



Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : automatique
Spécialité : automatique

Présenté par : ADAIKA Zineb
TEBBAL Riadh AbdelHalim

Thème

***La Commande non linéaire adaptative d'une
machine synchrone à aimants permanents***

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**, Monsieur **LARBAOUI Ahmed** et Monsieur **MESSIRDI Mohammed** 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 أطروحتنا النهائية مكرس للتحكم التكيفي غير الخطي للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم (MSAP).

من أجل تعزيز أداء MSAP ، قمنا بدراسة التحكم التكيفي غير الخطي، هذا العمل يتعامل مع توليف المنظم من خلال تقنية تكيف معلمات الآلة. النهج الأول قائم حول تكيف مقاومة الجزء الثابت وعزم دوران الحمل، ويستند النهج الثاني إلى تكيف لحظة القصور الذاتي والمحثات. في هذا السياق، تم تنفيذ عمليات محاكاة عددية على Simulink / Matlab للتحقق من قوة هذا الأمر، من رفض الاضطراب والاستقرار. أخيرا تم عرض ومناقشة أداء مجموعة جهاز التحكم التكيفي .

كلمات المفتاحية: الآلة المتزامنة ذو المغناطيس الدائم، التحكم التكيفي غير الخطي.

Résumé

Le travail présenté dans notre mémoire de fin d'étude est consacré à la commande adaptative non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

Afin de renforcer les performances de la MSAP, nous avons étudié la commande adaptative non linéaire, ce travail porte sur la synthèse du régulateur par la technique adaptation des paramètres de la machine. La première approche consiste à adapter la résistance statorique et le couple de charge, et la deuxième approche repose sur l'adaptation de moment d'inertie et les inductances. Dans ce cadre, des simulations numériques sur Matlab/Simulink ont été implantées pour valider la robustesse de cette commande, le rejet des perturbations et la stabilité. Finalement, les performances de contrôleur adaptatif sont présentées et discutées.

Mots-Clés : Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande adaptative non linéaire .

Abstract

The work presented in our thesis is devoted to the nonlinear adaptive control of the permanent magnet synchronous motor (PMSM).

In order to enhance the performance of the PMSM, we have studied the nonlinear adaptive control, this work focuses on the synthesis of the controller by the technique adaptation of the machine parameters. The first approach is based on adapting the stator resistance and the load torque, and the second approach is based on adapting the moment of inertia and the inductances. In this context, numerical simulations on Matlab/Simulink have been implemented to validate the robustness of this control, the disturbance rejection and stability. Finally, the performances of the adaptive controller are presented and discussed.

Key- Words : The permanent magnet synchronous motor (PMSM), the nonlinear adaptive control.

GLOSSAIRE

Acronymes

- CNL Commande Non Linéaire.
CNLA Commande non linéaire adaptative.
MLI Modulation de largeur d'impulsion.
MSAP Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
PI Action Proportionnelle et Intégrale.
SNL Système non linéaire

Symboles

- δ Vecteur des paramètres incertains.
 $\Delta\delta$ Erreur d'estimation.
 $\Delta f, \Delta g$ Partie incertaine du système non linéaire.
 γ Gain d'adaptation.
 $\hat{\delta}$ Vecteur des paramètres estimés.
 \hat{u} Vecteur des commandes estimés.
 \hat{Z} Vecteur des états estimés.
 $\nabla h(x)$ 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.
 $\theta = p\theta_m$ Position électrique du rotor.
 θ_m Position mécanique du rotor.
 φ_f Flux créé par les aimants au rotor.
 $\zeta(X)$ Fonction ed linéarisation.
 $D(X)$ Matrice de découplage du système.

$e_j(t)$ Vecteur des erreurs.
 $f(\delta, X), g_i(\delta, X)$ Système non-linéaire incertain.
 $F(x)$ 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.
 $L_f h$ Dérivée de Lie.
 L_q Inductance dans l'axe transversal.
 P Solution de l'équation de Lyapunov.
 p Nombre de paires de pôles.
 r Degré relatif total.
 U Vecteur de commande.
 $V(Z, \delta)$ Fonction de Lyapunov.
 v_d Composante longitudinale des tensions statoriques.
 v_q Composante transversale des tensions statoriques.
 $W_1(X, \hat{\delta}, v)$ Régresseur.
 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 Matrice des gains.

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(abc)	6
1.2.2 Transformation de Park généralisée	8
1.2.3 Modèle du MSAP dans le repère de Park (dq)	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 non linéaire adaptative	15
2.1 Introduction	16
2.2 Principe de la commande non linéaire adaptative	16
2.3 Étapes de conception du régulateur adaptatif	16
2.3.1 Cas non adaptatif	16
2.3.2 Cas adaptatif	21
2.4 Conclusion	24
3 Application et simulation de la commande adaptative d'un MSAP	25
3.1 Introduction	26
3.2 Modèle mathématique du MSAP	26
3.3 Conception du contrôleur non linéaire adaptatif	26
3.3.1 Cas de variations sur R et C_r	26
3.3.2 Cas de variations sur $(L_d = L_q)$ et J	33
3.4 Simulation de la commande non linéaire adaptative du MSAP	37
3.4.1 Variation de R et C_r	37
3.4.2 Variation de L et J	38
3.5 Conclusion	40
Conclusion Générale	41
Bibliographie	42
Annexes	

Table des figures

1.1	Modèle du MSAP dans le repère (abc)	6
1.2	Schéma équivalent de transformation de Park [8]	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 fonctionnel du système linéarisé	20
2.2	Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée	21
2.3	Schéma bloc de la commande adaptative	22
3.1	Dynamique du système linéarisé	30
3.2	Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée	31
3.3	Schéma bloc de CNLA du MSAP	37
3.4	Variation de la R et le couple de charge du MSAP	38
3.5	Schéma bloc de CNLA du MSAP	39
3.6	Variation de J du MSAP	39
3.7	Variation de L du MSAP	40

INTORDUCION GÉNÉRALE

Depuis la révolution industrielle, les chercheurs ont été confrontés à la "façon de contrôler les machines électriques à des vitesses variables". Parce que les commandes électriques nécessitent de plus en plus des performances élevées, une fiabilité plus élevée et des coûts réduits. Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec le moteur à courant continu qui sa vitesse de rotation peut passer de zéro à la vitesse maximum, en appliquant la tension d'induit tout en maintenant le flux induit constant. Cependant, l'existence de dispositif collecteur-balais le pénalise : ce machine n'est pas utilisable dans le domaine de la haute puissance, ce commutateur mécanique pourrait présenter des fragilités et des risques d'accident dans des environnements humides ou poussiéreux. De plus, la maintenance de ce moteur devient très coûteuse avec la présence de ce dispositif. Par conséquent, ces limitations conduisent la recherche dans le domaine de la vitesse variable aux moteurs à courant alternatif.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable... , etc) [11, 15]. Mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu, car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faut réguler indépendamment l'un de l'autre [11, 15, 10].

