



Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

Filière : automatique
Spécialité : automatique

Présenté par : **ADAIKA Zineb**
TEBBAL Riadh AbdelHalim

Thème

***La commande non linéaire d'une machine
synchrone à aimants permanents par
linéarisation entrée-sortie***

Soutenu publiquement, le 13/07/2021 , devant le jury composé de :

M Mokhtari Mohamed Rida	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Président
M TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA. Tlemcen	Directeur de mémoire
M BOUKLI Hacene Fouad	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
M Arichi Fayssal	Maître de conférences classe B	ESSA. Tlemcen	Examineur 1
Mme Ghouali Amel	Maître de conférences classe B	ESSA. Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2020 /2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات.

A l'issue de ce travail, nous tenons à remercier d'abord Allah de nous avoir accordé durant toute la période d'étude, de nous avoir donné le courage, la volonté, ainsi que la conscience pour réaliser ce travail.

*« Louange à Allah tout puissant,
qui nous a permis de voir ce jour tant attendu ».*

*Nous tenons à adresser toute nos gratitude et nos sincère remerciements à notre encadreur Professeur **TAHOUR Ahmed**, pour ses encouragements tout au long de ce travail, du choix du sujet, aux corrections ultimes, à sa disponibilité et la confiance qu'ils nous a témoigné. Ses expériences de recherche, ses encouragements nous ont été très précieux. De plus, nous considérons que ses conseils constructifs et précis restent d'un apport inestimable. Nos remerciements vont également à notre co-encadreur Monsieur **BOUKLI Hacene Fouad**.*

Nos profonds remerciements vont également au président et aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de participer et d'évaluer notre soutenance.

*Nous adressons particulièrement nos sincères remerciements à Professeur **BRAHAMI Mostefa** et Monsieur **LARBAOUI Ahmed** pour leurs bienveillances, leurs gentillesse, leurs importants conseils et leurs aides gratuites.*

Enfin, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à tous les membres du département de 2^{ème} cycle pour leurs contributions à notre formation académique, aux membres de la promotion d'automatique 2018-2021 et tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à la réussite de ce travail.

Riadh & Zineb.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

À mes chers parents en reconnaissance de tous leurs sacrifices consentis pour mon éducation et ma formation le long de ma vie.

À mes frères et ma sœur, pour leur appui et leur encouragement permanent.

*À mon oncle **Yacine**, pour son soutien moral tout au long de mon parcours universitaire.*

À tous les membres de ma famille, qui m'ont toujours marqué leur soutien.

*À Monsieur **Nacer-eddine Chouikhi**, qui ne cessé pas de m'encourager et me conseillé.*

*À mon amis **Abdallah**, qui m'a toujours soutenu, et jamais un simple merci ne suffira à lui témoigner ma reconnaissance.*

À tous mes enseignants qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

À tous mes amis et ceux qui me sont chers et qui j'ai involontairement omis de citer.

Riadh Abdelhalim

À vous

ADAIKA Zineb

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يهتم بالتحكم الشعاعي والتحكم غير الخطي للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم (MSAP).

يقدم الجزء الأول تقنية التحكم القائمة على التحكم الشعاعي باستخدام منظم PI الكلاسيكي. تم تخصيص الجزء الثاني للتحكم غير الخطي للمحرك باستخدام أسلوب الإدخال والإخراج الخطي لضمان استقرار التشغيل للمحرك المتزامن المغناطيس الدائم، كما يوصى باستخدام المصححات غير الخطية لتحسين خصائص عزم الدوران الكهرومغناطيسية، السرعات والتيارات. أظهرت نتائج المحاكاة قوة السيطرة وكفاءة المصححات غير الخطية.

كلمات المفتاحية: المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم متزامن، PI لكلاسيكية، السيطرة غير الخطية، المدخلات والمخرجات.

Résumé

Le travail présenté dans notre mémoire de fin d'étude s'intéresse à la commande vectorielle et la commande non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

La première partie présente la technique de régulation basée sur la commande vectorielle en utilisant le régulateur PI classique. La deuxième partie est consacrée pour la commande non linéaire de la MSAP en utilisant la technique de linéarisation entrée-sortie pour assurer la stabilité de fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents, l'utilisation des correcteurs non linéaires est recommandée dans l'amélioration des caractéristiques du couple électromagnétique, des vitesses et des courants. L'approche proposée donne des résultats intéressants en termes de robustesse de la commande et d'efficacité des contrôleurs non linéaires.

Mots-Clés : Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), contrôle vectoriel, PI classique, commande non linéaire, entrée-sortie.

Abstract

The work presented in our dissertation focuses on the vector control and nonlinear control of the permanent magnet synchronous motor (PMSM).

The first part presents the control technique based on vector control using the classical PI controller. The second part is devoted to the non-linear control of the MSAP using the input-output linearization technique to the stability of the permanent magnet synchronous motor, the use of non-linear correctors is recommended in the nonlinear correctors is recommended for improving the characteristics of the electromagnetic torque velocities and currents. The proposed approach gives interesting results in terms of robustness of the control and efficiency of the nonlinear controllers.

Key- Words : Permanent magnet synchronous machine, PMSM, vector control, classic PI controller, non linear control, input-output.

GLOSSAIRE

Acronymes

- CNL Commande Non Linéaire.
FOC Contrôle à Flux Orienté.
MCC Machine (moteur) à courant continu.
MLI Modulation de largeur d'impulsion.
MSAP Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
SNL Système non linéaire

Symboles

- $\nabla h(x)$ Gradient d'une fonction scalaire lisse.
 ω Vitesse de rotation électrique $\omega = p\omega_m$.
 ω_m Vitesse de rotation mécanique $[rad/s]$.
 Φ Difféomorphisme.
 φ_f Flux crée par les aimants au rotor.
 $\zeta(X)$ Fonction ed linéarisation.
 $D(X)$ Matrice de découplage du système.
 $F(x)$ Champ de vecteur.
 $g(X)$ Vecteur de commande du système non-linéaire.
 $h(x)$ Fonction scalaire lisse.
 i_d Composante longitudinale des courants statoriques.
 i_d^* Courant de référence suivant l'axe « d »
 i_q Composante transversale des courants statoriques.
 i_q^* Courant de référence suivant l'axe q »
 K_i Gain intégral
 K_p Gain proportionnel.

L_d	Inductance dans l'axe longitudinal.
L_{fh}	Dérivée de Lie.
L_q	Inductance dans l'axe transversal.
p	Nombre de paires de pôles.
r	Degré relatif total.
U	Vecteur de commande.
v_d	Composante longitudinale des tensions statoriques.
v_q	Composante transversale des tensions statoriques.
w_m^*	Vitesse de référence.
X	Vecteur des états.
y	Vecteur de sortie.
$Z = \Phi(X)$	Changement de variable non-linéaire.
$[L]$	Matrice globale des inductances.
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques.
$[f, g](x)$	Crochets de Lie.
$[P(\theta)]$	Matrice de Park normalisée.
f	Coefficient de frottement visqueux.
ϕ_{abc}	Flux totaux produits par les courants statoriques.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple de charge.
I_{abc}	Courants de phases statoriques.
J	Moment d'inertie totale de la machine.
K_d, K_1, K_2	Gains.
L_{ss}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{ss}	Inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
S	Opérateur de Laplace.
V_{abc}	Tensions de phases statoriques.
« abc »	Modèle réelle de la machine triphasé.
« dq »	Modèle de Park (Axes longitudinal et transversal).

Table des matières

Remerciement	I
Dédicace	II
Résumé	III
Glossaire	IV
Introduction Générale	1
1 Modélisation du MSAP	4
1.1 Introduction	5
1.2 Modélisation de moteur	5
1.2.1 Modèle de MSAP dans le système triphasé « <i>abc</i> »	6
1.2.2 Transformation de Park généralisée	8
1.2.3 Modèle du MSAP dans le repère de Park « <i>dq</i> »	10
1.2.4 Modèle en courant de MSAP, commandée en tension	11
1.2.5 Mise sous forme d'équation d'état non linéaire du MSAP	12
1.3 Conclusion	14
2 Commande vectorielle du MSAP	15
2.1 Introduction	16
2.2 Principe de la commande vectorielle	16
2.3 Commande vectorielle du MSAP alimentée par un onduleur de tension	17
2.3.1 Description du système global	17
2.3.2 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	18
2.3.3 Découplage	18
2.4 Détermination des régulateurs	20
2.4.1 Calcul des régulateurs	20
2.4.2 Dimensionnement des régulateurs	21
2.5 Simulation de la C.V du MSAP	26
2.5.1 Bloc de simulation	26
2.5.2 Résultats de la simulation	26
2.5.3 Interprétation des résultats :	28
2.5.4 Teste de la robustesse	28
2.5.5 Interprétation des résultats du test de robustesse	30
2.6 Conclusion	31
3 Commande non linéaire du MSAP	32
3.1 Introduction	33
3.2 Outils mathématique	33
3.2.1 Gradient	33
3.2.2 Dérivée de Lie	34
3.2.3 Crochets de Lie	34
3.2.4 Difféomorphisme	34

3.3	Système non linéaire	35
3.4	Commandabilité des systèmes continus	35
3.5	Principe de la linéarisation au sens entrée – sortie	36
3.5.1	Conception du nouveau vecteur de commande v	37
3.5.2	Calcul les coefficients du contrôleur	38
3.6	Application au moteur	38
3.7	Simulation de la commande non linéaire	42
3.7.1	Schéma de simulation du MSAP	42
3.8	Conclusion	46

Conclusion Générale **48**

Bibliographie **51**

Annexes

Table des figures

1.1	Modèle du MSAP dans le repère « abc »	6
1.2	Schéma équivalent de transformation de Park [11]	8
1.3	Schéma équivalent du MSAP dans le repère « dq »	10
1.4	Modèle général du MASP	12
1.5	Schéma bloc du MSAP	13
1.6	Bloc de simulation du MSAP	13
2.1	Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec le régulateurs PI.	17
2.2	Modèle du MSAP commandé à flux orienté à i_d nul.	18
2.3	schéma bloc de la compensation	19
2.4	Principe de découplage par compensation.	20
2.5	Régulateur PI	21
2.6	Boucle de régulation du courant i_d	22
2.7	Réponse d'un système régulé de premier ordre	23
2.8	Boucle de régulation du courant " i_q "	23
2.9	Boucle de régulation de la vitesse ω_m	23
2.10	Boucle simplifiée de régulation de la vitesse ω_m	24
2.11	Boucle de régulation de la vitesse ω_m avec limitation du courant	25
2.12	Régulateur PI avec anti-windup	25
2.13	Réponse indicielle pour un échelon de consigne de 230 rad/s (avec anti-windup)	26
2.14	Bloc de simulation de la commande vectorielle de la MSAP.	26
2.15	Vitesse de rotation (rad/sec)	27
2.16	Représentation de courant « i_q & i_d », Couple « C_{em} & C_r » et Flux « φ_f ».	27
2.17	Courant statorique (A)	28
2.18	Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique R_s .	28
2.19	Résultats de simulation lors de la variation du moment d'inertie J .	29
2.20	Résultats de simulation lors de la variation du flux des aimants φ_f .	29
2.21	Résultats de simulation lors de la variation de L_d .	30
2.22	Résultats de simulation lors de la variation de L_q .	30
3.1	Schéma fonctionnel du système linéarisé	37
3.2	Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée	38
3.3	Dynamique du système linéarisé	41
3.4	Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée	42
3.5	Bloc de simulation de CNL du MSAP : Contrôle du courant et de le vitesse	42
3.6	Réponse du MSAP chargée sans inversion de la direction de rotation	43
3.7	Réponse du MSAP chargée avec inversion de la direction de rotation	44
3.8	Simulation comparative entre C.V. et C.N.L. en vitesse	45
3.9	Réponse du MSAP avec inversion de la résistance de $\pm 50\%$ de R_s .	45
3.10	Réponse du MSAP avec variation du moment d'inertie à $\pm 50\%$ de J .	46

INTORDUCION GÉNÉRALE

Grâce à la révolution électronique qui s'est opérée ces précédentes années, beaucoup de domaines ont eu d'importantes avancées sur différents aspects. Parmi ces domaines on peut citer la conversion de l'énergie électrique. En effet, cette dernière sa relation avec l'électronique de puissance sera très important, car ses méthodes classiques de variation de vitesse ont été progressivement dépassées par l'ensemble de convertisseur statique et d'un moteur électrique.

Pour d'innombrables opérations, la production industrielle moderne a énormément besoin d'organes appelés "actuateurs" : ces machines doivent imposer à des objets en mouvement(en rotation le plus souvent), un couple électromagnétique, une vitesse ou une position, tous établis par un organe de décision de haut niveau. L'exécution rapide et la précision sont essentielles pour une productivité de haute qualité. Les actionneurs électriques ont ainsi occupent une place prédominante dans la commande des machines qu'on trouve donc dans la production industrielle moderne.

L'une des choses la plus importante et très difficile concernant le moteur électrique c'est l'étude de son comportement et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement. À l'époque, les machines à courant continu (M.C.C.) sont les plus anciennes des machines tournantes industrielle qui ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables. Grâce à son fonctionnement est très simple, de même que sa modélisation, mais surtout le découplage naturel entre les grandeurs de commande, le flux et le couple qui rend le moteur très facile à contrôler. De plus, de toutes les associations : Commande-Convertisseur-Machine, c'est l'ensemble le plus simple qui puisse exister avec les meilleurs performances.

Cependant, les actionneurs à courant continu avaient le gros défaut d'être munis d'un collecteur mécanique. Or, Ce commutateur mécanique pourrait présenter des fragilités et des risques d'accident dans des environnements humides ou poussiéreux. De plus, le courant d'induit circule au rotor, aussi le refroidissement n'est pas facile, ce qui limite le rendement de cet actionneur, car le courant, donc couple électromagnétique, ne peut pas être très élevé.

L'alternateur était la machine synchrone la plus répandue, le moteur pouvait seulement tourner à une vitesse fixe. C'est l'évolution de l'électronique de puissance qui a totalement changé cette situation. Grâce à, d'une part, la mise au point d'éléments semi-conducteurs entièrement contrôlables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, l'utilisation presque universelle de la technologie dite de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) et la forte évolution dans le domaine de la micro-informatique, on permet un grand usage de commande des machines à courant alternatif à vitesse variable.

La première machine à courant alternatif à être utilisée en tant qu'actionneur était l'actionneur synchrone, principalement avec une excitation à aimant permanent. Comparativement au moteur à courant continu, le moteur synchrone présente des avantages techniques. En premier lieu, le courant d'induit circule dans le rotor. En outre, le refroidissement est facile, cela permet d'avoir des courants beaucoup plus élevés que pour les actionneurs à courant continu. Ensuite, il n'existe plus les problèmes de fragilité ou de sécurité posés par le collecteur mécanique qui est remplacé par de collecteur électronique. La robustesse devient excellente. On peut comprendre que les fabricants des composants (organe de commande, onduleurs et actionneur) aient développé des gammes de produits performantes et concurrentielles.

Le contrôle des actionneurs électriques est étroitement lié au contrôle des convertisseurs statiques (ici, des onduleurs), et jadis les ouvrages de commande des machines électriques étaient principalement intéressées au pilotage (généralement très compliqué) des convertisseurs. Aujourd'hui, avec l'évolution et l'avancée des réalisations technologiques, il existe un découplage relatif entre ces deux activités, notamment lorsque l'onduleur est à commutation forcée et commandée en modulation de largeurs des impulsions (M.L.I.).

Le principal défi de nos travaux de recherche est de concevoir une loi de commande pour contrôler un moteur synchrone à aimants permanents plus performante au niveau de suivre les trajectoires, de la stabilité, et de la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et du rejet de perturbations.

Ces dernières années beaucoup des techniques ont été développées pour permettre au variateur synchrone d'atteindre ces performances. Le contrôle à flux orienté (F.O.C.) qui permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'accomplir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu. Grâce au contrôle vectoriel, qui est resté le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications, le moteur synchrone à aimants permanents a remplacé le moteur à courant continu dans plusieurs secteurs, particulièrement dans le domaine de la traction électrique.

L'aspect non linéaire d'un moteur synchrone à aimant permanent en fait, une position importante dans la communauté des ingénieurs en automatisation pour évaluer et tester les nouvelles méthodologies de l'automatique non linéaire.

Dans ce contexte, des nouvelles technologies pour le contrôle des systèmes non linéaires ont été développées, parmi ces techniques la théorie de la commande qui est basée sur la théorie de la géométrie différentielle. En particulier, on peut citer la technique de la linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie, afin que le système multi-entrées non linéaire puisse être converti en un système linéaire facile à contrôler.

De nos jours, la linéarisation par bouclage entrée-sortie est confirmée par un grand nombre d'application dans différents secteurs comme celui de la robotique, et présente une efficacité pour l'analyse et le contrôle des systèmes fortement non linéaires.

Cependant, le régulateur non linéaire contrôle très bien les non-linéarités et maintient ses performances sur une large gamme d'opérations longtemps et aussi longtemps que les paramètres du moteur synchrone ne changent pas, alors dans le cas inverse qui est le plus étendu, on fait l'appel de la commande adaptative.

