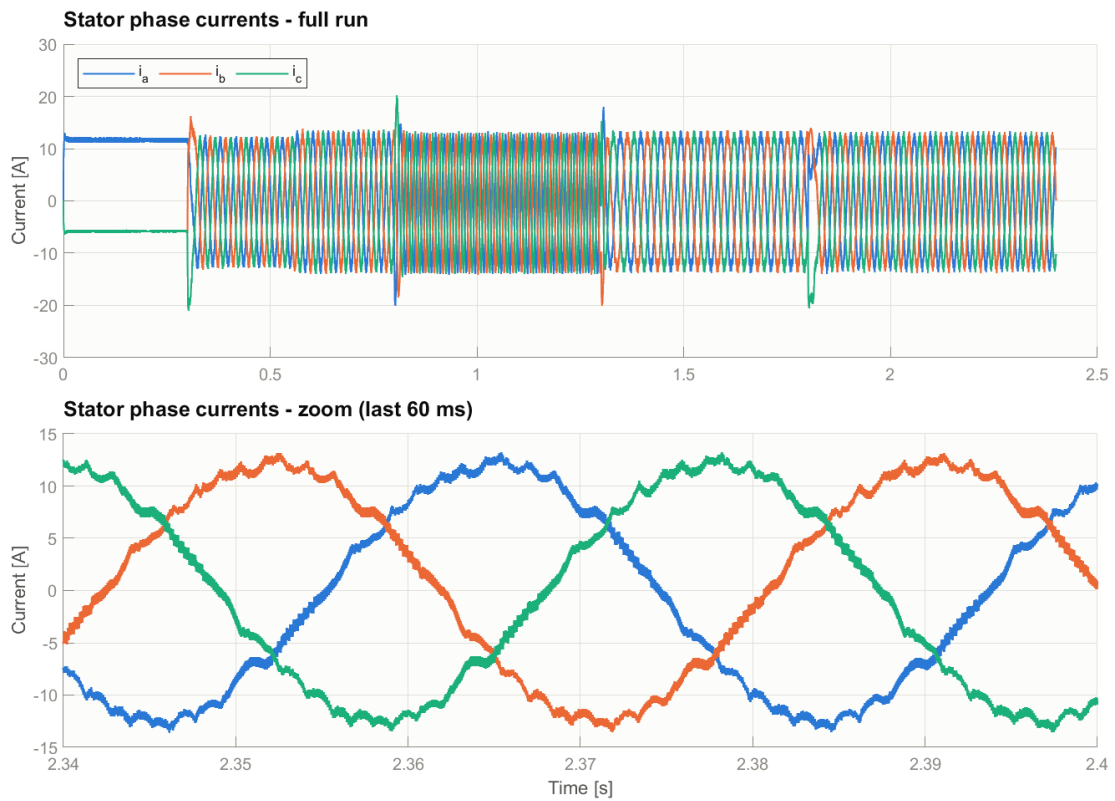


Fig. 18. Version 2 : courants de phase statoriques, portant désormais l'ondulation MLI que les modèles moyens lissent.

Les trois implémentations concordent sur toutes les grandeurs physiquement significatives. Le creux dû à l'échelon de charge est la plus parlante d'entre elles : il ne dépend que de l'inertie de la machine et de la bande passante de la boucle de vitesse, et non de la façon dont l'onduleur ou la machine sont représentés ; les trois valeurs concordent à 1 % près. Le flux rotorique rejoint sa consigne dans les trois cas.

Les différences qui subsistent s'expliquent par ce que chaque modèle représente, et il vaut mieux les expliciter que les traiter comme du bruit.

- Le modèle Python exécute un régulateur strictement discret à $100\ \mu\text{s}$. Le demi-période de retard moyen supplémentaire ralentit légèrement la boucle fermée, d'où les temps d'établissement les plus longs des trois.
- La version 1 utilise un régulateur continu avec un onduleur moyen : elle n'a ni retard d'échantillonnage ni ondulation de commutation. Elle est donc la plus rapide, et ses temps d'établissement doivent se lire comme une borne supérieure des performances atteignables plutôt que comme une prédiction réaliste.
- La version 2 comporte un pont réellement commuté. Son erreur sur palier de 4,94 tr/min est supérieure d'un ordre de grandeur à celle des modèles moyens, et son courant crête est plus élevé de 8 %. L'un et l'autre sont des conséquences directes de l'ondulation MLI, que les modèles moyens écartent par construction. C'est précisément la grandeur que le modèle moyen ne peut pas prédire et qui justifie de construire le modèle commuté.

Que trois implémentations indépendantes convergent vers les mêmes valeurs constitue la meilleure preuve disponible que le modèle de la machine, la synthèse de la commande et le jeu de paramètres sont tous corrects.

9 Discussion et limites

Les résultats présentés ci-dessus sont des résultats de simulation, et les hypothèses énoncées à la section 2 bornent ce que l'on peut légitimement en conclure. Quatre limites méritent une mention explicite.