La modélisation des machines est également un passage obligé, que ce soit dans le domaine temporel en utilisant une fonction de transfert ou équations d'état, en recherchant la réduction d'ordre du système afin de synthétiser des régulateurs soit la détermination des algorithmes de calcul en commande numérique. En fonction de l'application et les performances étudiées, nous pouvons adopter l'une ou l'autre des deux méthodes d'analyse disponibles : soit l'analyse fréquentielle soit la méthode temporelle.

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.

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. La plupart des ces techniques nécessitent des connaissances sur le modèle mathématique de ce système, où les performances obtenus dépendront directement de la précision de ce modèle.

La première méthode mise en place pour le contrôle des systèmes non linéaires est la linéarisation du premier ordre, elle a été largement acceptée dans le monde industrialisé. D'autre part, cette solution demeure valide, mais seulement autour d'un point de fonctionnement, parce qu'il est difficile de prédire l'effet de non-linéarité si on s'écarte de ce point.

Théoriquement, ce problème a été résolu par la mise au point de techniques de contrôle non linéaires fondées sur la théorie de la géométrie différentielle. L'idée principale de cette théorie de commande est d'utiliser une transformation non linéaire pour transformer un système non linéaire couplé en un système linéaire découplé, connu sous l'appellation anglophone *feedback linearization*. Cependant, cette méthode requiert que le vecteur d'état soit mesuré et que le modèle du processus à commander soit précis. De plus, la sensibilité aux variations paramétriques n'est pas garantie.

À ce stade, et dans le but de résoudre les problèmes décrits ci-dessus, le contrôle adaptatif des systèmes non linéaires trouve un grand essor et il fait l'objet d'un grand nombre de projets de recherche. Une des approches de cette commande on trouve la commande non linéaire adaptative qui combine entre la commande linéarisante au sens entrée-sortie et la théorie de commande adaptative linéaire.

Ce travail va traiter spécifiquement de la commande des actionneurs synchrones qui occupent une place prédominantes de l'entraînement électrique des machines à courant alternatif, aussi il est dédié à l'étude de la commande non linéaire adaptative pour le moteur synchrone à aimants permanents et d'effectuer certains testes de robustesse sur ce contrôleur.

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 adaptative.
- **Le deuxième chapitre**, est consacré pour étudier l'aspect théorique de contrôle non linéaire adaptatif qui garantit le performance du MSAP lorsque ses paramètres sont inconnus ou variables très lentement au fil du temps.
 - **Le troisième chapitre**, est dédiée au commande non linéaire adaptative appliqué à la MSAP ainsi les résultats de simulation sont présentés et interprétés.

Dans le 3^{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 quelques perspectives que nous envisageons pour la poursuite de ces travaux de recherche.

CHAPITRE

1

MODÉLISATION DU MOTEUR SYNCHRONÉ 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 [6, 13]. 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 : [9]

- **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 (2.1), on présente le modèle du MSAP dans le repère "abc" :

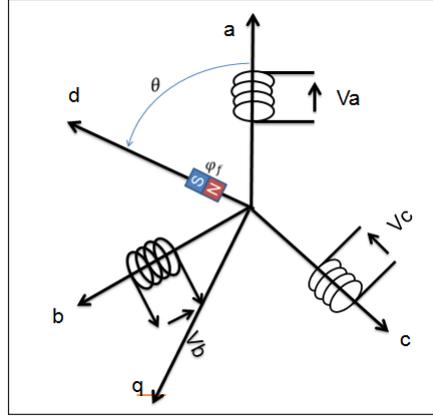


FIGURE 1.1: Modèle du MSAP dans le repère (abc)

• 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 :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_{abc}] + [\varphi_f]) \quad (1.3)$$

Sous la forme matricielle :

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

À partir de l'équation (1.3) on remarque que le système est très compliqué (non linéaire, 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.

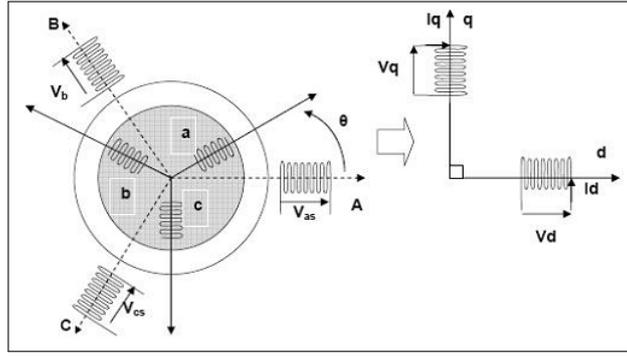


FIGURE 1.2: Schéma équivalent de transformation de Park [8]

1.2.2 Transformation de Park généralisée

La transformation de Park consiste à transformer la représentation d'un système triphasé équilibrée à une représentation biphasée équivalente qui est caractérisée par deux axes (dq) (voir la figure 2.2). 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 :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$$

$$K_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad K_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$[X_{dqh}] = [P(\theta)][X_{abc}] \tag{1.4}$$

Avec :

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

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

Remarque 1.2.1

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

Transformation non orthogonale de Park

Les coefficients de cette transformation sont :

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

Avec :

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

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

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 de Park (dq)

Sur la figure (2.3), on présente le Modèle du MSAP dans le repère "dq"

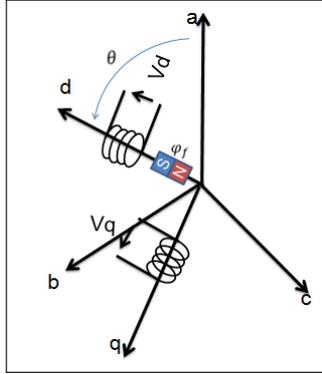


FIGURE 1.3: Schéma équivalent du MSAP dans le repère (dq)

- **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 (2.3), 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 :

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

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).