Ce travail va traiter spécifiquement de la commande des actionnerus synchrones qui occupent une place prédominantes de l'entraînement électrique des machines à courant alternatif, aussi il est dédié à l'étude comparative de la commande vectorielle et la commande non-linéaire (C.N.L.) pour le moteur synchrone à aimants permanents.

Le programme de ce travail est donc ainsi ciblé :

- Dans **le premier chapitre**, on présente les modèles de base, nécessaires à la synthèse des commandes de moteur synchrone à aimant permanent (M.S.A.P.) :
 - Modèle dans le référentiel « naturel » triphasé (ou : « abc »)
 - Modèle dans le référentiel rotorique, ou référentiel de Park (ou : « dq »)Puis nous développons un modèle d'état non linéaire, en courant de la MSAP, qui s'adapte avec le formalisme de la commande non linéaire.
- **Le deuxième chapitre**, est consacré pour la commande vectorielle avec ses avantages et ses inconvénients et les dimensionnements des régulateurs courant et vitesse et une simulation de la commande.
- **Le troisième chapitre**, est divisé en deux parties, présente une illustration théorique de la commande non linéaire du type linéarisation entrée–sortie non linéaire en s'appuyant sur la notion de la géométrie différentielle. La deuxième partie est dédiée aux commandes non linéaires appliqué à la MSAP ainsi les résultats de simulation sont présentés et interprétés, nous enfin, une conclusion est tirée à travers une étude comparative entre les deux types des contrôleurs.

À partir de 2^{ème} chapitre nous présentons les résultats de simulation à base du logiciel **Matlab/Simulink**.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus et nous citons de quelques perspectives que nous envisageons pour la poursuite de ces travaux de recherche.

CHAPITRE

1

MODÉLISATION DU MOTEUR SYNCHRONES À AIMANTS
PERMANENTS

1.1 Introduction

Aujourd'hui, les machines électriques sont de plus en plus importantes dans tous les secteurs (entraînements industriels, industrie automobiles, aéronautique, systèmes de tractions et industrie agricole, ...). Parmi ces machines, on trouve les machines synchrones à aimants permanents qui occupent une place importante dans la commande des mécanismes industriels, les systèmes automatisés et dans les domaines des énergies renouvelables (énergie solaire, énergie éolienne et les systèmes hybrides, ...). Actuellement, dans les entraînements à vitesse variable, l'emploi des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), surtout pour les faibles puissances et dans certaines applications industrielles spéciales, remplace le moteur à courant continu et le moteur asynchrone, car il a un rendement, un facteur de puissance et couple massique élevés [7, 27]. Par ailleurs le MSAP, il n'a pas un circuit d'excitation au niveau du rotor et ni de collecteur, ce qui permet un entretien mineur par rapport à celui du moteur à courant continu [5].

Cependant, l'utilisation des moteurs synchrones dans la majorité des applications industrielles généralement, ne dépend pas au fait que sa vitesse est constante. Mais, la diminution du coût de construction des aimants permanents à hautes performances est évidemment à l'origine de l'expansion des domaines d'application de ces machines.

Dans le présent chapitre, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est présentée. Nous présentons le modèle triphasé et le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park) ainsi que la représentation d'état non linéaire de ce moteur.

1.2 Modélisation de moteur

Ce chapitre est consacré à la modélisation du moteur synchrone à aimant permanent (M.S.A.P.). Pour atteindre cet objectif, on se limitera à des moteurs vérifiant certaines hypothèses : [12]

- **hypothèse du « premier harmonique »** : dans l'entrefer, le champ magnétique à une "distribution sinusoïdal du champ".
- **hypothèse de « linéarité »** : les flux sont proportionnels aux courants qui les ont créés.
- **hypothèse de « symétrie »** ou **de « circularité »** : les enroulements triphasés sont identiques et simplement décalés dans l'espace d'un angle électrique de $\frac{2\pi}{3}$.

Dans ces conditions, les variables électriques ou magnétiques (courant, tensions, flux) sont triphasées au stator et monophasées au rotor (excitation).

Avec ces hypothèses, le moteur est physiquement, modélisée avec les équations présentées dans ce chapitre.

On peut modéliser le moteur synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- modèle dans le repère naturel « *abc* », à partir des équations différentielles à coefficients périodiques contrôlant le fonctionnement de moteur. Il est utilisé principalement pour l'étude de régime statique.
- modèle le référentiel de Park « *dq* », utilisé généralement pour l'étude de régime dynamique et pour le contrôle vectoriel des moteurs.

Selon la situation, la représentation mathématique de ces modèles peut se faire, de plusieurs manières différentes : une représentation externe tels que : un système d'équations différentielle, des fonctions de transfert ou aussi une représentation interne comme de représentation d'état.

1.2.1 Modèle de MSAP dans le système triphasé « abc »

Sur la figure (1.1), on présente le modèle du MSAP dans le repère « abc » :

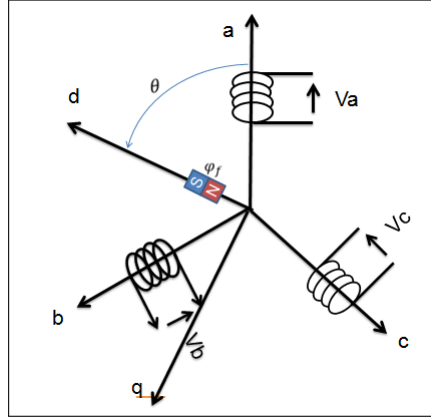


FIGURE 1.1: Modèle du MSAP dans le repère « abc »

• Équations électriques

Les équations triphasés des tensions statoriques sont données par :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases}$$

$$[V_{abc}] = [R_s] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (1.1)$$

Avec :

- $[v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$: les tensions des phases statoriques.
- $[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: les courants des phases statoriques.
- $[\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$: les flux statoriques.
- R_s : la résistance statorique.
- $[R_s] = \text{diag}(R_s, R_s, R_s)$.

• Équations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_s i_{sa} + M_{ss} i_{sb} + M_{ss} i_{sc} + \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{sb} = L_s i_{sb} + M_{ss} i_{sa} + M_{ss} i_{sc} + \varphi_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_{sc} = L_s i_{sc} + M_{ss} i_{sa} + M_{ss} i_{sb} + \varphi_f \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

$$[\phi_{abc}] = [L_{ss}] [I_{abc}] + [\varphi_f] \quad (1.2)$$

Où :

- φ_f : le flux rotorique qui est constant.
- $[L_{ss}]$: la matrice des inductances statoriques.

$$- [\varphi_f] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$

$$- [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix}.$$

- L_s : l'inductance propre.
- M_{ss} : l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.
- θ : l'angle électrique indiquant la position du rotor par rapport au stator.

La substitution de (1.2) dans (1.1) pour obtenir le modèle complet du MSAP :

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt}(L_s i_{sa} + M_{ss} i_{sb} + M_{ss} i_{sc} + \varphi_f \cos(\theta))$$

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + L_s \frac{d}{dt} i_{sa} + M_{ss} \frac{d}{dt} i_{sb} + M_{ss} \frac{d}{dt} i_{sc} - \omega \varphi_f \sin(\theta)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\varphi_f \cos(\theta)) = \varphi_f \frac{d}{d\theta} \cos(\theta) \frac{d\theta}{dt} = -\varphi_f \sin(\theta) \frac{d\theta}{dt} = -\omega \varphi_f \sin(\theta) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases}$$

$$v_{sb} = R_s i_{sb} + L_s \frac{d}{dt} i_{sb} + M_{ss} \frac{d}{dt} i_{sa} + M_{ss} \frac{d}{dt} i_{sc} - \omega \varphi_f \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_{sc} = R_s i_{sc} + L_s \frac{d}{dt} i_{sc} + M_{ss} \frac{d}{dt} i_{sa} + M_{ss} \frac{d}{dt} i_{sb} - \omega \varphi_f \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Sous la forme compacte :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_{abc}] + [\varphi_f])$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \varphi_f \sin(\theta) \\ \varphi_f \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_f \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

À partir de l'équation (1.3) on remarque que le système est très compliqué (non linéaire et couplé). Afin de résoudre ce problème on adopte une transformation pour faire des changements de variable, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser **la transformation de Park**, qui consiste à transformer les enroulements immobiles « abc » par des variables fictives appelées les composantes « dq » ou les équations de Park. Cette transformation rend les équations dynamiques de moteur synchrone plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

1.2.2 Transformation de Park généralisée

La transformation de Park consiste à transformer la représentation d'un système triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente qui est caractérisée par deux axes « dq » (voir la figure 1.2).

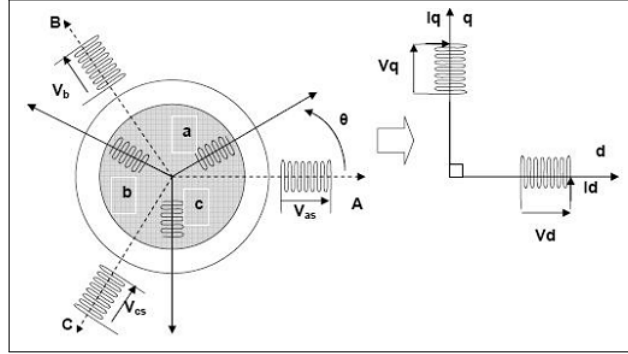


FIGURE 1.2: Schéma équivalent de transformation de Park [11]

L'expression matricielle de la transformation de Park :

$$\begin{cases} [X_{dqh}] = [P(\theta)][X_{abc}] \\ [X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dqh}] \end{cases}$$

Avec :

$$- [P(\theta)] = \frac{2}{3K_1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2K_0} & \frac{1}{2K_0} & \frac{1}{2K_0} \end{bmatrix}.$$

$$- [P(\theta)]^{-1} = K_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & K_0 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & K_0 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & K_0 \end{bmatrix}.$$

– $[P(\theta)]$: la matrice de Park.

– $[P(\theta)]^{-1}$: la matrice de Park inverse.

– X_{abc}, X_{dqh} : peuvent être un courant, une tension ou un flux, dans les repères « abc » et « dq » respectivement.

– K_0, K_1 : des constants.

– θ : l'angle électrique indiquant la position du rotor par rapport au stator.

Transformation orthogonale de Park

Pour conserver la puissance, la transformation généralisée doit être orthogonale qui caractérise comme suit :

$$\begin{aligned}
 [P(\theta)]^{-1} &= [P(\theta)]^T \\
 K_1 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \quad K_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 [X_{dqh}] &= [P(\theta)][X_{abc}]
 \end{aligned}
 \tag{1.4}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 - [P(\theta)] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\
 - [P(\theta)]^{-1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Remarque 1.2.1

Cette transformation conserve la puissance mais pas les amplitudes des grandeurs, elle est fréquemment utilisée pour les problèmes d'entraînement électricité des machines.

Transformation non orthogonale de Park

Les coefficients de cette transformation sont :

$$\begin{cases} K_1 = 1 \\ K_0 = 1 \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 - [P(\theta)] &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \\
 - [P(\theta)]^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Remarque 1.2.2

Par contre, cette transformation conserve les amplitudes des grandeurs et pas la puissance.

Par la suite, on va utiliser les coefficients qui permettent la conservation de la puissance, donc **la transformation orthogonale de Park**.

1.2.3 Modèle du MSAP dans le repère « dq »

Sur la figure (1.3), on présente le Modèle du MSAP dans le repère « dq »

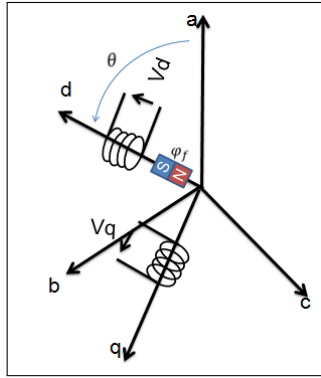


FIGURE 1.3: Schéma équivalent du MSAP dans le repère « dq »

• **Équations des tensions**

En utilisant la transformation de Park (1.4) au système (1.1), nous aurons :

$$[V_{dqh}] = [P(\theta)] [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqh}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1}) [\phi_{dqh}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqh}]$$

Avec :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1}) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Le fait que $[R_s]$ est diagonale, alors on a :

$$[P(\theta)] [R_s] [P(\theta)]^{-1} = [R_s] \quad (1.6)$$

En utilisant (1.5) et (1.6), on aura :

$$[V_{dqh}] = [R_s] [I_{dqh}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqh}] + p\omega_m [\phi'_{dqh}] \quad (1.7)$$

Où :

$$[V_{dqh}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [I_{dqh}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [\phi_{dqh}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, \quad [\phi'_{dqh}] = \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix}$$

Avec **la composante homopolaire** x_h est nulle (Système triphasé équilibré).

• **Équations des flux**

À partir de la figure (1.3), on a :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.8)$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 1 \\ 0 & L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \varphi_f \end{bmatrix}$$

Où φ_f est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

Pour obtenir le modèle complet du MSAP, en remplaçant (1.8) dans l'équation (1.7), on aura :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1.9)$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \varphi_f \end{bmatrix}$$

$$[V_{dq}] = [R_s][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \omega [A][I]$$

• Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donnée par l'expression :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1.10)$$

Où : p nombre de paire de pôle.

• Équation mécanique

L'expression standard de l'équation mécanique des machines électriques est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \omega_m = C_{em} - C_r - f \omega_m \quad (1.11)$$

Où : $\omega = p \omega_m$

Avec :

- ω_m : vitesse de rotation mécanique de la MSAP.
- ω : vitesse de rotation électrique de la MSAP.
- J : moment d'inertie totale de la machine.
- f : coefficient de frottement visqueux.
- C_r : couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

1.2.4 Modèle en courant de MSAP, commandée en tension

Suivant les équations (1.9, 1.10, 1.11) et on prend comme variables d'état les courants statoriques (i_d, i_q) et la vitesse mécanique (ω_m), on arrive au système non linéaire et fortement couplé, que nous pouvons modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{v_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{p \omega_m}{L_q} L_d i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{p \omega_m}{L_q} + \frac{v_q}{L_q} \\ \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{3}{2J} p (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega_m \end{cases} \quad (1.12)$$

1.2.5 Mise sous forme d'équation d'état non linéaire du MSAP

Afin de développer la loi de commande non linéaire de type linéarisation entrée-sortie par bouclage non linéaire, donc il est très utile de déterminer le modèle d'état non linéaire du MSAP, qui s'adapte avec le formalisme de l'approche non linéaire utilisée.

Élaboration du modèle non linéaire en courant du MSAP, commandée en tension

On peut schématiser le MSAP suivant le modèle (1.4).

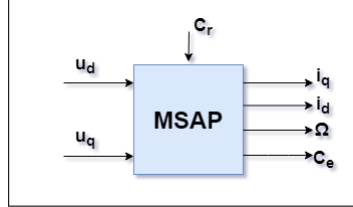


FIGURE 1.4: Modèle général du MASAP

Le MSAP est un système couplé, non linéaire, multi-entrées et multi-sorties (voir la figure 1.4) que nous pouvons modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(x) + GU \\ y = H(X) \end{cases} \quad (1.13)$$

Où :

- \dot{X} : le vecteur d'état dynamique du système.
- $X = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega_m]^T$: le vecteur d'état.
- $U = [u_d \ u_q]^T$: le vecteur de commande.
- y : le vecteur de sortie.
- $F(X)$: le champ de vecteur.
- C_r : le couple de charge.

Le système d'équation (1.13) est réécrit sous une forme plus détaillée, en utilisant le système d'équation (1.12), comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_d = f_1 + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{d}{dt}i_q = f_2 + \frac{1}{L_q}u_q \\ \frac{d}{dt}\omega_m = f_3 \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec :

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}i_q + p\omega_m \frac{L_q}{L_d}i_q \\ -\frac{p\omega_m}{L_q}L_d i_d - \frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{p\omega_m}{L_q}\varphi_f \\ \frac{3}{2J}p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J}\omega_m \end{bmatrix}$$

Et :

$$g_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad g_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad G = [g_1 \quad g_2]$$

Schéma fonctionnel du moteur synchrone

À partir de la représentation d'état non linéaire du M.S.A.P. (1.13), nous construisons le schéma bloc suivant (figure 1.5).

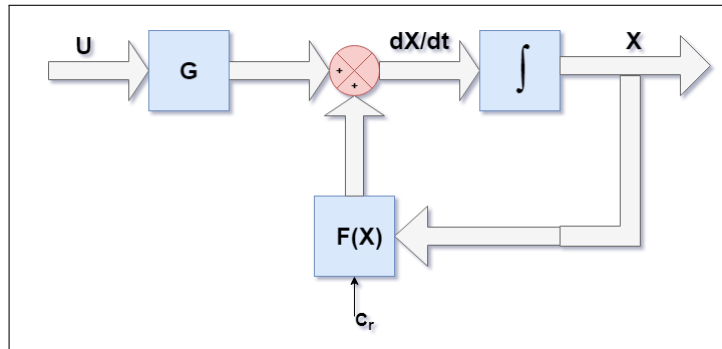


FIGURE 1.5: Schéma bloc du MSAP

Où C_r est le couple résistant qui présente une perturbation externe pour le système.