Sensibilité paramétrique. Le schéma indirect s'appuie sur τ_r à la fois dans la relation de glissement (15) et dans l'estimateur (16). La résistance rotorique d'une machine à cage varie jusqu'à 50 % entre fonctionnement à froid et à chaud, et la dérive correspondante de τ_r produit une erreur d'orientation permanente. Les conséquences pratiques sont une perte de découplage, i_{sd} ne maintenant plus le flux à lui seul, et une erreur sur la constante de couple, le couple commandé n'étant plus le couple produit. Aucun de ces effets ne provoque d'instabilité, raison pour laquelle ils sont faciles à négliger. Deux remèdes sont classiques : une adaptation en ligne de τ_r , typiquement par un schéma à modèle de référence, ou le passage à une orientation directe avec observateur de flux en boucle fermée, qui remplace la dépendance en boucle ouverte à τ_r par une correction par retour.

Mesures idéales. Les mesures de courant et de vitesse sont supposées parfaites. Un entraînement réel mesure deux courants de phase au moyen d'un capteur à bande passante finie et d'un convertisseur analogique-numérique, et obtient la vitesse en dérivant une position codeur, ce qui amplifie le bruit de quantification exactement aux fréquences où la boucle de vitesse est la plus sensible. En pratique, cela impose une borne supérieure supplémentaire

à la bande passante de la boucle de vitesse, souvent inférieure à celle retenue ici, et exige fréquemment un filtrage qui ajoute du déphasage.

Circuit magnétique linéaire. La saturation est négligée. Comme l'entraînement fonctionne à flux nominal constant et n'entre jamais en défluxage, l'hypothèse est raisonnable dans le domaine étudié. Elle ne survivrait pas à une extension au défluxage, où le point de fonctionnement se déplace le long de la courbe d'aimantation et où L_m devient fonction du niveau de flux.

Portée de la validation. Les trois implémentations se valident mutuellement, elles ne valident pas la machine. L'accord entre des modèles construits à partir du même jeu de paramètres démontre que les équations, les transformations, le réglage et les implémentations sont mutuellement cohérents. Il ne dit rien sur le fait que les paramètres eux-mêmes décrivent un moteur réel. Une validation expérimentale sur banc reste nécessaire avant toute affirmation relative aux performances physiques.

10 Conclusion et perspectives

Un entraînement à flux orienté complet a été modélisé, synthétisé et validé en simulation pour une machine asynchrone à cage de 5 kW. La transformation de repère en deux étapes, Clarke pour ramener la description triphasée redondante à deux axes orthogonaux et Park pour figer la rotation à l'angle du flux rotorique, convertit la machine alternative couplée en deux voies indépendantes analogues à du courant continu. La structure à orientation indirecte bâtie par-dessus, qui comprend un générateur d'angle fondé sur le glissement, un estimateur de flux de type modèle en courant et des régulateurs PI en cascade avec précommande de découplage et anti-emballement, exploite pleinement cette structure.

L'entraînement simulé maintient le flux rotorique constant à l'épaisseur du trait près, tandis que la voie de couple exécute indépendamment un escalier d'échelons de vitesse comprenant un freinage récupératif et une inversion complète en quatre quadrants. Chaque échelon s'établit en moins de 100 ms sans dépassement ni erreur statique, la perturbation de charge de 10 N·m est rejetée avec un creux de 69 tr/min rattrapé en 70 ms environ, et toutes les limitations d'actionneur se comportent comme prévu. L'étude de suivi dédiée complète le tableau en confirmant quantitativement la prédiction du modèle interne : la boucle est de classe 2, donc exacte sur les échelons et sur les rampes, tandis que les consignes sinusoïdales produisent une erreur finie croissant en ω^2 , que seuls un modèle interne supplémentaire ou une voie de précommande pourraient supprimer. Valeurs mesurées et prédites concordent à environ 9 % près.

Les deux implémentations Simulink confirment la synthèse de façon indépendante. Le modèle à blocs élémentaires et le modèle commuté sous Simscape Electrical atteignent les mêmes temps d'établissement, le même creux de charge de 69 tr/min et le même flux rotorique que la simulation Python, le modèle commuté faisant en outre apparaître l'ondulation MLI que les modèles moyens omettent par construction.

Trois prolongements découlent naturellement de ce travail. Le plus immédiat est le défluxage, qui étendrait le fonctionnement au-delà de la vitesse de base et devient praticable maintenant que le comportement en commutation a été validé. Le deuxième est une adaptation en ligne de la constante de temps rotorique, ou le passage à un observateur de flux en boucle fermée, qui traiterait la principale faiblesse de robustesse identifiée à la section 9. Le troisième

est une variante sans capteur, remplaçant la vitesse mesurée par un observateur et supprimant le codeur, configuration la plus souvent requise en pratique industrielle. Au-delà, faire passer le réglage d'objectifs de bande passante fixes à une synthèse explicitement fondée sur la robustesse traiterait la sensibilité paramétrique comme une contrainte de conception plutôt que comme une limite constatée après coup.