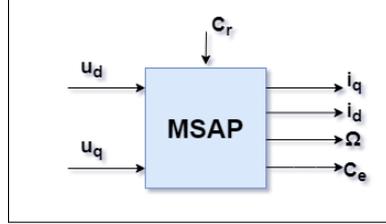


FIGURE 1.4: Modèle général du MASP

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'équations (1.13) est récrit 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).

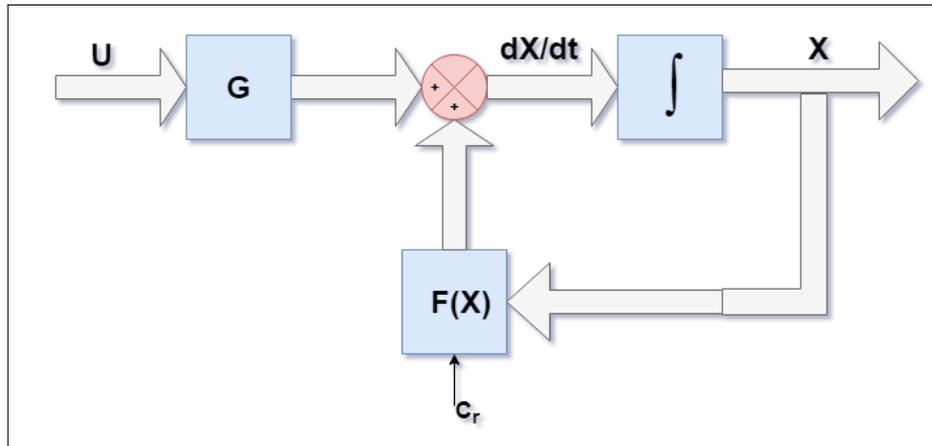


FIGURE 1.5: Schéma bloc du MSAP

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)

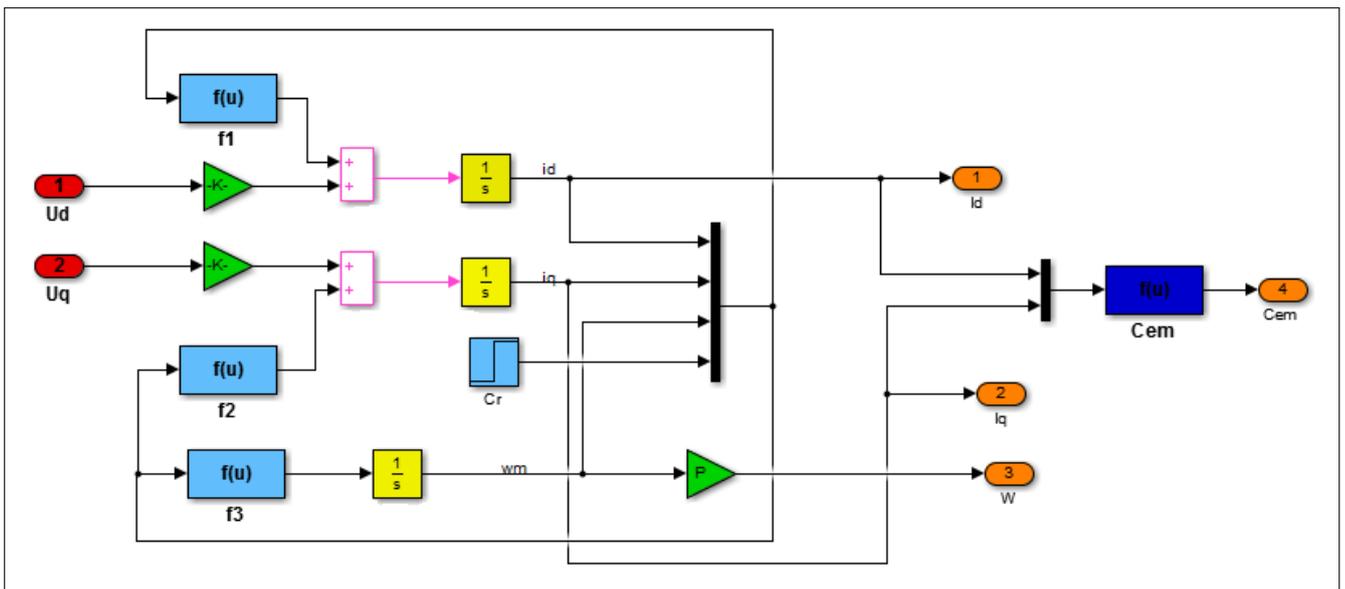


FIGURE 1.6: Bloc de simulation du MSAP

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, commandé 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 non linéaire adaptative, objet du chapitre suivant.

CHAPITRE

2

COMMANDE NON LINÉAIRE ADAPTATIVE

2.1 Introduction

La commande adaptative constitue aujourd'hui un domaine de recherche très vaste, dont les débouchés dans la pratique de l'ingénieur sont plus en promesses qu'actuels, malgré quelques réalisations récentes.

La problématique de la commande adaptative est fondamentalement assez peu différente de celle de la commande robuste (non adaptative). Dans les deux cas, l'objectif est de maintenir un niveau de performance imposé au départ en dépit d'incertitudes sur la dynamique du processus à commander ou sur la façon dont cette dynamique se modifie au cours du temps. C'est au niveau des solutions envisagées que les différences apparaissent : alors que la commande robuste vise à synthétiser un régulateur de structure invariante capable d'absorber les incertitudes dans une plage donnée, à partir de l'étude du cas le plus défavorable, la commande adaptative repose sur un principe de mise à jour d'un modèle du processus à partir de l'observation de ses entrées, de ses sorties et de modification (ou d'adaptation) du calcul de la commande en se basant sur le modèle estimé courant.