Schéma de simulation du MSAP dans le repère (dq)

À partir de la représentation non linéaire (1.14), nous concevons le bloc de simulation du moteur synchrone (voir la figure 1.6)

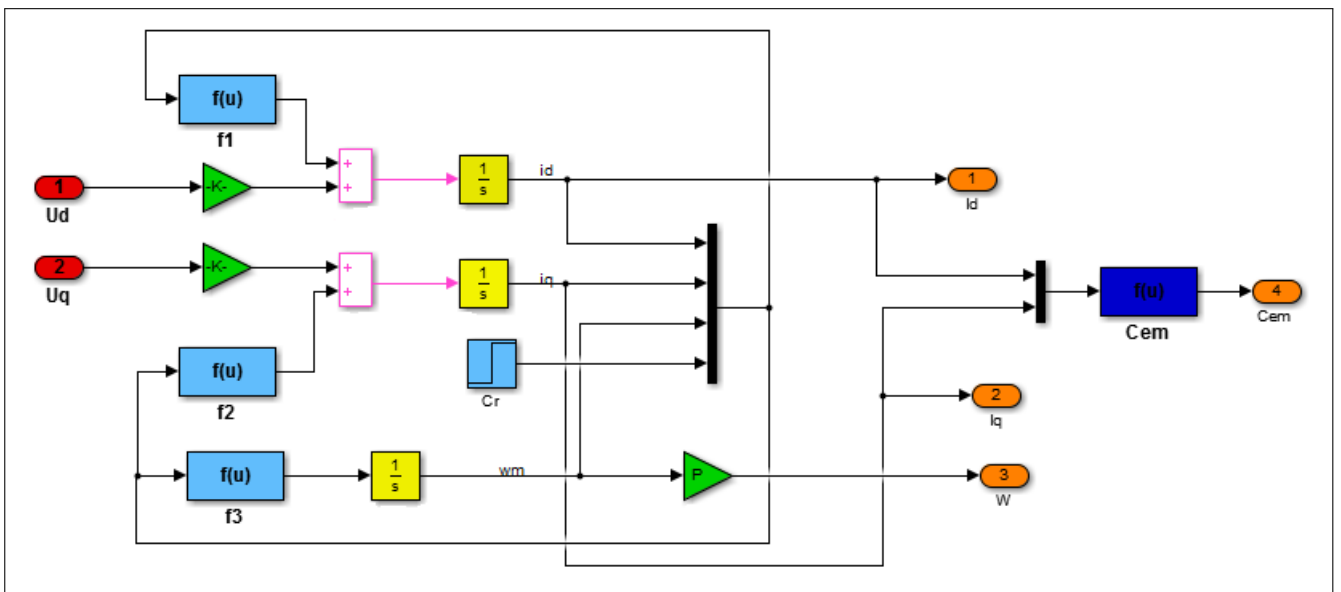


FIGURE 1.6: Bloc de simulation du MSAP

1.3 Conclusion

Ce chapitre a permis essentiellement de modéliser le moteur synchrone à aimants permanents en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices et les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de l'actionneur. Nous avons pu ainsi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant de MSAP, commandée en tension, dans le repère de Park. Sachant que le démarrage de la MSAP sans convertisseur statique (onduleur dans notre cas) est une opération impossible, la simulation relative à cette manœuvre n'est pas réalisée. Pour un comportement réel il faut utiliser l'ensemble : Commande-Convertisseur statique-Moteur. Le modèle de la machine ainsi conçu est utilisé pour l'élaboration d'une commande vectorielle, objet du chapitre suivant.

CHAPITRE

2

COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHRONES À
AIMANTS PERMANENTS

2.1 Introduction

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années, les chercheurs et les industries ont porté leur attention sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) en raison de leur haut rendement, de leur puissance et de leur structure simple par rapport aux autres machines.

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande qui s'appelle la commande vectorielle ainsi que connu par "commande par orientation du flux" et notée FOC (field oriented control), dans laquelle le vecteur de courant statorique sera décomposé en deux composantes dont l'une assure le contrôle du flux alors que l'autre agit sur le couple électromagnétique et rend la dynamique du moteur synchrone identique à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans ce chapitre on va présenter le principe de la commande vectorielle appliqué à la MSAP, la régulation à l'aide de correcteur classique PI et enfin, on va présenter les résultats de la simulation qui vont montrer les performances de la régulation proposée.

2.2 Principe de la commande vectorielle

Afin d'assurer le découplage entre le flux et le couple, il faut choisir un système d'axe « dq » et une loi de commande, il s'agit donc de la commande vectorielle qui consiste à régler le couple par la composante du courant « i_q » et le flux par l'autre composante.

La stratégie de la commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant « i_d » à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant [25] [17].

Si le courant « i_d » est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [14] [18] et $\varphi_d = \varphi_f$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p\varphi_f i_q \quad (2.1)$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnelle à i_q donc :

$$C_{em} = K i_q$$

Avec : $K = \frac{3}{2}p\varphi_f$

Dans ce cas les équations de la tension deviennent :

$$\begin{cases} v_d = -\omega_m L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_m \varphi_f \end{cases}$$

Il est parfaitement remarquable que à partir de l'expression (2.1) le couple est proportionnel au courant « i_q », le modèle du MSAP est similaire au modèle de la MCC à excitation indépendante. Donc, l'avantage de cette commande est lorsqu'on impose « i_d » nul, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est devenu linéaire et mono-variable, ceci rend cette stratégie de commande très attrayante pour les concepteurs industriels qui sont habitués à commander des MCC.

2.3 Commande vectorielle du MSAP alimentée par un onduleur de tension

2.3.1 Description du système global

La figure (2.1) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère « dq ». Cette commande est composée de deux principales boucles, une boucle externe de la vitesse et l'autre interne des courants, aussi la transformation directe et inverse de Park.

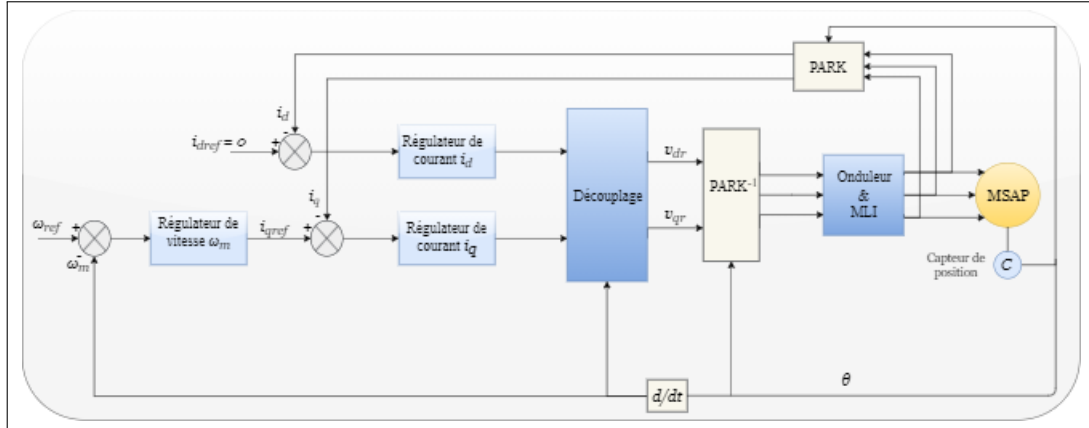


FIGURE 2.1: Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec les régulateurs PI.

La régulation de la vitesse fait par une boucle externe, la sortie du régulateur de cette boucle est le couple électromagnétique désiré C_{em}^* , permet de générer le courant souhaité i_q^* . Ce dernier est comparé à la valeur du courant mesuré " i_q " issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant " i_q ".

Parallèlement à cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant " i_d " qui est maintenu à zéro. Les tensions de référence v_{d*} et v_{q*} sont générées par la sortie des régulateurs de courant " i_d " et " i_q ". Et grâce à la transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions v_{sa} , v_{sb} et v_{sc} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega i_d + \omega \varphi_f \\ J \frac{\omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_m \end{cases}$$

avec :

$$\begin{aligned} - \omega &= p \omega_m \\ - C_{em} &= \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d \cdot i_q + \varphi_f i_q] \end{aligned}$$

La stratégie de commande consiste à maintenir la composante " i_d " nulle ($i_d = 0$). Nous contrôlons le couple uniquement par le courant " i_q ". On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante " i_q ".

Le système d'équations de la MSAP devient :

$$\begin{cases} v_d = -L_q \omega i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega \varphi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f \cdot i_q \end{cases}$$

On remarque qu'on a éliminé le problème de couplage entre les axes (dq). Donc le modèle de la MSAP est réduit au modèle équivalent à la machine à courant continu à excitation séparée (voir la figure 2.2) :

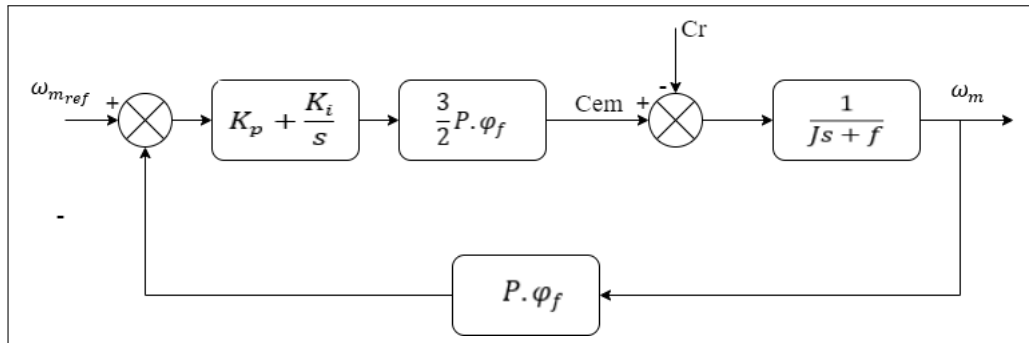


FIGURE 2.2: Modèle du MSAP commandé à flux orienté à i_d nul.

2.3.2 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

Avantages de la commande vectorielle

Les avantages de cette commande sont :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

Inconvénients de la commande vectorielle

Les inconvénients de cette commande sont :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétrique et en particulier à celle de la constante de temps rotorique.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvaises paramètres entraîne une erreur sur le couple.

2.3.3 Découplage

On obtient la source de tension par l'application d'une tension de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Cette tension peut définir le rapport de cycle sur les bras de cet onduleur, de sorte que la tension fournie par ce dernier aux bornes du stator du MSAP soit le plus proche possible de la tension de référence.

Mais il faut définir d'abord des termes de compensation, car dans les équations du stator, il existe des termes de couplage entre l'axe « d » et « q »

$$\begin{cases} v_d = \left(L_d \frac{d}{dt} i_d + R_s i_d \right) - \omega L_q i_q \\ v_q = \left(L_q \frac{d}{dt} i_q + R_s i_q \right) + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases}$$

Les tension « v_d » et « v_q » dépendent du courant sur l'axe « d » et « q », on est donc amené à introduire un découplage. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et la partie de régulation d'une manière simple.

Pour découpler les axes « d » et « q » on a utilisé **la méthode de découplage par compensation**. Ce découplage permet à simplifier les équations de la machine et la partie de régulation aussi de calculer facilement les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage permet d'établir deux nouvelles variables de commande " e_d " et " e_q " tel que :

$$\begin{cases} v_d = v_{d1} + e_d \\ v_q = v_{q1} + e_q \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases}$$

Et :

$$\begin{cases} v_{d1} = (R_s + s L_d) i_d \\ v_{q1} = (R_s + s L_q) i_q \end{cases}$$

La figure (2.3) représente le couplage entre l'axe " d " et " q " :

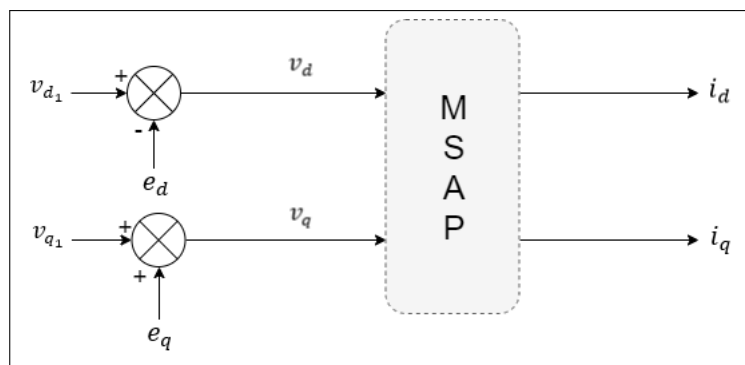


FIGURE 2.3: schéma bloc de la compensation

Les courants « i_d » et « i_q » sont découplés. Le courant « i_d » ne dépend que de « v_d » et le courant « i_q » ne dépend que de « v_q », à partir de l'équation les expressions de « i_d » et « i_q » s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \frac{v_{d1}}{R_s + s L_d} \\ i_q = \frac{v_{q1}}{R_s + s L_q} \end{cases}$$

Le principe de correction (régulation) est de réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par le régulateur classique (PI). Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure (2.4) [23], [15].

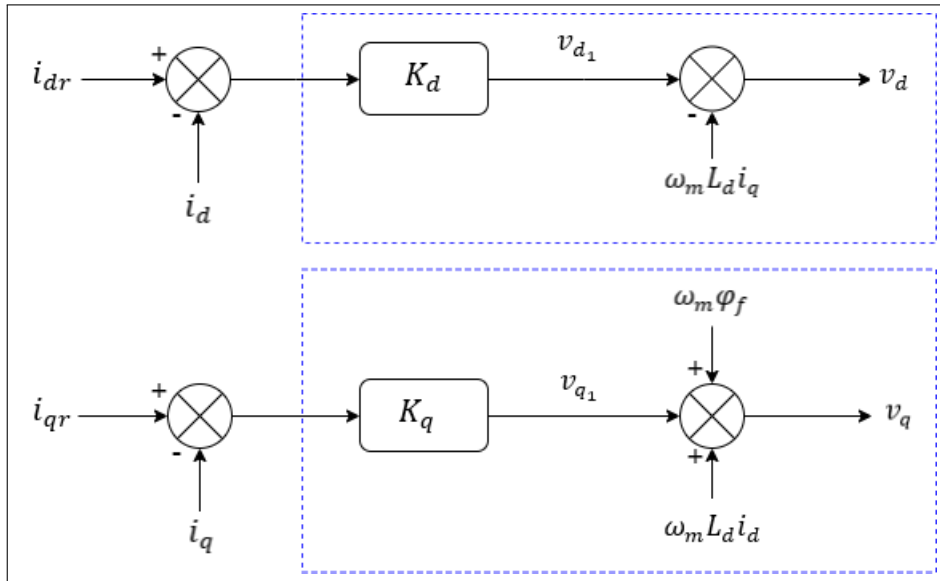


FIGURE 2.4: Principe de découplage par compensation.

- v_{d1} : La tension à la sortie de régulateur de courant " i_d ".
- v_{q1} : La tension à la sortie de régulateur de courant " i_q ".

2.4 Détermination des régulateurs

2.4.1 Calcul des régulateurs

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaire continus, donc les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D. (proportionnelle, intégrale et dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions.

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Nous nous contentons de régulateur classique de type PI, dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

De sorte que, pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire : ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur réglée et la grandeur de consigne [20],[29].

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt$$

Dans le domaine fréquentiel sera :

$$\frac{u_r(t)}{\varepsilon(t)} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

- K_p : Gain proportionnel
- K_i : Gain intégral

Où le régulateur PI est donné par la figure suivante (2.5) :

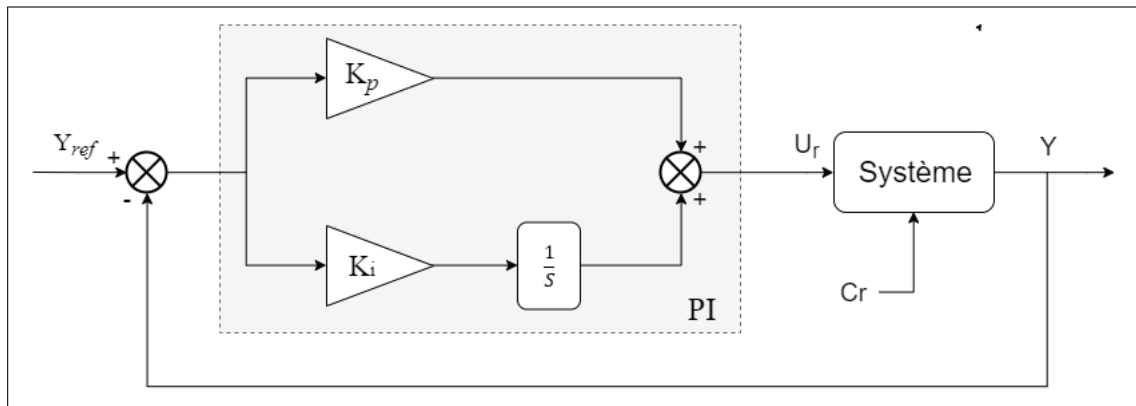


FIGURE 2.5: Régulateur PI

2.4.2 Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes « dq », la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, par contre la régulation sur l'axe « q » est faite par deux boucles en cascades, l'une interne sert à régler le courant « i_q » et l'autre externe afin de régler la vitesse.