Références

- [1] F. Blaschke, « The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines », *Siemens Review*, vol. 34, p. 217–220, 1972.
- [2] K. Hasse, *Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen*, thèse de doctorat, Technische Hochschule Darmstadt, 1969.
- [3] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3^e éd. Berlin, Springer, 2001.
- [4] P. C. Krause, O. Wasynczuk et S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3^e éd. Hoboken, Wiley-IEEE Press, 2013.
- [5] P. Vas, *Vector Control of AC Machines*. Oxford, Oxford University Press, 1990.
- [6] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, Prentice Hall, 2002.
- [7] J.-P. Caron et J.-P. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Paris, Éditions Technip, 1995.
- [8] C. Canudas de Wit (dir.), *Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*, coll. Commande des moteurs asynchrones, vol. 1. Paris, Hermès, 2000.

A Paramètres dérivés et constantes des régulateurs

Le tableau 10 rassemble toutes les grandeurs dérivées utilisées dans le rapport, afin que les résultats numériques puissent être reproduits sans avoir à les recalculer.

Tab. 10. Grandeurs dérivées et constantes des régulateurs.

Grandeur	Expression	Valeur	Unité
Coefficient de dispersion	$1 - L_m^2 / (L_s L_r)$	0,0555	–
Inductance transitoire	σL_s	3,94	mH
Résistance transitoire	$R_s + R_r (L_m / L_r)^2$	1,206	Ω
Constante de temps rotorique	L_r / R_r	87,0	ms
Constante de temps statorique	L_s / R_s	163,2	ms
Constante de temps transitoire	$\sigma L_s / R_\sigma$	3,27	ms
Constante de couple	$\frac{3}{2} p L_m / L_r$	2,915	N·m / (Wb·A)
Consigne de flux	ψ_r^*	0,80	Wb
Consigne de courant de flux	ψ_r^* / L_m	11,6	A
Limitation de couple	$T_{e,\max}$	35	N·m
Limitation de courant (crête)	$I_{\max}$	25	A
Limitation de courant axe q	$\sqrt{I_{\max}^2 - i_{sd}^{*2}}$	22,1	A
Tension du bus continu	V_{dc}	540	V
Limite linéaire SVPWM	$V_{dc} / \sqrt{3}$	311,8	V
Bande passante boucle de courant	$\omega_{ci} / 2\pi$	400	Hz
Bande passante boucle de vitesse	$\omega_{cs} / 2\pi$	30	Hz
Période d'échantillonnage	T_s	100	μs
Pas d'intégration	h	20	μs

B Régulateur PI discret avec anti-emballement

Tous les régulateurs de l'entraînement utilisent la même implémentation discrète, donnée ci-dessous en pseudo-code. Le gain de recalcul est fixé à $K_b = 1/T_s$, ce qui décharge l'intégrateur en une période d'échantillonnage environ dès que la sortie quitte la saturation.

```

1 def pi_step(ref, meas, state, Kp, Ki, Kb, Ts, u_min, u_max, ff=0.0):
2     error = ref - meas
3     u_unsat = Kp * error + state.integral + ff # commande non saturee
4     u = clamp(u_unsat, u_min, u_max) # commande appliquee
5     # mise a jour de l'integrateur, corrige par l'erreur de saturation
6     state.integral += Ts * (Ki * error + Kb * (u - u_unsat))
7     return u

```

Listing 1. Régulateur PI discret avec anti-emballement par recalcul, exécuté une fois par période d'échantillonnage.

Deux points méritent d'être relevés. Le terme de précommande ff est ajouté avant la saturation, afin que l'anti-emballement en tienne compte; l'ajouter après la saturation permettrait au régulateur de commander une tension hors du domaine atteignable sans que l'intégrateur en soit jamais informé. L'état intégral est mis à jour une fois la saturation connue, ce qui permet de calculer le terme correctif $K_b(u - u_{\text{unsat}})$ dans la même passe.

C Organisation du code et reproduction des résultats

Le code accompagnant ce rapport est organisé comme suit.

Tab. 11. Organisation du code accompagnant le rapport.

Chemin	Contenu
python/	modèle de machine, onduleur SVPWM, régulateurs, scénarios, tracés
python/outputs/graphs/	toutes les figures des sections 6 et 7
matlab/m_files/	foc_init.m (structure P), tracés et métriques
matlab/simulink_blocks/	version 1, construite à partir de blocs élémentaires
matlab/simulink_library/	version 2, Simscape Electrical avec pont commuté
matlab/outputs/	schémas exportés et graphiques de résultats

Pour reproduire les résultats, exécuter le point d'entrée Python afin de régénérer les scénarios A et B ainsi que toutes les figures associées, puis lancer `foc_init.m` sous MATLAB pour peupler la structure de paramètres et exécuter l'un ou l'autre des modèles Simulink. Ces modèles lisent leurs paramètres exclusivement dans cette structure : aucune valeur n'a donc à être modifiée dans une boîte de dialogue de bloc.