Ce présent chapitre, est dédié pour étudier l'aspect théorique de la commande non linéaire adaptative qui maintient les performances du système quand ses paramètres sont inconnus ou variables très lentement au cours du temps.

2.2 Principe de la commande non linéaire adaptative

Le contrôleur non linéaire adaptatif conçu combine la technique non linéaire de type **linéarisation par bouclage entrées-sorties** et la **méthode de commande linéaire adaptative** afin d'assurer le poursuit des trajectoires de référence du système avec des incertitudes paramétriques.

2.3 Étapes de conception du régulateur adaptatif

La conception du contrôle non linéaire adaptatif se déroule comme suit :

2.3.1 Cas non adaptatif

Dans cet étape nous supposons que le vecteur des paramètres incertains δ est connu (cas nominal), et on va réaliser une loi de commande linéarisante au sens entrée-sortie.

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.

(a) 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.

(b) **Dérivée de Lie**

La dérivée de Lie est défini comme étant **une nouvelle fonction scalaire** qui produit à partir des $f : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$ un champ de vecteurs 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 :

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

(c) **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 jacobiennes.

Pour un ordre quelconque, on a :

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

(d) **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 :

$$Z = \Phi(X) = \begin{pmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \dots \\ \phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ L_f \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ L_f \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \dots \\ L_f \phi_{n-1}(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

On utilise ce changement de coordonnées (2.1) 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**.

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 :

$$\dot{X} = f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X)u_i \quad (2.2)$$

$$y = h(X)$$

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

$$\dot{X} = f(X) + g(X)u \quad (2.3)$$

$$y = h(X) \quad (2.4)$$

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.

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 (2.2) la condition de rang est donnée comme suivante :

Définition 2.3.1

On dit que le système (2.2) vérifie la condition du rang si la matrice de commandabilité non linéaire :

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

est de rang n pour tout x .

Théorème 2.3.1

Si le système (2.2) vérifie la condition du rang alors ce système est **localement faiblement commandable**.

Pour bénéficier encore de la théorie de contrôle linéaire qu'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.

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 :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + \sum_{i=1}^p g_i(X)u_i \\ y_i &= h_i(X) \quad i = 1, 2, \dots, p \end{aligned} \quad (2.5)$$

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 [12] :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i}(L_f^{r_j-1} h_j(x))u_i \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.6)$$

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 2.3.2

Le système non linéaire (2.3, 2.4) 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 (2.6) 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 rend la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (2.6) sous forme matricielle [12] :

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

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 :

$$U = D^{-1}(x) [-\zeta(x) + v] \quad (2.7)$$

Sachant que, l'existence de cette loi de commande (2.7) ne plus possible si la matrice $D(x)$ n'est pas régulière.

Cette entrée de la commande (2.7) rend le système (2.5) **linéaire et totalement découplé** de la forme :

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

Le schéma fonctionnel de ce système est présenté sur la figure(2.1).

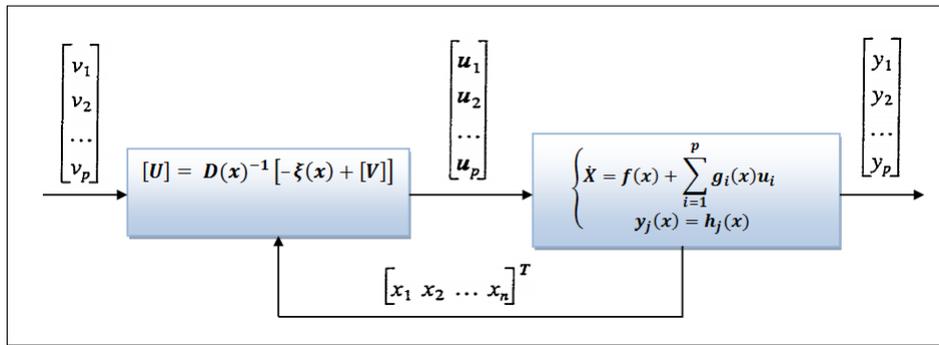


FIGURE 2.1: Schéma fonctionnel du système linéarisé

À partir de l'expression (2.7), le seul élément inconnu qu'il reste à déterminer est le nouveau vecteur de commande v qui construit en fonction de notre objectif.

(a) **Conception du nouveau vecteur de commande v**

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

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + K_{r_j}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + K_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (2.8)$$

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.

(b) Calcul les coefficients du contrôleur

Le domaine fréquentiel de l'expression (2.8) a pour forme :

$$s^{r_j} + K_{r_j} s^{r_j-1} + \dots + K_2 s + K_1 = 0 \quad (2.9)$$

Les valeurs propres de ce polynôme (2.9) 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 (2.2).

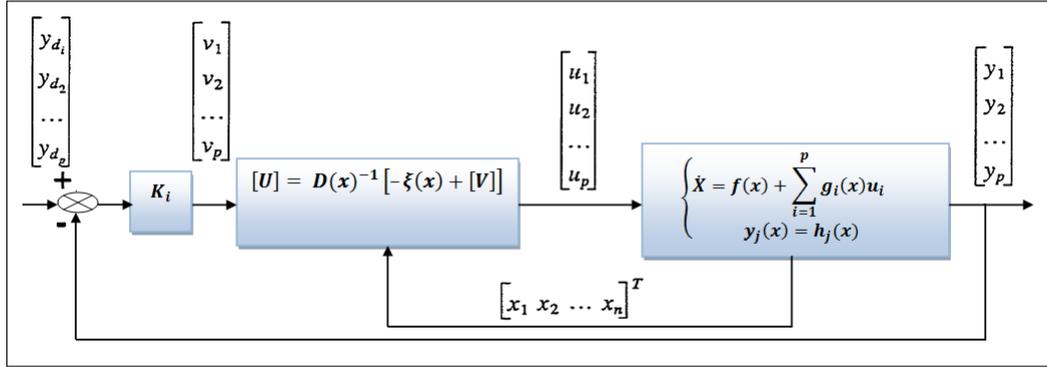


FIGURE 2.2: Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

2.3.2 Cas adaptatif

Jusqu'à maintenant, la première étape est terminée. Dans la seconde étape, il est nécessaire de trouver une façon d'utiliser le contrôleur non linéaire conçu pour le cas nominal pour tenir compte aux variations paramétriques. Donc pour ce qui ci-après, on va supposer que le vecteur des paramètres incertains est inconnu, donc au lieu de δ on va utiliser $\hat{\delta}$, dans ce stade notre objectif est d'estimer le vecteur des paramètres incertains à l'aide d'un bon choix de la commande adaptative. Dans ce cas on a :