Régulation de courant « i_d »

Le rôle du régulateur est de maintenir la sortie égale à la référence imposée. Les régulateurs de courant et de la vitesse peuvent être synthétisés ici en utilisant des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

Le schéma fonctionnel de la boucle du courant $i_d = \frac{v_{d1}}{s L_d + R_s}$ est représenté par la figure (2.6).

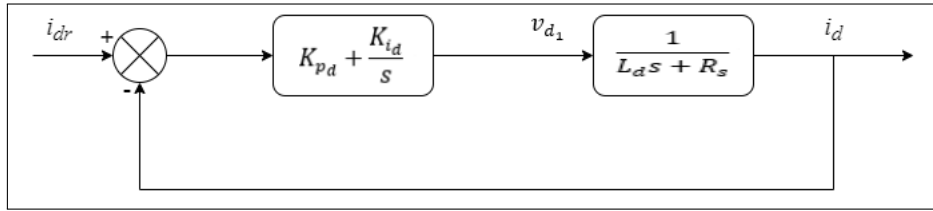


FIGURE 2.6: Boucle de régulation du courant i_d

- La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{L_d s + R_s} \right) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s} s} \right)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s} s} \right) \quad (2.2)$$

$T_d = \frac{L_d}{R_s}$: constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

- La fonction de transfert en boucle fermée en fonction de la F_{bod} est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{1 + F_{bod}(s)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation précédente (2.2).

Posant « $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$ », la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_i}{R_s \cdot s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} s + 1} \end{cases}$$

La constante de temps est : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$ supposons que le temps de réponse t_r sera égale à « $t_r = 3\tau_d$ » (voir la figure 2.7) les gains du régulateur (PI) pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = \frac{3R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3L_d}{t_r} \end{cases}$$

« Cette méthode s'appelle : La méthode de compensation de pôle (on compense le pôle du système avec le zéro du correcteur), facile à calculer sauf que le système final sera de premier ordre, moins de performance si en le comparant avec un autre système de deuxième ordre » [4].

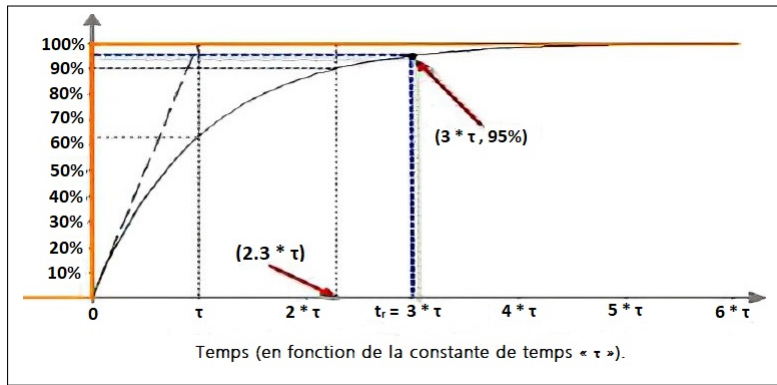


FIGURE 2.7: Réponse d'un système régulé de premier ordre

Régulation de courant « i_q »

De la même manière de calcul précédent, on détermine le régulateur du courant « i_q » (voir la figure 2.8) avec :

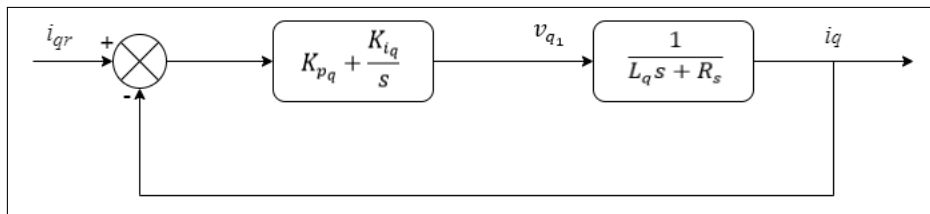


FIGURE 2.8: Boucle de régulation du courant " i_q "

$$\begin{cases} t_r = \frac{3R_s}{K_{i_q}} \Rightarrow K_{i_q} = \frac{3R_s}{t_r} \\ \frac{K_{p_d}}{K_{i_q}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{p_q} = \frac{3L_q}{t_r} \end{cases}$$

Régulation de la vitesse « ω_m »

Le processus à commander est décomposé en deux sous systèmes :

- Sous système du réglage de courant " i_q " donc du couple .
- Sous système de la partie mécanique.

Le schéma fonctionnel de contrôle de la vitesse est donné par :

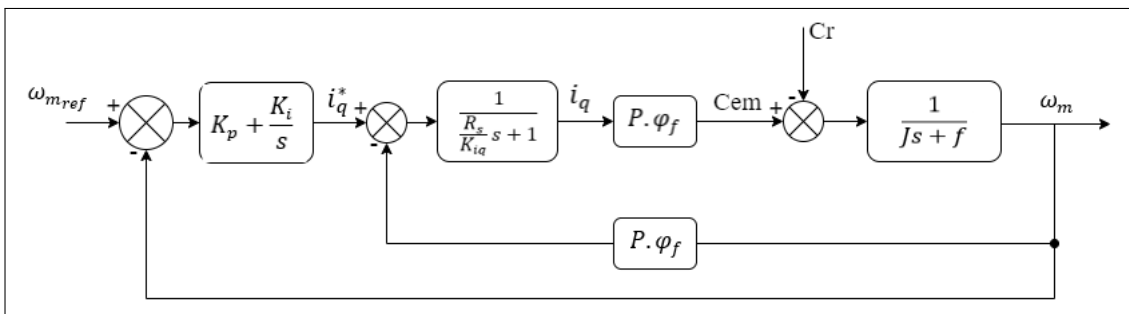


FIGURE 2.9: Boucle de régulation de la vitesse ω_m

Le schéma de la figure (2.9) est simplifié par le schéma de la figure (2.10) :

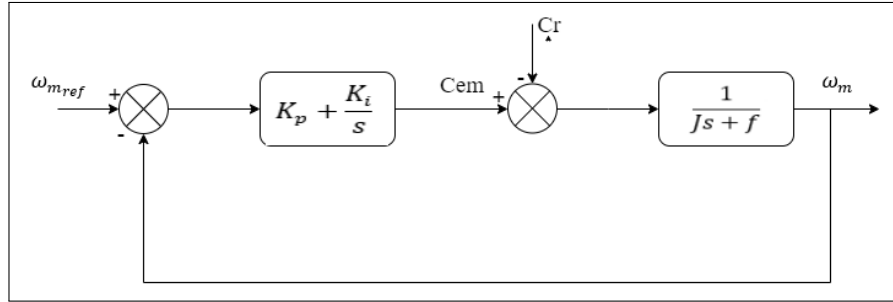


FIGURE 2.10: Boucle simplifiée de régulation de la vitesse ω_m

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc donné par :

$$F_{bo\omega}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f} \right) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_{p\omega} \cdot s}{K_{i\omega}} \right) \left(\frac{\frac{1}{f}}{1 + \frac{J}{f} s} \right)$$

$$F_{bo\omega}(s) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_{p\omega} \cdot s}{K_{i\omega}} \right) \left(\frac{\frac{1}{f}}{1 + \frac{J}{f} s} \right)$$

avec : $T_\omega = \frac{J}{f}$

Posant : $\frac{K_{p\omega}}{K_{i\omega}} = \frac{J}{f}$

Finalement les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} F_{bo\omega}(S) = \frac{K_{i\omega}}{f s} \\ F_{bf\omega}(S) = \frac{1}{\frac{f}{K_{i\omega}} s + 1} \end{cases}$$

La constante de temps est : $\tau_\omega = \frac{f}{K_{i\omega}}$ supposons que le temps de réponse $t_r \ll t_r = 3\tau_\omega \gg$ les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = \frac{3f}{K_{i\omega}} \Rightarrow K_{i\omega} = \frac{3f}{t_r} \\ \frac{K_{p\omega}}{K_{i\omega}} = \frac{J}{f} \Rightarrow K_{p\omega} = \frac{3J}{t_r} \end{cases}$$

Limitation des courants

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage [16].

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée (2.11).

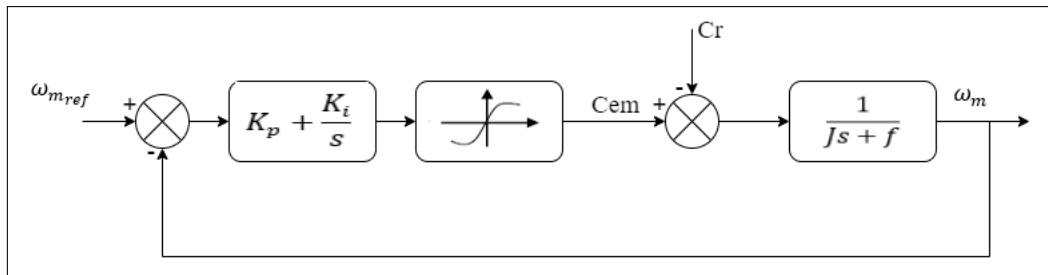


FIGURE 2.11: Boucle de régulation de la vitesse ω_m avec limitation du courant

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballement) (voir la figure 2.12).

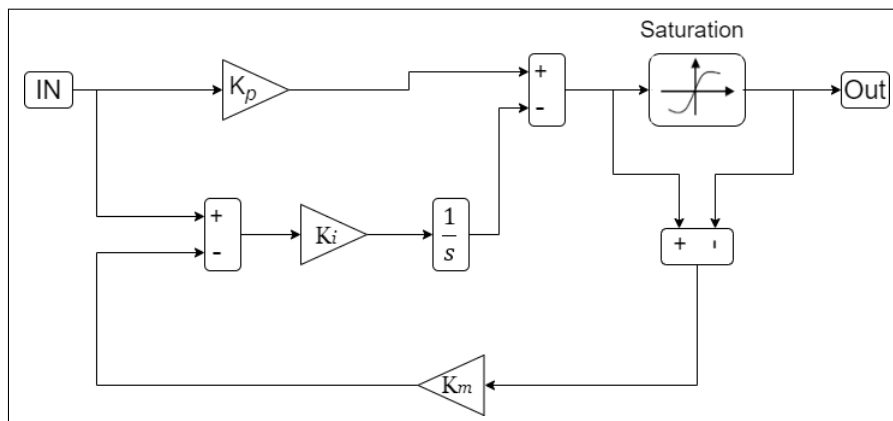


FIGURE 2.12: Régulateur PI avec anti-windup

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai erreur dépassement.

Le principe anti-windup appliqué est le même que celui appliqué dans le PI de courant. La Figure (2.13) montre l'effet de l'anti-windup sur le comportement du moteur, On observe clairement que le dépassement est réduit considérablement, en donnant une réponse plus rapide et plus stable.

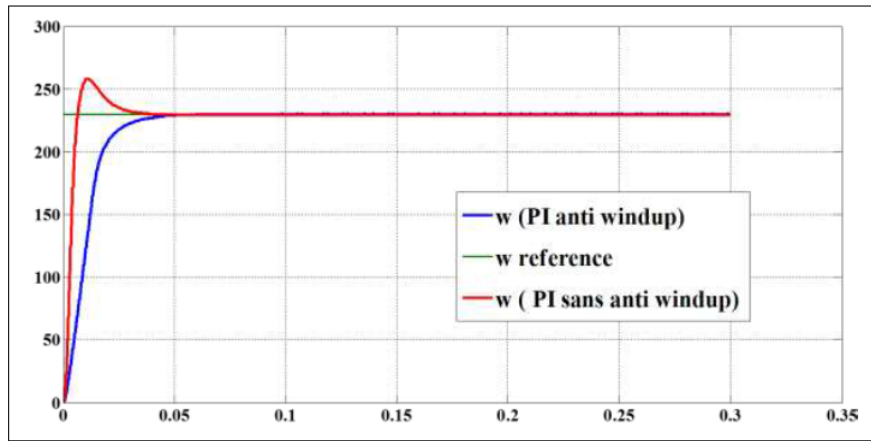


FIGURE 2.13: Réponse indicielle pour un échelon de consigne de 230 rad/s (avec anti-windup)

2.5 Simulation de la commande vectorielle du MSAP

2.5.1 Bloc de simulation

Le bloc de simulation de la commande vectorielle de MSAP est donné par la figure (2.14) :

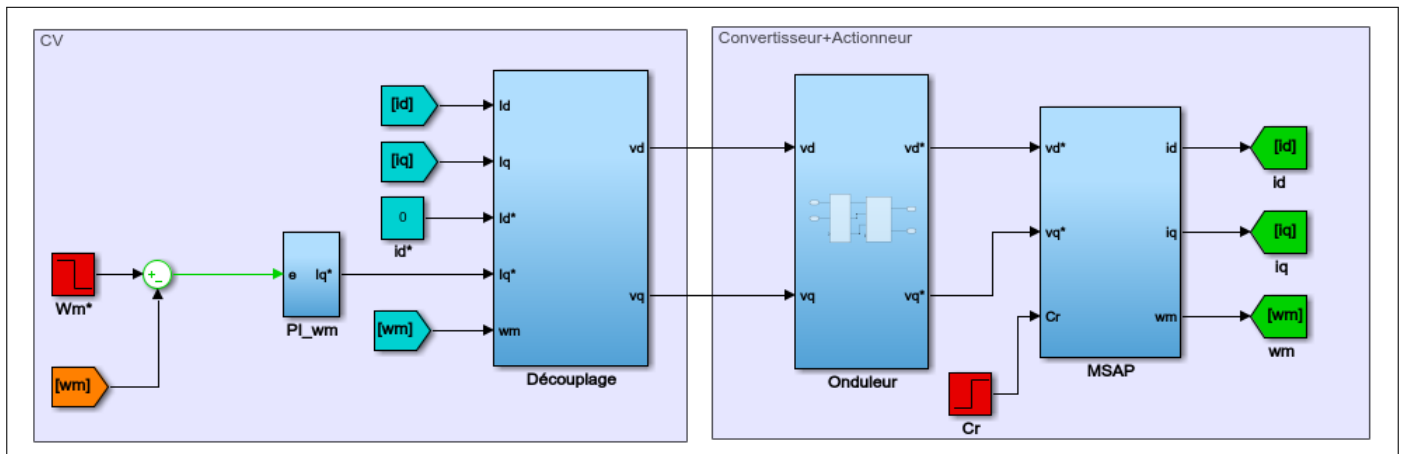


FIGURE 2.14: Bloc de simulation de la commande vectorielle de la MSAP.

2.5.2 Résultats de la simulation

Dans cette partie, on fait tourner la machine à vide, puis on applique un couple résistant de $5Nm$ à $0.2s$ et on l'élimine à $0.3s$. À l'instant $t = 0.5s$, on fait l'inversion du sens de rotation de $100rad/s$ à $-100rad/s$ et on applique un couple de charge de $-5Nm$ à $0,7s$ et on l'élimine à $0,8s$.