$$\dot{X} = f(X, \hat{\delta}) + \sum_{i=1}^P g_i(X, \hat{\delta})u_i \quad (2.10)$$

Avec :

$$f(X, \hat{\delta}) = f_0(X) + \Delta f(X, \hat{\delta})$$

$$g_i(X, \hat{\delta}) = g_i(X) + \Delta g_i(X, \hat{\delta})$$

Où $\Delta f(X, \hat{\delta}), \Delta g_i(X, \hat{\delta})$ décrivent la partie produite par les paramètres incertains.

Et $f(X), g_i(X)$ décrivent le modèle nominal, i.e :

$$\dot{X} = f_0(X) + \sum_{i=1}^P g_i(X)u_i$$

Aussi :

$$\hat{z}_j^{(i)} = L_f^{i-1} \phi_j(X, \hat{\delta})$$

$$\hat{u} = \hat{D}(X)^{-1} (-\hat{\zeta}(X) + \hat{v})$$

Ainsi, en utilisant (2.10), le système linéarisé en boucle fermée devient :

$$\dot{\hat{Z}} = \frac{\partial}{\partial X} \hat{\phi} \left(f(X, \hat{\delta}) + \sum_{i=1}^P g_i(X, \hat{\delta})u_i \right) + \frac{\partial \hat{\phi}}{\partial \hat{\delta}} \hat{\delta}$$

Les démarches de conception du contrôleur non linéaire adaptatif sont comme si on a un régulateur basé sur la méthode de linéarisation aux sens des entrées-sorties, mais ses paramètres sont réglables en fonction des variations paramétriques du système par un mécanisme d’ajustement, l’algorithme de Lyapunov de notre cas.

Mais tout d’abord il est très utile de connaître quelques notions de base (voir la figure 2.3) de ce type de commande :

- **Processus**

Est supposé être inconnu, en particulier, nous supposons que ses paramètres sont inconnus.

- **Régulateur adaptatif**

Est un système dynamique avec des paramètres réglables et un mécanisme d’ajustement pour régler ces paramètres.

- **mécanisme d’ajustement**

Le but du mécanisme d’ajustement est de régler le contrôleur de telle sorte que l’erreur soit nulle, afin d’atteindre cet objectif, nous avons besoin des algorithmes pour pouvoir appliquer cette mécanisme, on distingue deux types de cet algorithme : **règle de MIT** et **méthode de Lyapunov**. La règle du MIT ne garantit pas la stabilité c’est pourquoi elle n’est pas vraiment utilisée de nos jours. Cependant, la méthode de Lyapunov assurerait la stabilité du système en boucle fermée. Pour la suite, on va utiliser **la technique de Lyapunov**.

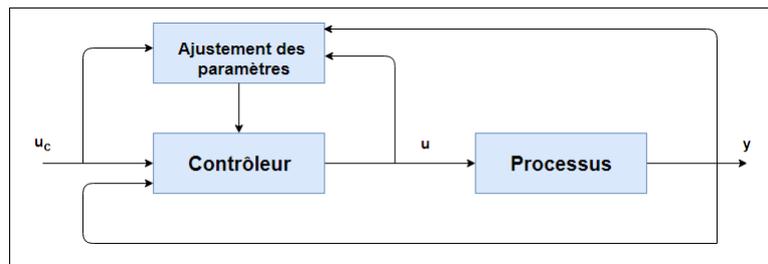


FIGURE 2.3: Schéma bloc de la commande adaptative

Fonction de Lyapunov

Soit le système :

$$\dot{X} = f(X) \tag{2.11}$$

$$f(x^*) = 0$$

Où :

$x^* = 0$: est le point d’équilibre du système (2.11), $D \subset \mathbf{R}^n$ est un domaine qui contient $x^* = 0$ et f est une fonction $f : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$.

Une fonction scalaire $V : D \rightarrow \mathbf{R}$ différentiable admet des dérivées partielles continues, on note :

$$\dot{V}(X) = \frac{\partial V(X)}{\partial X} f(X) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V(X)}{\partial X_i} f_i(X) \tag{2.12}$$

L’équation (2.12) représente la dérivée de la fonction V dans la direction du champ de vecteur f .

Définition 2.3.3

V est une fonction candidate de Lyapunov pour le système (2.11) en le point critique $x^* = 0$ si :

- $V(X) > 0$ sauf en $x^* = 0$ où $V(0) = 0$
- $\dot{V} \leq 0$

Lorsqu'un système est donné, la question la plus importante quant à ses différentes propriétés est de savoir s'il est stable, il y a différentes définitions et caractéristiques de la stabilité et donc différentes techniques à déterminer la stabilité d'un système, parmi ces méthodes on a **la stabilité au sens de Lyapunov**.

Théorème 2.3.2 (Stabilité au sens de Lyapunov)

S'il existe une fonction de Lyapunov $V > 0$ pour le système (2.11) en $x^* = 0$ telle que sa dérivée dans la direction du champ de vecteur f :

$$\dot{V}(X) = \frac{\partial V(X)}{\partial X} f(X) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V(X)}{\partial X_i} f_i(X) \leq W(X)$$

Où $W \leq 0$, alors $x^* = 0$ est stable. Si $W < 0$, alors le point d'équilibre $x^* = 0$ est asymptotiquement stable.