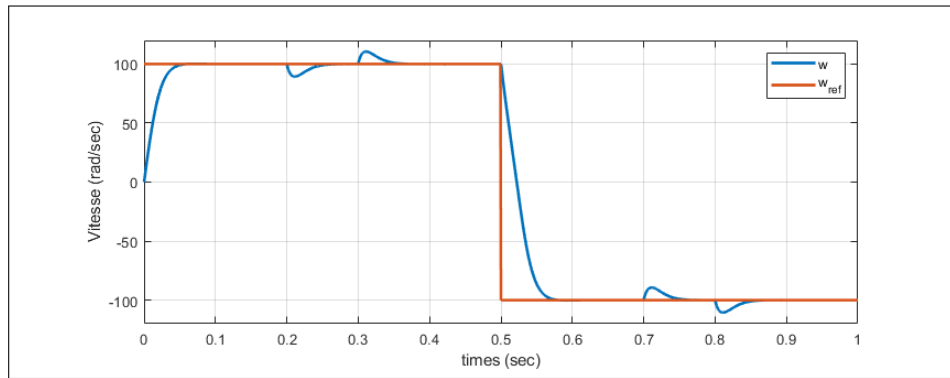


FIGURE 2.15: Vitesse de rotation (rad/sec)

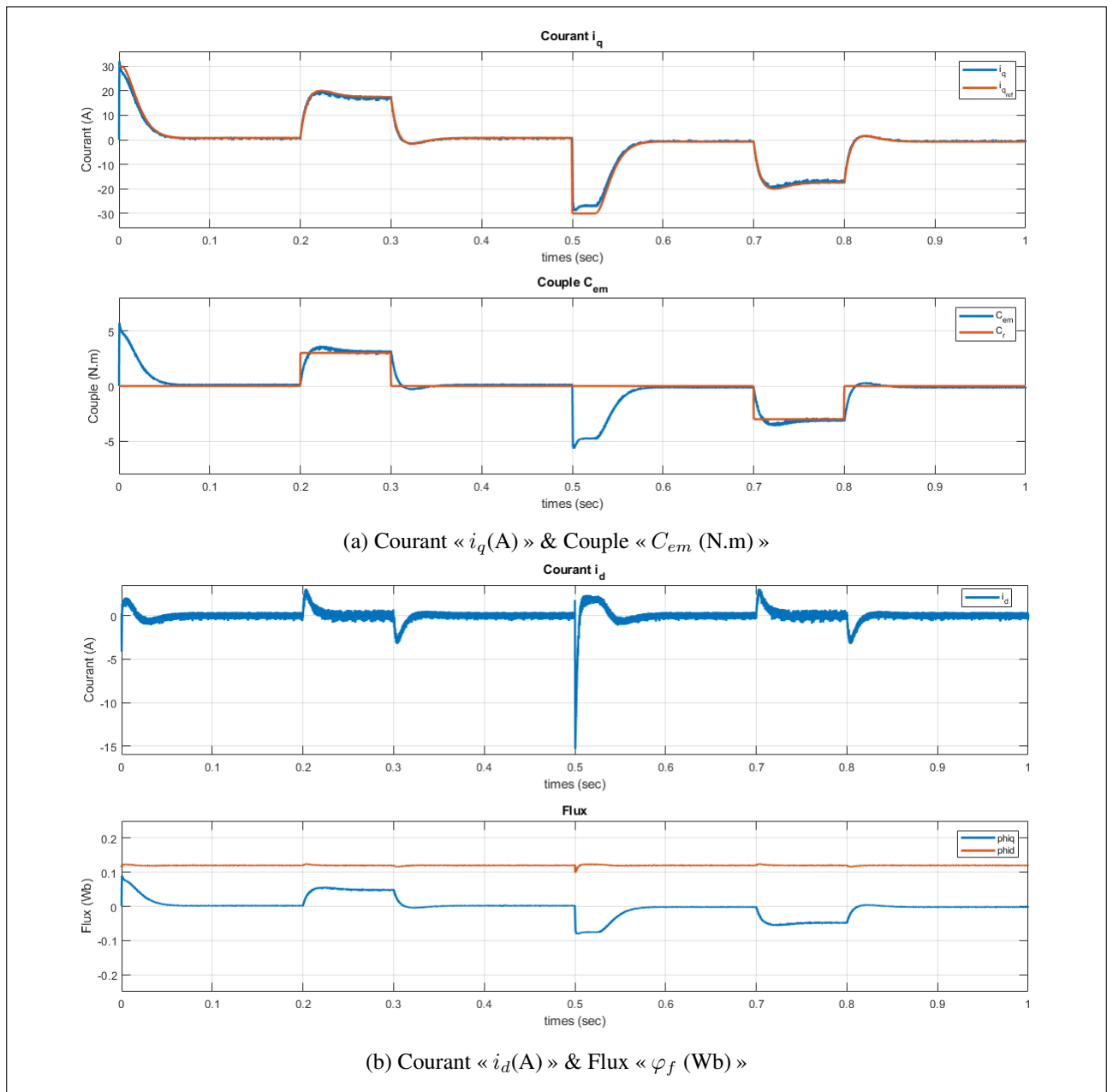


FIGURE 2.16: Représentation de courant « i_q & i_d », Couple « C_{em} & C_r » et Flux « φ_f ».

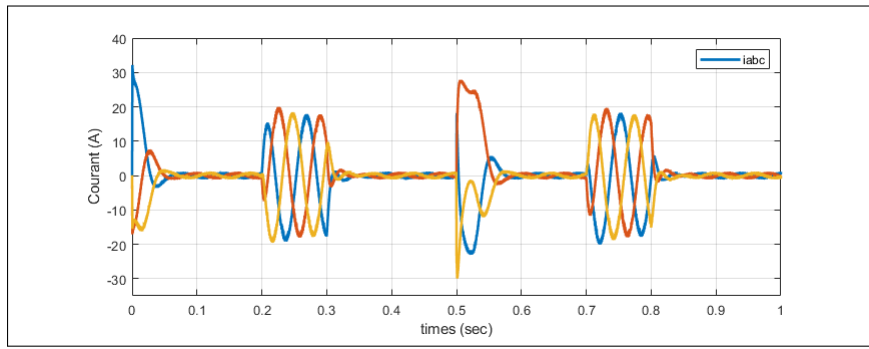


FIGURE 2.17: Courant statorique (A)

2.5.3 Interprétation des résultats :

À partir les figures (2.15, 2.16 et 2.17) on remarque que :

- L'allure de la vitesse suite parfaitement sa trajectoire de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement . L'effet de la perturbation est parfaitement éliminé et aussi le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple charge.
- Le courant « i_d » s'annule dans les deux régimes transitoire et permanent, ceci implique le découplage entre les deux composantes de courant.
- Le courant « i_q » est une image directe de couple électromagnétique « C_{em} ».
- Le courant de phase à une forme sinusoïdale avec un pic au démarrage.

2.5.4 Teste de la robustesse

On va essayer de simuler le système pour avoir les variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, cette vérification important pour d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande.

1. Variation de la résistance statorique $\pm 50\%$ de R_s

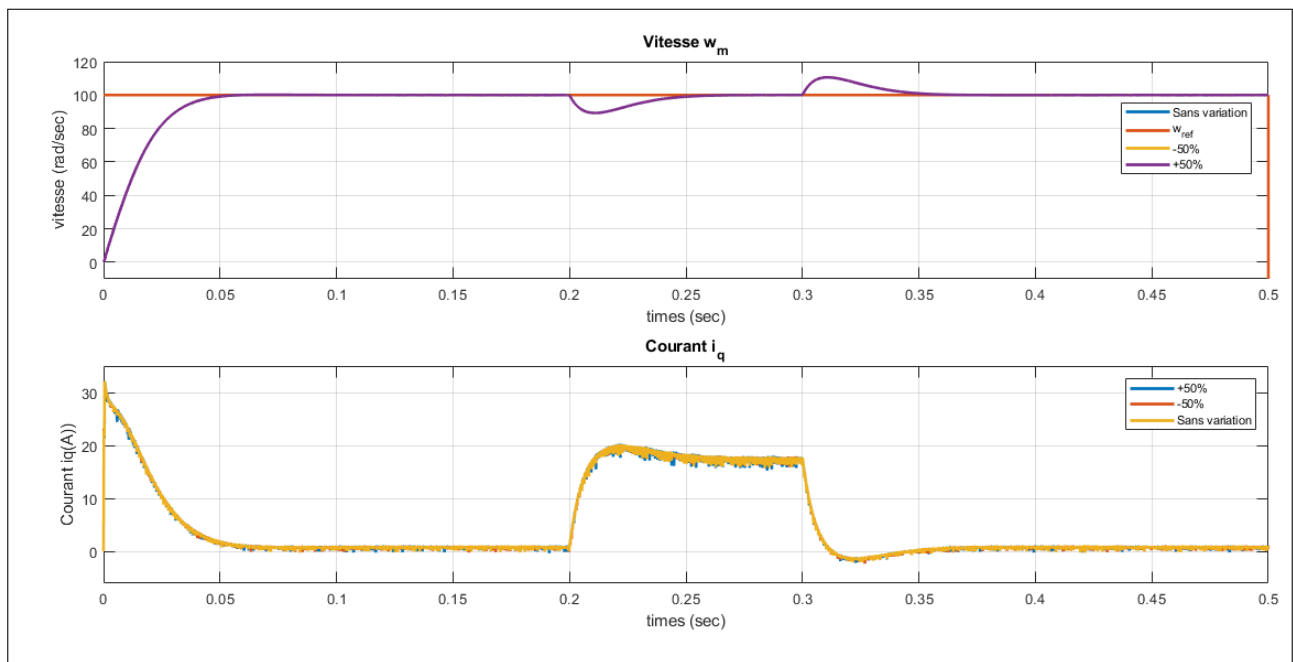


FIGURE 2.18: Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique R_s .

2. Variation du moment d'inertie $3J$

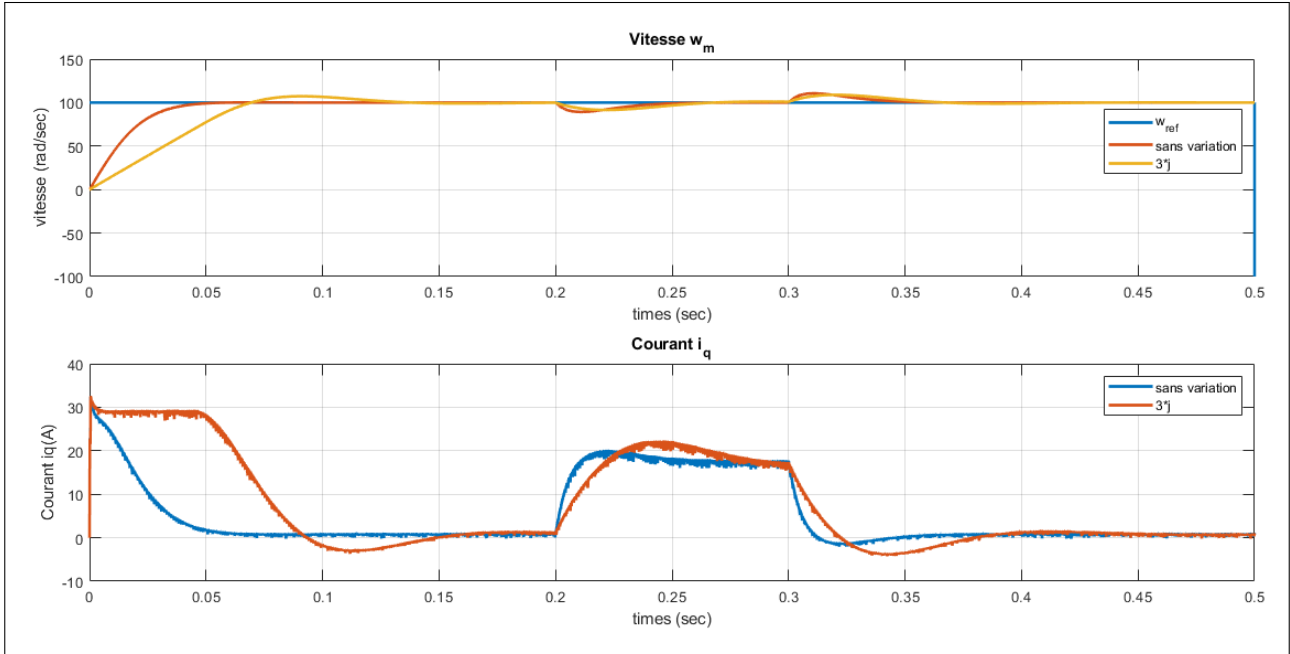


FIGURE 2.19: Résultats de simulation lors de la variation du moment d'inertie J .

3. Variation du flux magnétique des aimants $\pm 2\%$ de φ_f

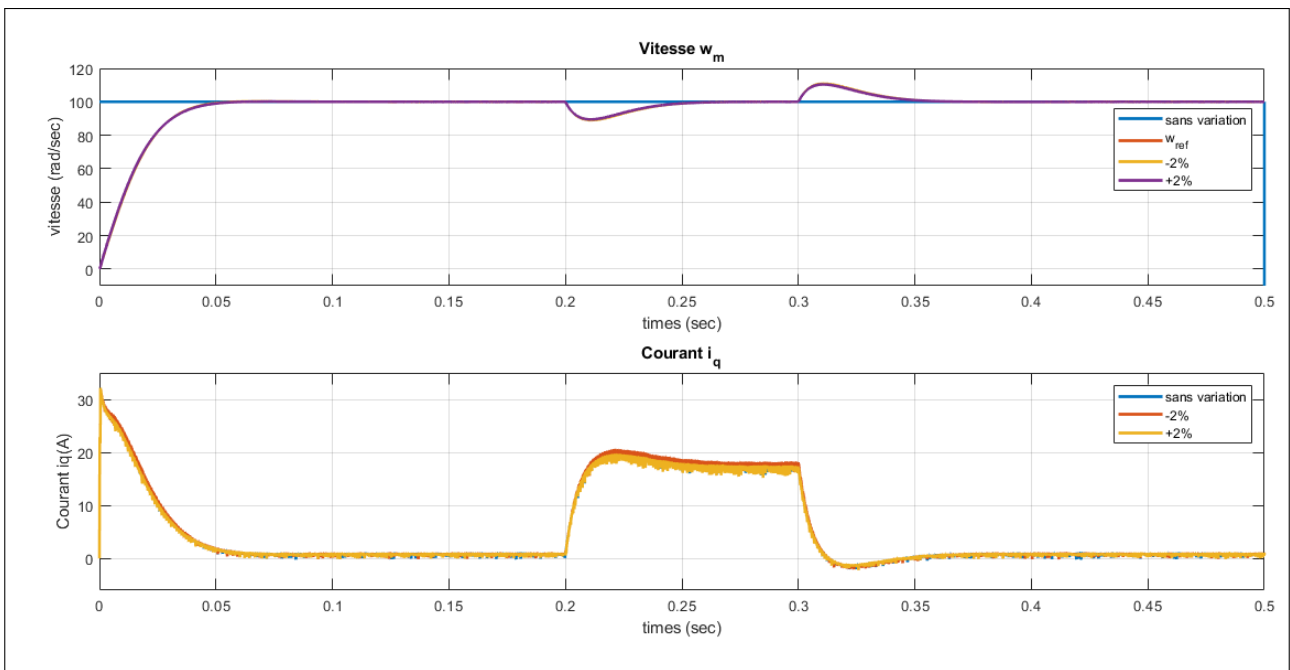


FIGURE 2.20: Résultats de simulation lors de la variation du flux des aimants φ_f .

4. Variation des inductances L_d et L_q de $\pm 50\%$

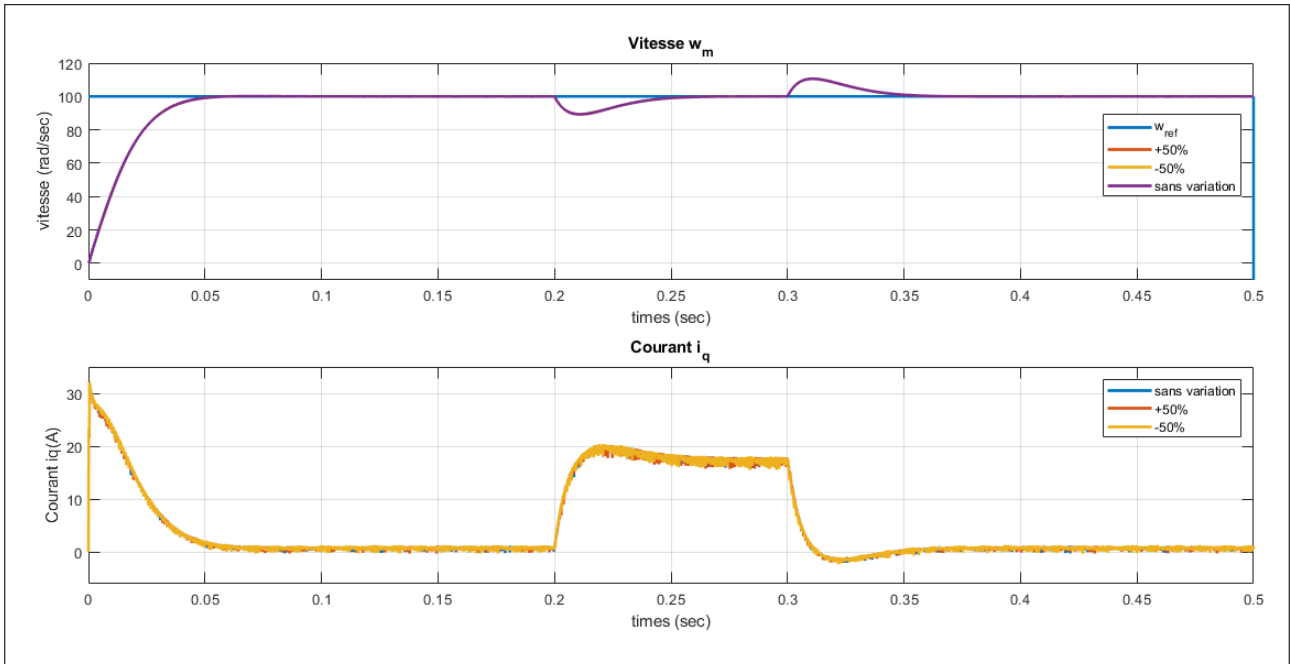


FIGURE 2.21: Résultats de simulation lors de la variation de L_d .

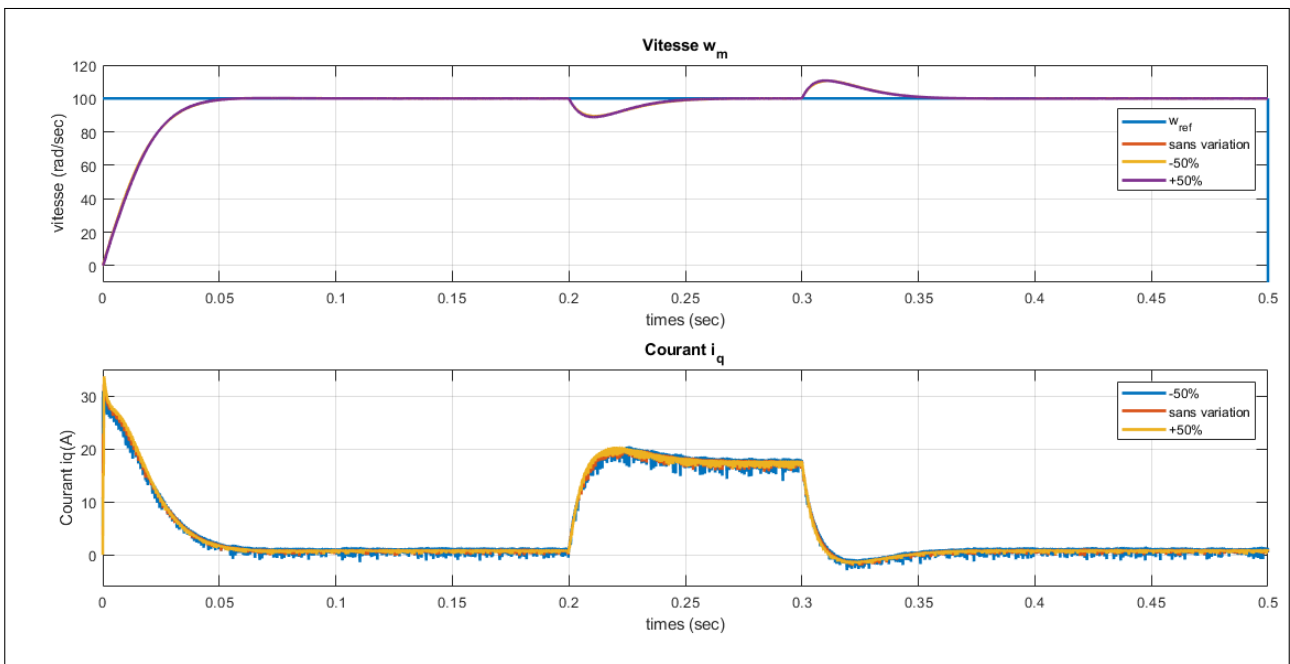


FIGURE 2.22: Résultats de simulation lors de la variation de L_q .

2.5.5 Interprétation des résultats du test de robustesse

D'après les figures (2.18, 2.19, 2.20, 2.21 et 2.22) on remarque que les variations des paramètres du MSAP n'influencent pas sur la dynamique de la vitesse, mais on observe une légère perturbation au niveau du couple électromagnétique et du courant i_q . Par contre on remarque que l'augmentation de l'inertie, se traduit par un temps réponse lent avec un léger dépassement.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée du moteur synchrone à aimant permanents, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande flexible de sa vitesse.

Selon les résultats obtenus, l'application de la commande vectorielle du MSAP nous permet non seulement d'avoir un modèle simplifier de ce moteur mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes « d » et « q » ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique « PI » permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine donc si on fait varier ces derniers dans une large plage de fonctionnement, les performances diminueront, donc il est préférable de voir d'autre technique de réglage qui sera consacré au prochain chapitre.

CHAPITRE

3

COMMANDE NON LINÉAIRE DU MOTEUR SYNCHRONÉ À
AIMANTS PERMANENTS

3.1 Introduction

La conception d'une certaine loi de commande dépend de la nature du système lui-même et de la qualité de sa représentation externe (modèle dynamique). L'intérêt constant porté à l'amélioration des performances des systèmes commandés conduit à une modélisation de plus en plus précise. Les modèles qui en résultent ne sont souvent pas linéaires et par conséquent les outils de base pour synthétiser les lois de contrôle dans le domaine linéaire deviennent insuffisants, Cela signifie que de nouvelles méthodes doivent être mises en œuvre. Il existe actuellement un certain nombre de techniques pour ce type de système, dont chacune dépend du degré de non-linéarité et de l'ordre du système considéré.

Le système non-linéaire peut être approximativement représenté dans une région linéaire en linéarisant ses équations autour d'un point d'opération. Cette solution reste, cependant, valable uniquement autour de ce point d'opération car il est difficile d'élargir la solution afin de l'appliquer à d'autres régions [26].

Les contrôleurs conçus restent, cependant, très dépendant du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non-linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est donc plus valable et les contrôleurs perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable [26].

Les chercheurs se sont donc orientés de plus en plus vers des techniques de contrôle non linéaires basées sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduite principalement dans le but de résoudre les problèmes rencontrés avec le contrôle linéaire. Son principe est de trouver une transformation qui puisse compenser la non-linéarité du modèle pour que la relation entre la sortie du système et son entrée soit complètement linéaire.

Dans l'actuel chapitre, nous allons introduire le principe de la méthode de linéarisation au sens des entrées-sorties. Nous allons concevoir une loi de commande non linéaire basée sur cette technique afin d'ajuster la vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent et de comparer ses performances à celle d'un contrôleur vectoriel. À la fin de ce chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses du contrôleur non linéaire à partir d'un test de robustesse aux variations paramétrique du MSAP.

3.2 Outils mathématique

La méthode de linéarisation aux sens entrées-sorties est basée sur la théorie de la géométrie différentielle, donc il est très utile de connaître quelques notions fondamentales (le gradient, la dérivée de Lie, *...*, *etc*) de cette théorie.

3.2.1 Gradient

Le gradient d'une fonction scalaire régulière $h(x)$ par rapport au vecteur x est défini par **le vecteur ligne** $\nabla h(x)$ comme suit :

$$(\nabla h(x))_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$$

Pour un champ de vecteur $f(x)$, le gradient est défini par **la matrice jacobienne de f** ($\mathcal{R}^{n \times n}$) comme suit :

$$(\nabla f(x))_{ji} = \frac{\partial f_j}{\partial x_i}$$

f et h sont des fonctions régulières.

3.2.2 Dérivée de Lie

La dérivée de Lie est défini comme étant **une nouvelle fonction scalaire** qui produit à partir d'un champ de vecteurs $f : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$ et $h : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$, elle est notée par $L_f h$ donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que :

$$L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$

Nous distinguons 3 cas :

— Pour un ordre quelconque, nous avons :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) \quad i = 1, 2, \dots$$

— Pour $i = 0$:

$$L_f^0 h = h$$

— Si g est un autre champ de vecteur, alors :

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h)g$$

3.2.3 Crochets de Lie

Le crochet de Lie de f et g qui sont deux champs de vecteurs dans \mathcal{R}^n est un **troisième champ de vecteurs** défini par :

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$$

Où $\frac{\partial g}{\partial x}$, $\frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices jacobiniennes.

Pour un ordre quelconque, on a :

$$ad_f^k g = [f, ad_f^{k-1} g] \quad k = 1, 2, \dots$$

3.2.4 Difféomorphisme

Soit Φ un champ de vecteur définie dans une région $\Omega \subset \mathcal{R}^n$, un difféomorphisme Φ est un changement de coordonnées non linéaire comme suit :

$$Z = \Phi(X) = \begin{pmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \dots \\ \phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ L_f \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ L_f \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \dots \\ L_f \phi_{n-1}(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

On utilise ce changement de coordonnées (3.1) pour transformer un système non-linéaire en un autre non-linéaire facile à utiliser.

Qu'il vérifie les deux conditions suivantes :

— Φ est inversible, i.e, il existe une fonction Φ^{-1} tel que :

$$\Phi^{-1}(\Phi(X)) = X$$

pour tout $x \in \Omega \subset \mathcal{R}^n$ et

— Φ et Φ^{-1} sont des fonctions lisses (régulières).

Dans ce cas, le difféomorphisme est appelé **local**, À l'inverse, si Φ^{-1} existe pour $\forall x \in \mathcal{R}^n$, le difféomorphisme est dit **global**.

3.3 Système non linéaire

Un SNL commandé est un ensemble d'équations (différentielles par exemple) des coefficients non linéaires, décrivant la dynamique temporelle du système soumis à des entrées (variables de commande).

En général, pour les SNL, pas de méthodologie directe pour l'analyse et la synthèse d'un contrôleur à cause de la diversité des phénomènes non linéaires (Points d'équilibre multiples, Sensibilité aux conditions initiales...etc).

On se limite dans ce travail à l'étude du système non linéaire affine en la commande, c'est-à-dire le système qui peut écrire sous la forme suivante :

$$\dot{X} = f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X)u_i \quad (3.2)$$

$$y = h(X)$$

Si $m = 1$: entrée scalaire, ce système devient :

$$\dot{X} = f(X) + g(X)u \quad (3.3)$$

$$y = h(X) \quad (3.4)$$

f, g et h sont des fonctions régulières.

Quant à l'étape primordiale après la conception de modèle mathématique d'un système physique afin d'établir d'une loi de commande est de vérifier **la commandabilité** de ce système.

3.4 Commandabilité des systèmes continus

L'un des principaux objectifs de l'automatique est de construire des lois de commande pour que le système évolue en fonction d'objectifs prédéterminés. Intuitivement, la propriété de contrôlabilité signifie que nous pouvons amener le système d'un état à un état désiré par une loi de commande. Au contraire, la non-contrôlabilité traduit que certains états sont inatteignables quelle que soit la commande, dans ce cas, il faudrait que les pôles non commandables soient stables.

Selon la nature du système, nous avons les critères appropriés. Pour un système linéaire, sa commandabilité est déterminée à partir de critère de Kalman (la matrice de commandabilité est de rang complet).

Comme les systèmes linéaires, les SNL de type affine en la commande (3.2), la condition de rang est donnée comme suivante :

Définition 3.4.1

On dit que le système (3.2) vérifie la condition du rang si la matrice de commandabilité non linéaire :

$$C_{fg} = \begin{bmatrix} g(x) & ad_f g(x) & \dots & ad_f^{n-1} g(x) \end{bmatrix}$$

est de rang n pour tout x .

Théorème 3.4.1

Si le système (3.2) vérifie la condition du rang alors ce système est **localement faiblement commandable**.

Pour bénéficier encore de la théorie de contrôle linéaire qui est abondante, puissante, ancienne et largement développée, il y a une méthode de contrôle basée sur des changements de coordonnées et de retour d'état linéarisant permettant de rendre la dynamique non linéaire équivalente à de comportement linéaire : il s'agit de la linéarisation par bouclage.

3.5 Principe de la linéarisation au sens entrée – sortie

L'objectif de cette technique est de trouver une relation linéaire entre les entrées et les sorties d'un système multi-variables, non linéaire et couplé, en utilisant **la technique de linéarisation par bouclage entrées-sorties**, donc pour atteindre cet objectif tout d'abord, on calcule le degré relatif de chaque sortie à contrôler afin d'établir la matrice de découplage $D(x)$, puis la construction d'une loi de commande linéarisante, enfin, l'élaboration d'une commande au système découplé et linéarisé pour un problème de poursuite des trajectoires de références.

Pour mieux comprendre cette démarche, on va détailler les étapes précédentes avant l'application directe au moteur, on considère le système non-linéaire de p entrées et p sorties a pour forme :

$$\dot{X} = f(X) + \sum_{i=1}^p g_i(X)u_i \quad (3.5)$$

$$y_i = h_i(X) \quad i = 1, 2, \dots, p$$

Avec :

- $[x_1, x_2, \dots, x_n]^T \subset \mathcal{R}^n$: le vecteur des états.
- $[u_1, u_2, \dots, u_p]^T \subset \mathcal{R}^p$: le vecteur des commandes(entrées).
- $[y_1, y_2, \dots, y_p]^T \subset \mathcal{R}^p$: le vecteur des sorties.
- f, g_i : des champs de vecteurs lisses(différentiables).
- h_i : une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression [26] :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i}(L_f^{r_j-1} h_j(x))u_i \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (3.6)$$

Si $L_{g_i}(L_f^{r_j-1} h_j(x)) \neq 0$, donc u_i n'apparaît pas dans les équations de $y_j, \dot{y}_j, \dots, y_j^{(r_j-1)}$ et elle apparaît dans l'équation de $y_j^{(r_j)}$. Dans ce cas, r_j est appelé le degré relatif du système, selon la définition suivante :

Définition 3.5.1

Le système non linéaire (3.3, 3.4) est dit avoir un degré relatif r , $1 \leq r \leq n$, dans une région $D_0 \subset D$ si

$$L_g L_f^{i-1} h(x) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, r-1; \quad L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0, \quad \forall x \in D_0.$$

Où la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (3.6) est représenté le degré relatif total (r) qui doit être inférieur ou égal à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$.

Pour trouver **l'expression de la loi linéarisante** u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (3.6) sous forme matricielle [26] :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_p^{(r_p)} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x)U$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix}$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_p(x) \end{bmatrix}$$

Où $D(x)$: la matrice de découplage du système.

Si nous supposons que cette matrice $D(x)$ est inversible, la loi de commande linéarisante prend la forme :

$$U = D^{-1}(x) [-\zeta(x) + v] \quad (3.7)$$

Sachant que, l'existence de cette loi de commande (3.7) ne plus possible si la matrice $D(x)$ n'est pas régulière.

Cette entrée de la commande (3.7) rend le système (3.5) **linéaire et totalement découplé** de la forme :

$$y_j^{(r_j)} = v_j$$

Le schéma fonctionnel de ce système est présenté sur la figure(3.1).

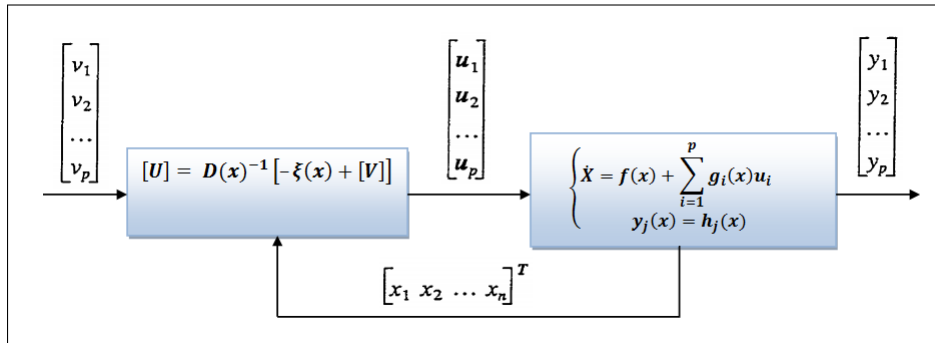


FIGURE 3.1: Schéma fonctionnel du système linéarisé

À partir de l'expression (3.7), le seul élément inconnu qu'il reste à déterminer est le nouveau vecteur de commande v qui construit en fonction de notre objectif.

3.5.1 Conception du nouveau vecteur de commande v

Pour le problème de poursuite des trajectoires de références, le vecteur v doit satisfaire :

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + K_{r_j}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + K_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (3.8)$$

Où les vecteurs $\{y_{d_j}, \dot{y}_{d_j}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$ sont les trajectoires de référence imposées pour chaque sortie.

3.5.2 Calcul les coefficients du contrôleur

Le domaine fréquentiel de l'expression (3.8) a pour forme :

$$s^{r_j} + K_{r_j} s^{r_j-1} + \dots + K_2 s + K_1 = 0 \quad (3.9)$$

Les valeurs propres de ce polynôme (3.9) sont déterminées selon les coefficients K_i , donc si ces K_i sont choisies de façon que le polynôme a des racines avec des parties réelles négatives (**Hurwitz**), alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfait :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e_j(t) = 0$$

On peut maintenant illustrer le système linéaire en boucle fermée à l'aide de la figure ci-dessous (3.2).

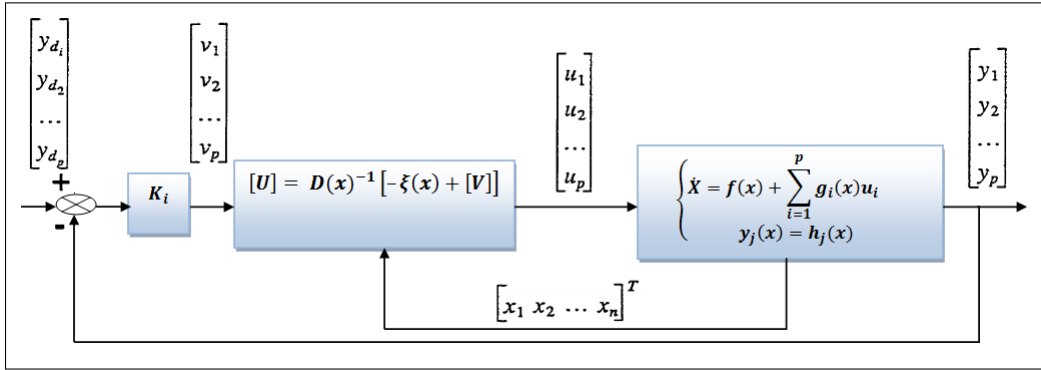


FIGURE 3.2: Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.6 Application au moteur

Rappelons que les équations dynamiques du MSAP dans le repère de Park (dq) sont :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p\omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{p\omega_m}{L_q} L_d i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{p\omega_m}{L_q} \varphi_f + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{3}{2J} p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega_m \end{cases}$$

Ce système d'équation est récrit sous la forme d'un système non linéaire affine en la commande, pour l'application de la loi linéarisante comme suit :

$$\dot{X} = F(x) + GU$$

Où :

- $X = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega_m]^T$: le vecteur d'état.
- $U = [u_d \ u_q]^T$: le vecteur de commande

Avec :

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_q + p\omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{p\omega_m}{L_q} L_d i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{p\omega_m}{L_q} \varphi_f \\ \frac{3}{2J} p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega_m \end{bmatrix}$$

Et :

$$g_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad g_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad G = [g_1 \quad g_2]$$

L'objectif était d'assurer **le contrôle de la vitesse du MSAP tout en maintenant un fonctionnement au couple maximal** ($i_d = 0$). A cet effet, une loi de linéarisation aux sens des entrées-sorties est appliquée à son modèle, qui garantit un découplage total entre les entrées et les sorties. Dans ce volet, les sorties doivent être **la vitesse mécanique** « ω_m » et **le courant** « i_d » :

$$y_1 = h_1 = i_d \quad (3.10)$$

$$y_2 = h_2 = \omega_m \quad (3.11)$$

Ces deux sorties (3.10 et 3.11) doivent **suivre les trajectoires de références**. Pour le courant « i_d », elle est nulle « $i_d^* = 0$ » tandis que, la vitesse doit suivre sa référence qui peut être un échelon ou une trajectoire quelconque ω_m^* .