Pour l'analyse de la convergence d'erreur, il existe **le lemme du Barbalat**.

lemme 2.3.1 (du Barbalat)

Si $f(t)$ est une fonction infiniment continu et si $\int_0^\infty f dt$ existe alors $\lim_{t \rightarrow \infty} f(x) = 0$ [4].

Dans notre cas, il faut montrer que $\dot{V}(X)$ et $\ddot{V}(X)$ sont bornées, donc $V \rightarrow 0$ (l'erreur aussi $\rightarrow 0$).

Maintenant, il reste de déterminer la loi adaptative.

Étapes de conception du contrôleur adaptatif

Afin de synthétiser la loi adaptative, on choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(z, \hat{\delta}) = e^T P e + \Delta \delta^T \Gamma \Delta \delta \tag{2.13}$$

- e : l'erreur qui est donnée par $e = z - z_n$.
- $\Gamma > 0$: le gain d'adaptation, en général est une matrice diagonale définie positive.
- $P = P^T > 0$: matrice symétrique définie positive qui est la solution de l'équation (2.13) est donnée par :

$$K^T P + P K = -Q$$

Où Q en général, est la matrice identité, K est la matrice qui dépend des pôles désirés.

La dérivée de la fonction (2.13) est donnée par :

$$\frac{dV}{dt} = -e^T Q e + 2\Delta \delta^T (W_1^T P e + \Gamma \Delta \dot{\delta}) \tag{2.14}$$

Où W_1 est connu, dans la littérature de contrôle adaptatif, comme le régresseur.

Pour que $\dot{V} \leq 0$, il faut $W_1^T P e + \Gamma \Delta \dot{\delta} = 0$ qui implique que :

$$\Delta \dot{\delta} = -\Gamma^{-1} W_1^T P e \tag{2.15}$$

$$\Delta \delta(0) = \Delta \delta_0$$

L'équation (2.15) représente la loi d'adaptation (la dynamique des paramètres estimés) qui assure :

$$\frac{dV}{dt} = -e^T Q e \leq 0$$

2.4 Conclusion

Dans le présent chapitre, on a présenté les concepts de base de la loi non linéaire adaptative qui rassemble entre la méthode de linéarisation au sens entrée-sortie et la commande adaptative, lorsque on parle d'un régulateur adaptatif il existe de mécanisme d'ajustement des paramètres de ce contrôleur, on a utilisé la méthode de Lyapunov qui assure la stabilité du système en boucle fermée.

Donc, pour entamer la partie pratique (analytique) et tester les performances de la commande non linéaire adaptative on applique cette commande au MSAP dans le prochain chapitre.

CHAPITRE

3

APPLICATION ET SIMULATION DE LA
COMMANDE ADAPTATIVE D'UN MSAP

3.1 Introduction

À ce jour, La technique de linéarisation par bouclage des entrées-sorties est très connue. Cette méthode de commande non linéaire a été appliquée avec succès à la commande des moteurs à courant alternatif qui sont connus comme des systèmes fortement non linéaires et qui sont donc difficiles à contrôler.

Cependant, ce type de contrôle peut gérer les non-linéarités du modèle du MSAP et donne des résultats satisfaits tant que les paramètres du MSAP sont parfaitement connus et inchangeables avec le temps (constants). Là où ces paramètres sont mal connus, les techniques adaptatives sont donc envisagées.

L'actuel chapitre est consacré à l'application de la commande non linéaire adaptative sur le moteur synchrone à aimant permanent dans les deux cas, lorsque l'incertitude des paramètres rentrent d'une manière linéaire, il s'agit donc la résistance statorique et le couple de charge et l'autre cas, les inductances et le moment d'inertie qui rentrent d'une façon non linéaire, qui sont, en effet, difficiles à mesurer exactement.

3.2 Modèle mathématique du MSAP

Le modèle du MSAP dans le repère de Park (dq) est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R}{L_d} i_d + p\omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{p\omega_m}{L_q} L_d i_d - \frac{p\omega_m}{L_q} \varphi_f + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{K_T}{J} i_q + \frac{K_T(L_d - L_q)}{J\varphi_f} i_d i_q - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où :

- $X = [i_d \ i_q \ \omega_m]$: le vecteur d'état.
- $U = [u_d \ u_q]$: le vecteur de commande.
- L_n : l'inductance statorique.
- R_s : la résistance statorique.
- C_r : le couple de charge.
- f : le coefficient de frottement visqueux.
- J : le moment d'inertie totale de la machine.
- p : le nombre de paires de pôle.
- C_{em} : le couple électromagnétique qui est donné par $K_t i_q$.
- K_T : constant qui est égale $\frac{3}{2} p \varphi_f$.

3.3 Conception du contrôleur non linéaire adaptatif

3.3.1 Cas de variations sur R et C_r

Notre objectif est de concevoir un contrôleur non linéaire adaptatif qui garantit la régulation de vitesse du MSAP dont la résistance statorique R et le couple résistant C_r sont constants mais inconnu. Pour cela, nous commençons par la conception d'un contrôleur basé sur la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties pour le modèle nominal du MSAP, puis on calcule la loi d'adaptation pour estimer le vecteur des paramètres incertains. On considère le vecteur des paramètres incertains comme suivant :

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - R_n \\ C_r - C_{rn} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Où l'indice n indique les valeurs nominales.