Pour établir la matrice de découplage $D(x)$, on commence par la détermination **du degré relatif** de chaque sortie à contrôler.

Degré relatif :

— Pour le courant « i_d » :

Avec :

$$y_1 = i_d = h_1 \quad \nabla h_1 = [1 \quad 0 \quad 0]$$

Par l'utilisation de l'expression (3.6), on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + \sum_{i=1}^2 L_{g_i} h_1(x) u_i \\ \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_d + L_{g_2} h_1(x) u_q \\ \dot{y}_1 &= f_1 + \frac{1}{L_d} u_d \end{aligned} \quad (3.12)$$

On note que, l'entrée u_d apparaît dans l'équation (3.12), on arrête ici et on prend le degrés relatif de cette sortie $r_1 = 1$.

— Pour la vitesse « ω_m » :

Avec :

$$y_2 = \omega_m = h_2 \quad \nabla h_2 = [0 \quad 0 \quad 1]$$

Par l'utilisation aussi l'expression (3.6), on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + \sum_{i=1}^2 L_{g_i} h_2(x) u_i \\ \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \\ \dot{y}_2 &= f_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

On note qu'aucune entrée n'apparaît (3.13), nous sommes donc obligés de dériver une autre fois :

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + \sum_{i=1}^2 L_{g_i} h_2(x) u_i$$

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_d + L_{g_2} L_f h_2(x) u_q$$

$$\ddot{y}_2 = \frac{3p}{2J} ((L_d - L_q) i_q f_1 + (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d f_2) - \frac{f}{J} f_3) + \frac{3p}{2J L_d} (L_d - L_q) i_q u_d + \frac{3p}{2J L_q} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) u_q \quad (3.14)$$

À partir de l'équation (3.14), le $r_2 = 2$ de cette sortie.

Le degré relatif total (globale ou vectoriel) $r_1 + r_2 = r = 3$, donc le système est **exactement linéarisable** pour un retour d'état non linéaire. Aucune dynamique des zéros (interne ou inobservable) n'est à considérer.

En rassemblant les expressions (3.13 et 3.14), on obtient la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x)u \quad (3.15)$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

Ou plus explicitement par :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_q + p\omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{3p}{2J} ((L_d - L_q) i_q f_1 + (\varphi_f + (L_d - L_q) i_q) f_2 - \frac{f}{J} f_3) \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3p}{2J L_d} (L_d - L_q) i_q & \frac{3p}{2J L_q} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \end{bmatrix}$$

La matrice de découplage est inversible si le déterminant $\det(D(x)) \neq 0$, qui est égale :

$$|D(x)| = \frac{3p}{2J L_d L_q} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \neq 0$$

Où : $\frac{3p}{2J L_d L_d} \neq 0$ est constant non nul et le terme $(\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \neq 0$ car on a un MSAP ($\varphi_f \neq 0$ et $L_d \neq L_q$)

La loi de commande linéarisante qui garantit le découplage entre les entrées et les sorties (i.e. une relation linéaire entre les entrées et les sorties) est donc s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left(\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - \zeta(x) \right) \quad (3.16)$$

Où :

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ -\frac{(L_d - L_q)i_q L_q}{(\varphi_f + (L_d - L_q)i_d)} & \frac{2JL_q}{3p(\varphi_f + (L_d - L_q)i_d)} \end{bmatrix}$$

En remplaçant la loi de commande linéarisante (3.16) dans l'expression (3.15) on aura :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \ddot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

Donc on a un système **linéaire totalement découplé**, on peut dire aussi, l'application de la loi linéarisante sur l'équation (3.16) conduit à deux sous système mono-variables, linéaires et découplés :

$$\begin{cases} \dot{i}_d = v_1 \\ \ddot{\omega}_m = v_2 \end{cases} \quad (3.17)$$

On peut aussi présenter sous la forme linéaire $\dot{x} = Ax$ comme suit :

— Pour le 1^{er} sous système, on a :

$$\dot{x}_1 = v_1$$

Il est très clair que le système est du 1^{er} ordre et totalement commandable.

— Pour le 2^{ème} sous système, on a :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = v_2 \end{cases}$$

Donc, il est un système linéaire d'ordre 2.

Le système (3.17) est résolu par une chaîne d'intégrateur comme indique la figure (3.3)

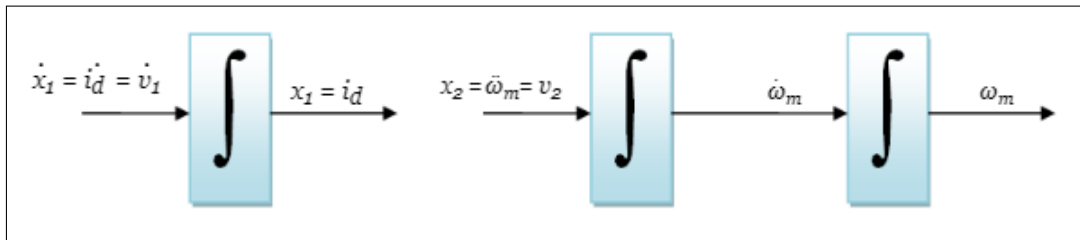


FIGURE 3.3: Dynamique du système linéarisé

Les nouvelles entrées (v_1 et v_2) doivent être conçues pour nous assurer que :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} i_d = \lim_{t \rightarrow +\infty} y_1(t) = i_d^* \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} \omega_m = \lim_{t \rightarrow +\infty} y_2(t) = \omega_m^* \end{cases}$$

Donc, on a dans le cas d'un problème **de poursuite de trajectoires**, alors d'après la relation (3.8) on a :

$$v_1 = \dot{i}_d^* + K_d(i_d^* - i_d) \quad (3.18)$$

$$v_2 = \ddot{\omega}_m^* + K_2(\dot{\omega}_m^* - \dot{\omega}_m) + K_1(\omega_m^* - \omega_m) \quad (3.19)$$

La transformation de Laplace de (3.18) conduit :

$$S + K_d = 0$$

Aussi, l'utilisation de Laplace avec (3.19) donne :

$$S^2 + K_2S + K_1 = 0$$

Pour déterminer les coefficients K_d , K_1 et K_2 on a utilisé la méthode **placement de pôles**, pour que le système bouclé est **stable** et sa sortie est **sans dépassement**. Si la trajectoire de référence (la trajectoire imposée) est un échelon, donc on a : $\dot{i}_d^* = \ddot{\omega}_m^* = \dot{\omega}_m^* = 0$ et le vecteur de commande devient :

$$\begin{cases} v_1 = K_d(i_d^* - i_d) \\ v_2 = -K_2\dot{\omega}_m + K_1(\omega_m^* - \omega_m) \end{cases}$$

Le schéma fonctionnel du système linéaire en boucle fermée est illustré dans la figure (3.4) suivante :

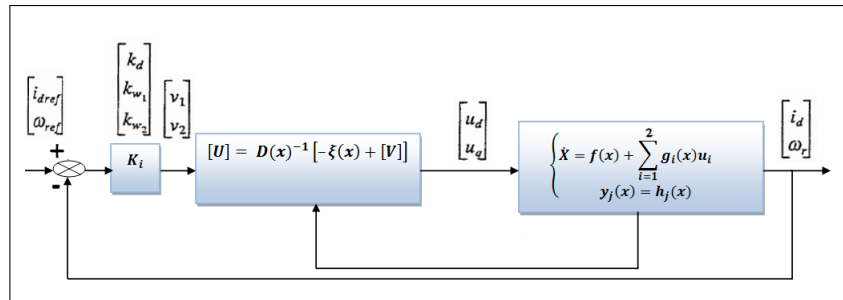


FIGURE 3.4: Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.7 Simulation de la commande non linéaire

3.7.1 Schéma de simulation du MSAP

Afin de montrer la performance et la robustesse par rapport le perturbation « C_r » de la loi linéarisante à la vitesse de rotation et le courant « i_d », le système a été simulé (3.5) sous deux essais, le 1^{ier} est le démarrage à vide et en charge, le 2^{ème} est durant l'inversion du sens de rotation du MSAP.

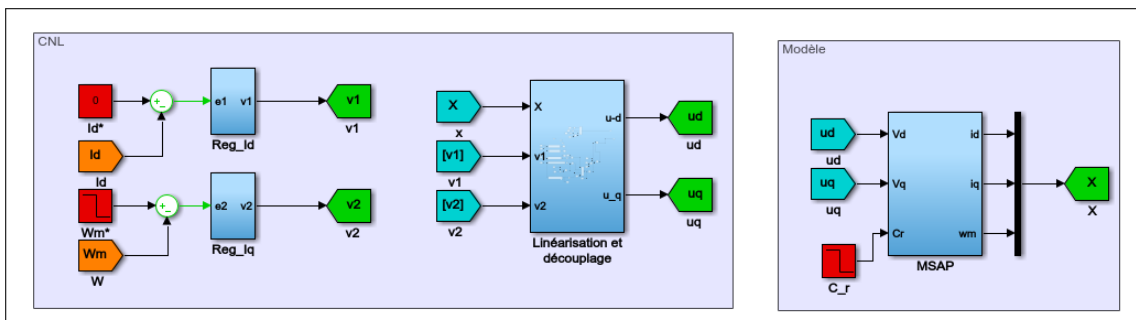


FIGURE 3.5: Bloc de simulation de CNL du MSAP : Contrôle du courant et de le vitesse

Démarrage à vide avec introduction d'un couple résistant

Le moteur commence à vide pour une consigne de 100rd/s et l'application d'une charge de 5Nm à 0.2s et on l'élimine à 0.3s

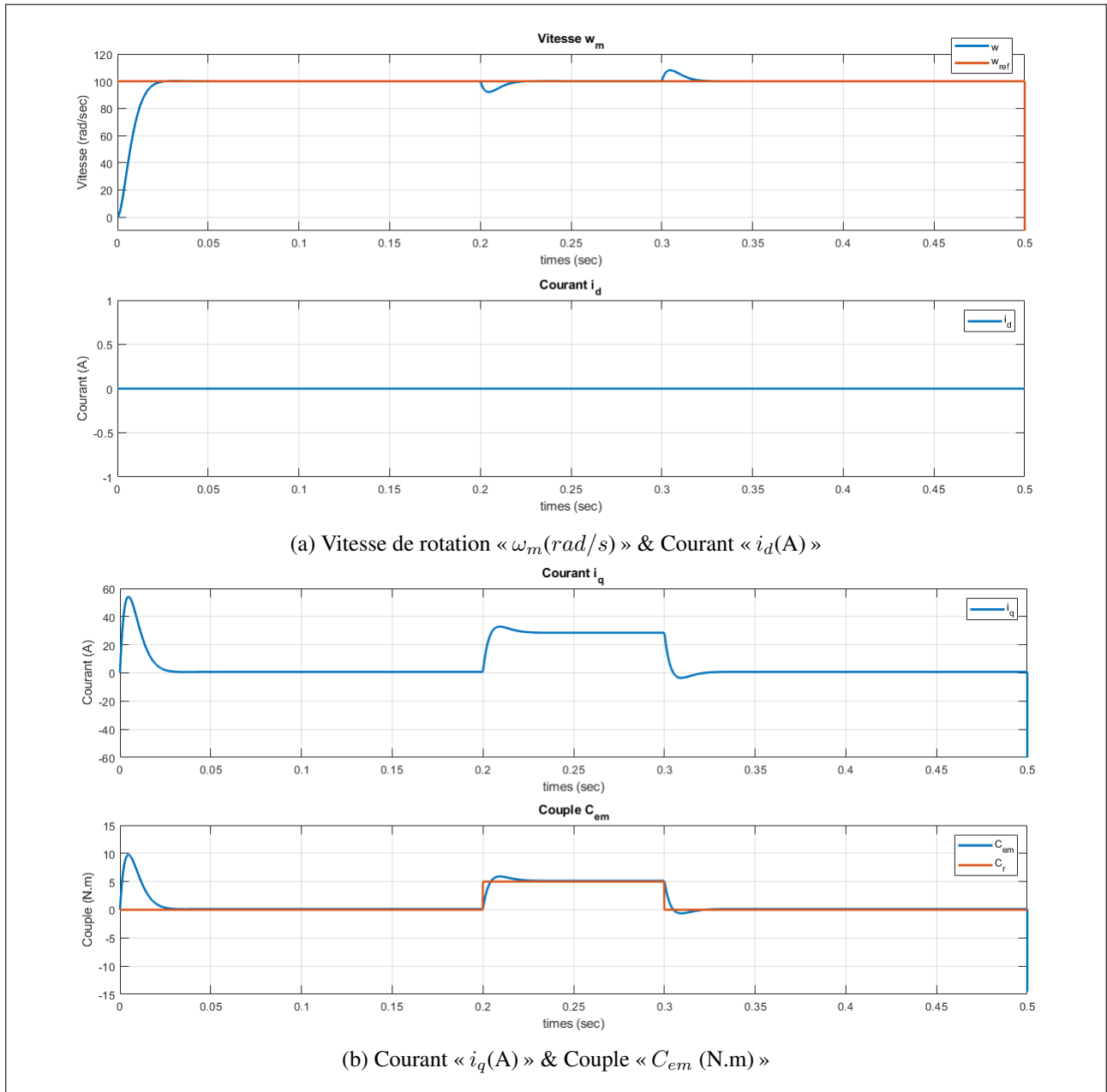


FIGURE 3.6: Réponse du MSAP chargée sans inversion de la direction de rotation

La figure (3.6) illustre l'efficacité du contrôle non linéaire appliqué au MSAP.

Les résultats de la simulation montrent que la vitesse suit très bien sa référence, qu'il n'y a pas de dépassement et que le temps de réponse est très court, avec l'application du couple de charge, le rejet de perturbation est assurée.

Le couple électromagnétique prend un pic de (10Nm) au démarrage du moteur et après se stabilise à la valeur du couple de charge qui nous avons introduit, il ne dépend que de la composante « i_q ».

Démarrage avec inversion du sens de rotation

L'objectif de ce test est pour montrer la robustesse de contrôleur non linéaire vis-à-vis des changements brusques de vitesse. À cet effet, une consigne de vitesse égale à 100 rad/s est appliquée durant une durée de $t = 0,5 \text{ s}$, puis le sens de rotation du moteur est inversé à -100 rad/s . Les résultats de la simulation sont montré dans la figure (3.7).

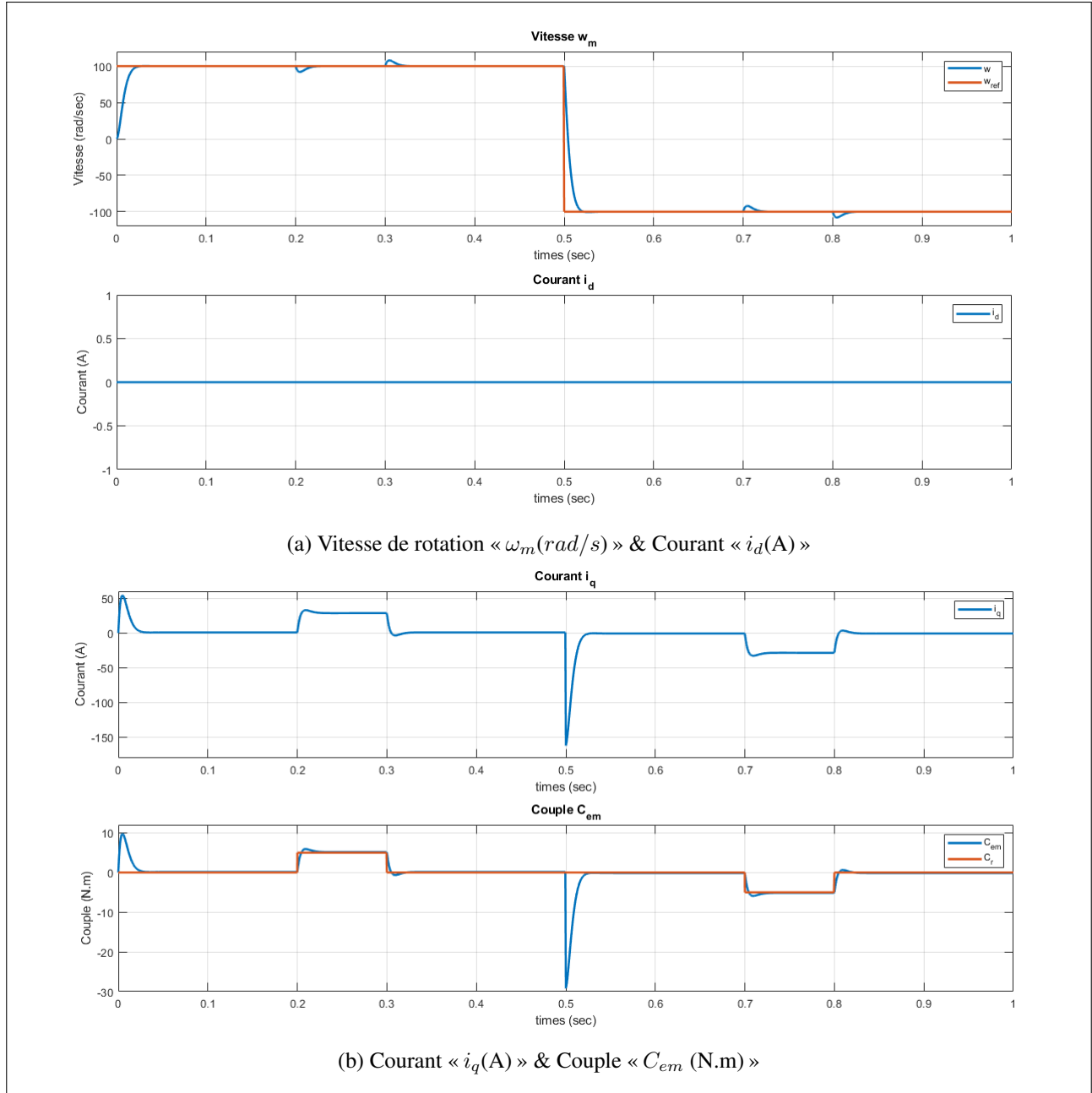


FIGURE 3.7: Réponse du MSAP chargée avec inversion de la direction de rotation

Dans ce test, la vitesse suit avec précision la référence en régime transitoire et en régime permanent (sens de démarrage et d'inversion), pas de dépassement et le temps du réponse est court. Les courants et le couple électromagnétique ont les mêmes courbes. ce qui signifie que le découplage est parfaitement effectué.

Étude comparative entre la commande vectorielle et la technique de la CNL

Dans ce travail, on a utilisé deux techniques de commande, l'un est la commande vectorielle (régulateur PI classique) et l'autre CNL de type linéarisation par bouclage entrées-sorties, donc il est très utile de faire une comparaison entre la performance des deux contrôleurs. Le résultat de simulation est donnée par la figure (3.8) qui montre très bien la différence entre le rendement des deux régulateurs, on remarque que la CNL est très performante que le contrôle vectoriel.

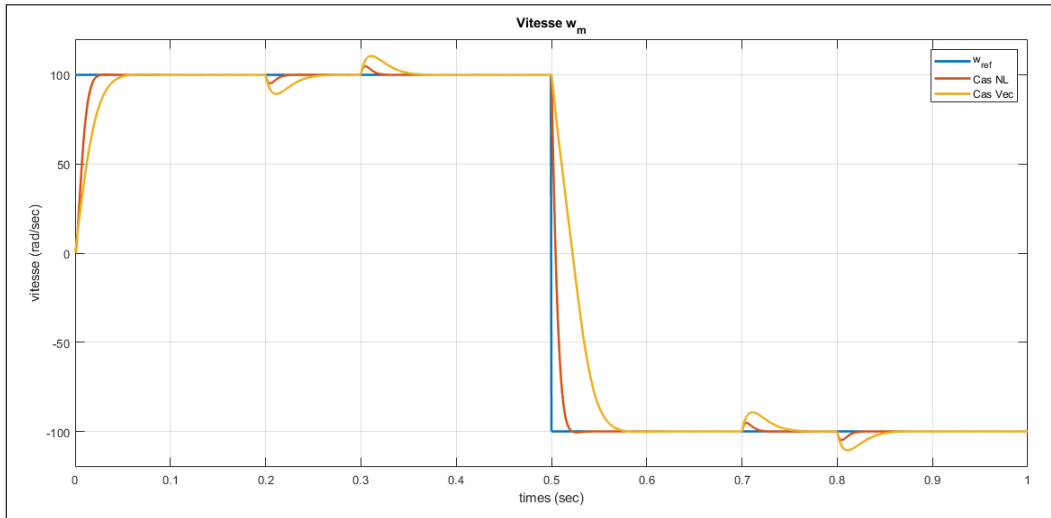


FIGURE 3.8: Simulation comparative entre C.V. et C.N.L. en vitesse

Sensibilité aux variations paramétriques

Afin de mettre en évidence la robustesse de CNL, les performances de ce contrôleur sont mises à l'essai en effectuant les tests de robustesse suivants :

- Une variation de la résistance statorique $\pm 50\%$ de R_s .
- Une variation du moment d'inertie $\pm 50\%$ de J .

1. Variation de la résistance statorique

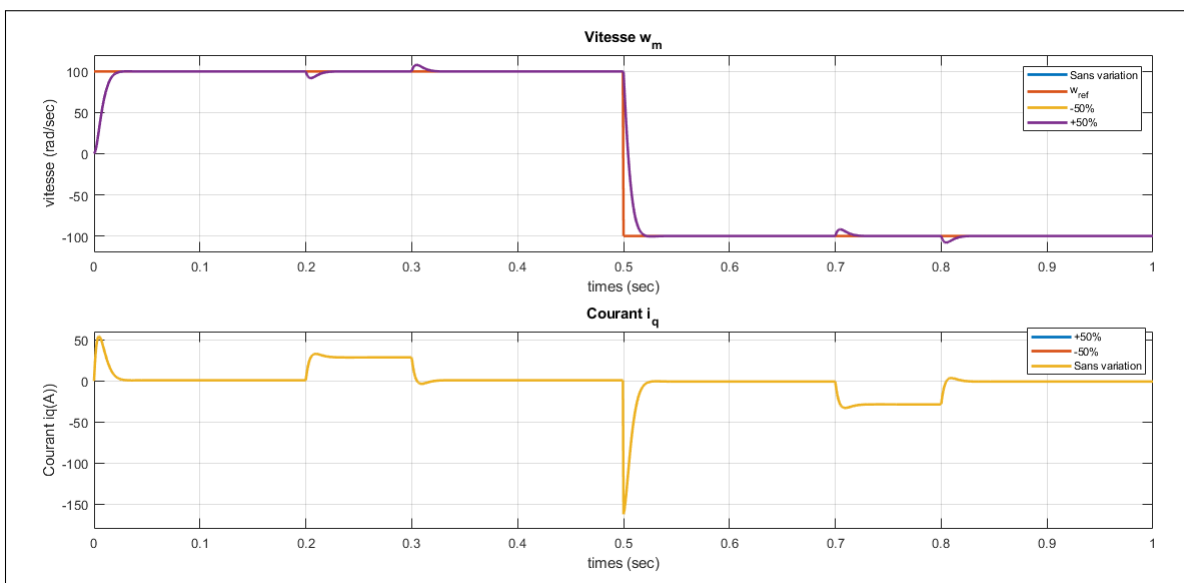


FIGURE 3.9: Réponse du MSAP avec inversion de la résistance de $\pm 50\%$ de R_s .

Le résultat de la simulation (3.9) indique que le changement de résistance n'a aucune incidence sur le contrôleur non linéaire lorsque le moteur tourne à deux sens.

2. Modification du moment d'inertie

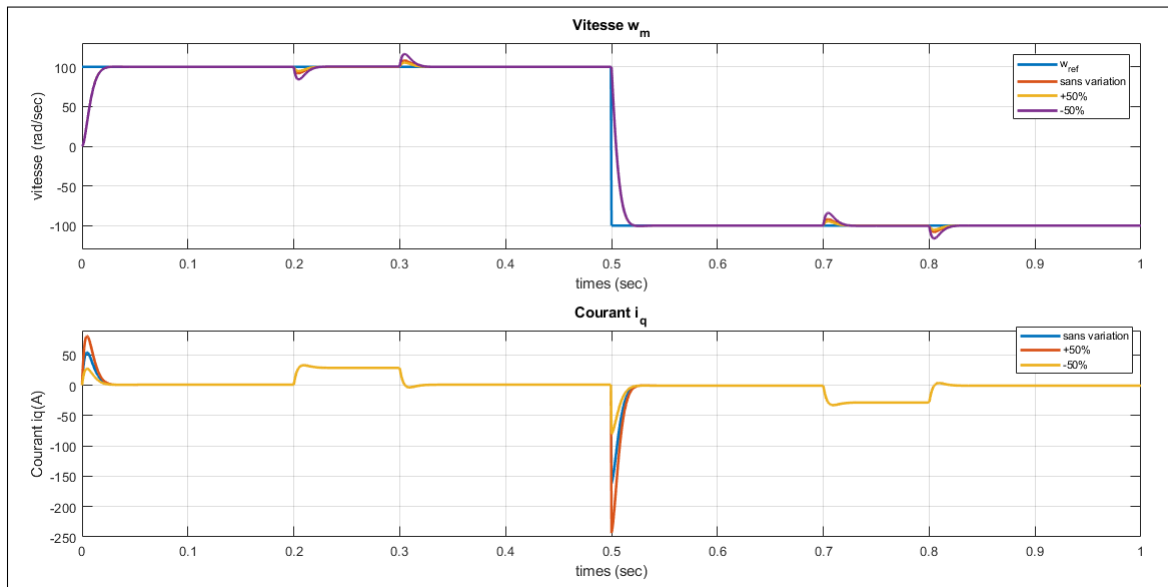


FIGURE 3.10: Réponse du MSAP avec variation du moment d'inertie à $\pm 50\%$ de J .

À partir de la figure (3.10), on note que cette variation influe sur le contrôle de la vitesse lorsque le moteur tourne à deux sens, aussi avec le courant « i_q » qui a une relation proportionnelle avec le changement du moment d'inertie « J ».

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de linéarisation par bouclage entrées-sorties qui est fondé sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système linéaire découplé équivalent puis lui appliquer le bouclage d'état, elle est parfaitement adaptée aux problèmes liés au suivi de trajectoire et à la stabilisation. Le découplage reste possible malgré les changements de charge, un choix approprié des coefficients du régulateur non linéaire permet d'obtenir de très bonnes performances.

Cependant, ses principales limites sont : concrètement, l'exigence selon laquelle tous les états doivent être mesurables, et la sensibilité du contrôleur aux variations paramétriques. On peut dépasser la première limitation par la réalisation d'un observateur qui permet d'estimer les états non observables. Le problème de la robustesse du régulateur par rapport aux changements des paramètres peut être résolu par l'utilisation de la commande adaptative.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire est essentiellement porté sur l'étude des performances de la commande vectorielle et non linéaire du type linéarisation entrée-sortie, appliquée à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons abordé la problématique de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MSAP, on a pu ainsi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension, dans le référentiel tournant de park « dq » lié au rotor, qui s'adapte avec le formalisme de la commande vectorielle et non linéaire.

Le deuxième chapitre nous avons défini la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette technique permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande flexible de sa vitesse. Ensuite nous avons présenté un banc d'essai de simulation pour tester la robustesse de la MSAP par la variation des paramètres de la machine dans une large plage de fonctionnement, qui a diminué les performances de la MSAP, en suite dans le but de pallier les inconvénients de cette commande, nous avons vu d'autre technique de réglage pour commander la MSAP.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les concepts théoriques de base de la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie, cette stratégie est une application de la géométrie différentielle basé sur le dérivée de Lie de la sortie à contrôler jusqu'à l'apparition de la commande (u), puis un choix approprié de cette commande annule la non linéarité et permet un suivi asymptotique de la trajectoire de référence. Alors le système non linéaire, couplé et d'entrée-sortie multiples, se décompose en plusieurs sous systèmes linéaires et découplés mono-variables. Chaque sous système représente une boucle indépendante de régulation d'une variable donnée. Grâce à cette commande nous avons pu d'obtenir des résultats très satisfaisants et de très bons performances dynamiques. Cette technique peut être présenté comme une alternative à la commande vectorielle, qui perd de ses performances de découplage, dans le cas de variation des paramètres de la MSAP.

Suite, aux travaux réalisés, on peut proposer quelques perspectives, qui peuvent améliorer les performances de la MSAP :

- Adopter une commande non linéaire dynamique, qui prend en compte des dérives paramétriques, pour rendre la commande plus robuste.
- Utilisation de commandes robustes pour remplacer les régulateurs classique de type PI comme logique floue, les réseaux de neurones et la commande LQR.
- Utilisation d'un algorithme génétique pour optimiser les paramètres de réglage, permet d'élargir l'application de cette commande à une gamme plus variée de moteurs.
- Réalisation d'un programme par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande non linéaire sans capteur mécanique par l'utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (DSP).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **A.Choukchou-Braham** : « Cours Phénomènes non linéaires », Université de Tlemcen, 2021.
- [2] **A.Choukchou-Braham** : « Cours Théorie de la commande », Université de Tlemcen, 2021.
- [3] **A.CHEMIDI** : « Cours commande des machines synchrones », École Supérieure en sciences appliquées, Tlemcen, 2020.
- [4] **Samir Gassab** : « Modélisation d'une centrale à énergie renouvelable photovoltaïque-éolienne », Mémoire de Magister, Université de Stif, 2018.
- [5] **A.BOUCHAHED** : « Commande non linéaire des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents », Thèse De Doctorat en sciences, Université badji mokhtar, Annaba, 2017.
- [6] **A.LarbAaoui** : « Commandes Non Linéaires Robustes Appliquées à un Moteur Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbes, 2013.
- [7] **Murat. Karabacak, H. Ibrahim Eskikurt** : « Speed and Current Regulation of a Permanent Magnet Synchronous Motor via Nonlinear and Adaptive Backstepping Control », 2011 Elsevier, Mathematical and Computer Modelling 53(2011), pp.2015~2030.
- [8] **L. Jean-Paul** : « Commandes d'actionneurs électriques synchrones et spéciaux » paris, Hermes Science Lavoisier 2011.
- [9] **H.Abdellaoui** : « Étude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques », Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, 2011.
- [10] **Abdessemed, Rachide** : « Modélisation et simulation des machines électriques », Paris : Ellipses, 2011.
- [11] **Hicham** : «Modèle de Park de la Machine Asynchrone», 2011, <http://electronique1.blogspot.com/2011/02/modele-de-park-de-la-machine-asynchrone.html>
- [12] **L. Jean-Paul** : « Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones », Paris, Hermes Science Lavoisier 2010.
- [13] **K.Nabti** : « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Université Mentouri Constantine, 2010.
- [14] **H.Amrous** : « Commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, École National Polytechnique, Alger, 2009.
- [15] **Ahmed Azaiz, Youcef Ramdani, Abdelkader Meroufel, and Baghdad Belabbes** : « Design of controllers ensuring the regulation of currents of the decoupled field orientation control applied to a PMS Motor », Acta Electrotechnica and Informatica, Citeseer, 51 – 59p, 2008.
- [16] **A Maasoum** : « Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue », Thèse de Doctorat, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.

- [17] **Tamrabet, Hanene** : « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna 2, 2006.
- [18] **K.Benmansour** : « Contribution à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur »,Thèse de Doctorat, École National Polytechnique,Alger,2006.
- [19] **O.Fadli** : « Modélisation et Commande Non Linéaire de l'association : Machine Synchrones à Aimants Permanents–onduleur de tension a trois niveaux », Mémoire de Magister, Université de Batna 2, 2006.
- [20] **A Soukkou, A Khellaf, et S Leulmi** : « Supervision neuro-floue a apprentissage génétique d'un PID robuste », Sciences et Technologie *B – N23*, Sciences de l'ingénieur, p95 – –106, 2005.
- [21] **A.Chibani** : « Commande Non Linéaire et Adaptative de la Machine Asynchrone », Mémoire de Magister, Batna, 2005.
- [22] **M.Kadjoudj** : « Contribution à La Commande d'une MSAP », Thèse De Doctorat D'état, Université De Batna, 2003.
- [23] **Aissa AMEUR** : « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », Mémoire de Magister, Université de Batna 2, 2003.
- [24] **K.Khalil Hassan** : « Nonlinear Systems», Third Edition, Michigan State University, 2002, 1996 by Prentice Hall.
- [25] **Nahidmobarakeh, Babak** : « Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification" en ligne" des paramètres», Thèse De Doctorat, Institut National Polytechnique, 2001.
- [26] **A.Kaddouri** : « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse De Doctorat, Université Laval, 2000.
- [27] **Guy. Strtzer, Eddie. Smigie** : « Modélisation et commande des moteurs triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones, commande par contrôleurs DSP », Ellipses 2000.
- [28] **G.Grellet, G.Clerc** : « Actionneurs Électriques, Principes, Modèles, Commande », Collection Électrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [29] **Lars Rundqwist** : « Anti-Reset Windup for PID Controllers, Department of automatic control Lund institute of Technology », Department of automatic control Lund institute of Technology, 1991.

Annexes

- Les paramètres du MSAP utilisés pour la simulation sont donnés dans le Tableau (1)

Paramètre	Valeur
P_n	3 [KW]
U_n	120[V]
I_n	20[A]
L_d	0.0014 [H]
L_q	0.0028 [H]
φ_f	0.12 [Wb]
R_s	0.6 [Ω]
f	0.0014 [Nm.sec/rad]
J	0.0011 [Kg.m ²]
p	4

TABLE 1: Valeurs des paramètres de simulation