Alors, On peut réécrire le système d'équations (3.1) sous la forme suivante (3.3) qui propose un schéma adaptatif pour estimer R et C_r , en remplaçant (3.2) dans (3.1), on a :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_d = -\frac{R_n}{L_d}i_d - \delta_1 \frac{i_d}{L_d} + p\omega_m \frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt}i_q = -\frac{R_n}{L_q}i_q - \delta_1 \frac{i_q}{L_q} - \frac{p\omega_m}{L_q}L_d i_d - \frac{p\omega_m}{L_q}\varphi_f + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{d}{dt}\omega_m = \frac{K_T}{J}i_q + \frac{K_T(L_d - L_q)}{J\varphi_f}i_d i_q - \frac{f}{J}\omega_m - \frac{C_{rn}}{J} - \frac{\delta_2}{J} \end{cases} \quad (3.3)$$

Sous la forme compacte :

$$\dot{X} = f(X, \delta) + \sum_{i=1}^2 g_i(X, \delta)u_i \quad (3.4)$$

$$= f_0(X) + \sum_{i=1}^2 g_i(X, \delta)u_i + \sum_{j=1}^2 \delta_j f_{\delta_j}(x) \quad (3.5)$$

Avec :

$$f_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_n}{L_d}i_d + p\omega_m \frac{L_q}{L_d}i_q \\ -\frac{R_n}{L_q}i_q - \frac{p\omega_m}{L_q}L_d i_d - \frac{p\omega_m}{L_q}\varphi_f \\ \frac{K_T}{J}i_q + \frac{K_T(L_d - L_q)}{J\varphi_f}i_d i_q - \frac{f}{J}\omega_r - \frac{C_{rn}}{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

$$g_1(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad g_2(X) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad K_T = \frac{3}{2}p\varphi_f$$

$$f_{\delta_1}(X) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d}i_d & -\frac{1}{L_q}i_q & 0 \end{bmatrix}^T, \quad f_{\delta_2}(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T$$

Où R et C_r sont les valeurs réelles et R_n et C_{rn} sont les valeurs nominales.

Cas non adaptatif de régulateur

Nous commençons par concevoir la version non adaptative du contrôleur, où le vecteur des paramètres incertains est connu.

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)** :

$$y_1 = h_1 = i_d \quad (3.6)$$

$$y_2 = h_2 = \omega_m \quad (3.7)$$

Ces deux sorties (3.6 et 3.7) 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 le **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 (2.6), on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + \sum_{i=1}^2 L_{g_i} h_1(x) u_i \\ \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_d + L_{g_2} h_1(x) u_q \\ \dot{y}_1 &= f_1 + \frac{1}{L_d} u_d \end{aligned} \quad (3.8)$$

On note que, l'entrée u_d apparaît dans l'équation (3.8), 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 (2.6), on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + \sum_{i=1}^2 L_{g_i} h_2(x) u_i \\ \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \\ \dot{y}_2 &= f_3 \end{aligned} \quad (3.9)$$

On note qu'aucune entrée n'apparaît (3.9), nous sommes donc obligés de dériver une autre fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + \sum_{i=1}^2 L_{g_i} L_f h_2(x) u_i \\ \ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_d + L_{g_2} L_f h_2(x) u_q \\ \ddot{y}_2 &= \frac{K_T(L_d - L_q)i_q}{J\varphi_f} f_1 + \frac{K_T}{J} \left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\varphi_f} \right) f_2 - \frac{f}{J} f_3 + \frac{K_T(L_d - L_q)i_q}{J\varphi_f L_d} u_d + \\ &\quad \frac{K_T}{JL_q} \left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\varphi_f} \right) u_q \end{aligned} \quad (3.10)$$

À partir de l'équation (3.10), 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 (3.8 et 3.10), on obtient la forme suivante :

$$[\dot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]^T = \zeta(x) + D(x)u \quad (3.11)$$

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 :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_q + p\omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{K_T(L_d - L_q)i_q}{J\varphi_f} f_1 + \frac{K_T}{JL_q} \left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\varphi_f}\right) f_2 - \frac{f}{J} f_3 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{K_T(L_d - L_q)i_q}{J\varphi_f L_d} & \frac{K_T}{JL_q} \left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\varphi_f}\right) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

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

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

Où : $\frac{3p}{2JL_d L_q} \neq 0$ 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 :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left(\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - \zeta(x) \right) \quad (3.14)$$

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 (3.14) dans l'expression (3.11) on aura :

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

Donc on a un système **linéaire totalement découplé**, on peut dire aussi, l'application de la loi linéarisante sur l'équation (3.11) conduit à deux sous système mono-variables, linéaires et découplés :

$$\begin{cases} \dot{i}_d = v_1 \\ \ddot{\omega}_m = v_2 \end{cases} \quad (3.15)$$

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 (3.15) est résolu par une chaîne d'intégrateur comme indique la figure (3.1)

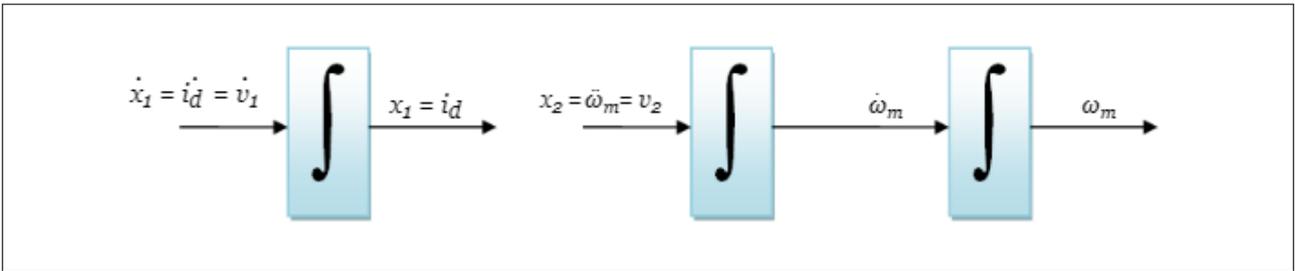


FIGURE 3.1: Dynamique du système linéarisé

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 (2.8) on a :

$$v_1 = \dot{i}_d^* + K_d(i_d^* - i_d) \quad (3.16)$$

$$v_2 = \ddot{\omega}_m^* + K_2(\dot{\omega}_m^* - \dot{\omega}_m) + K_1(\omega_m^* - \omega_m) \quad (3.17)$$

La transformation de Laplace de (3.16) conduit :

$$s + K_d = 0$$

Aussi, l'utilisation de Laplace avec (3.17) 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 :

$$\begin{cases} v_1 = K_d(i_d^* - i_d) \\ v_2 = -K_2\dot{\omega}_m + K_1(\omega_m^* - \omega_m) \end{cases} \quad (3.18)$$

Le schéma fonctionnel du système linéaire en boucle fermée est illustré dans la figure (3.2) suivante :

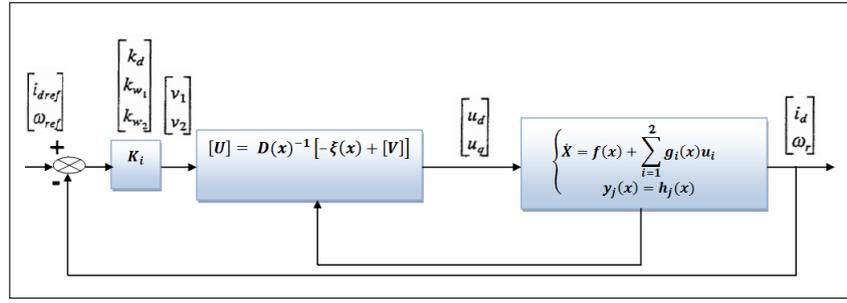


FIGURE 3.2: Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

Cas adaptatif de régulateur

Puisque δ est inconnu, nous remplaçons δ par son estimation $\hat{\delta}$ que nous proposons de concevoir. Le vecteur d'estimation est donc donné par :

$$\hat{\delta} = \begin{bmatrix} \hat{\delta}_1 \\ \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R} - R_n \\ \hat{C}_r - C_{rn} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Le vecteur des sorties est :

$$[y_1 \ y_2]^T = [i_d \ \omega_r]^T = [\phi_1 \ \phi_2]^T = [h_1 \ h_2]^T$$

Maintenant, le changement des coordonnées selon $\hat{\delta}$ est défini comme suit :

$$[\hat{Z}] = \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \hat{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ L_{f_0} \phi_2 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

À partir la version non adaptative, on a trouvé le résultat suivant :

$$[\dot{Z}] = \begin{bmatrix} L_{f_0} \phi_1 \\ L_{f_0} \phi_2 \\ L_{f_0}^2 \phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} \phi_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ L_{g_1} L_{f_0} \phi_2 & L_{g_2} L_{f_0} \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Et selon l'expression (3.2), on a :

$$\begin{cases} R = \delta_1 + R_n \\ C_r = \delta_2 + C_{rn} \end{cases} \quad (3.22)$$

En remplaçant l'équation (3.22) dans (3.21), on obtient la dynamique de Z comme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{f_0} \phi_1 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 \\ L_{f_0} \phi_2 + \delta_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \\ L_{f_0}^2 \phi_2 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} L_{f_0} \phi_2 + \delta_2 L_{f_{\delta_2}} L_{f_0} \phi_2 + \dot{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} \phi_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ L_{g_1} L_{f_0} \phi_2 & L_{g_2} L_{f_0} \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Où : La matrice de découplage est donnée par (3.13) et :

$$\begin{aligned}
 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 &= -\frac{1}{L_d} i_d \\
 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 &= -\frac{1}{L_d} i_d \\
 L_{f_{\delta_1}} L_{f_0} \phi_2 &= -\left(\frac{K_T i_q}{J L_q} + \frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_q \phi_f} \right) - \left(\frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_d \phi_f} \right) \\
 L_{f_{\delta_2}} L_{f_0} \phi_2 &= \frac{f}{J^2} \\
 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 &= -\frac{1}{J}
 \end{aligned}$$

Notre régulateur dépend de δ qui n'est pas encore déterminé, donc la loi linéarisante devient dans ce cas :

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left(-\zeta_0(X) - \zeta_\delta(X, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) + \hat{v} \right) \quad (3.24)$$

Avec : $\zeta_0(X)$ est donné par (3.12) et :

$$\zeta_\delta(X, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) = \begin{bmatrix} -\hat{\delta}_1 \frac{1}{L_d} i_d \\ -\left(\frac{K_T i_q}{J L_q} + \frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_q \phi_f} \right) \hat{\delta}_1 - \left(\frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_d \phi_f} \right) \hat{\delta}_1 + \frac{f}{J^2} \hat{\delta}_2 - \frac{\dot{\hat{\delta}}_2}{J} \end{bmatrix}$$

Et $\hat{v} = [\hat{v}_1 \quad \hat{v}_2]$ est resté le même que le cas non adaptatif, qu'il est donné par (3.18).

En remplaçant (3.24) dans (3.23), donc on obtenir notre système en boucle fermée comme suivant :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{Z}} &= \left[\zeta_0(X) + \zeta_\delta(X, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) \right] - D(X) D(X)^{-1} \left[\zeta_0(X) + \zeta_\delta(X, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) \right] + D(X) D(X)^{-1} \hat{v} \\
 &= \zeta_\delta(X, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) - \zeta_\delta(X, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) + \hat{v}
 \end{aligned}$$

Sous forme détaillé :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \delta_1 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 \\ \hat{z}_3 + \Delta \delta_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \\ \Delta \delta_1 L_{f_{\delta_1}} L_{f_0} \phi_2 + \Delta \delta_2 L_{f_{\delta_2}} L_{f_0} \phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Où $\Delta \delta$ est le vecteur de l'erreur des paramètres estimés, qui donné par :

$$\Delta \delta = \begin{bmatrix} \Delta \delta_1 \\ \Delta \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \hat{\delta}_1 \\ \delta_2 - \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \hat{R} \\ C_r - \hat{C}_r \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

De sorte que, on a obtenu (3.25) en remplaçant (3.26) dans (3.21) et l'utilisation du concept (3.14).

Afin d'ajuster notre régulateur adaptatif par le mécanisme d'ajustement à base de la méthode de Lyapunov, on a obliger de définir le vecteur d'erreur des états qui est donné par :

$$e = \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ \omega_m - \omega_m^* \\ \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_m^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Qui satisfait :

$$\dot{e} = Ke + W_1 \Delta \delta$$

Avec : Où K est une matrice qui dépend des pôles désirés, et à partir de (3.25) on définit W_1 comme suivant :

$$W_1 = \begin{bmatrix} L_{f\delta_1} \phi_1 & 0 \\ 0 & L_{f\delta_2} \phi_2 \\ L_{f\delta_1} L_{f_0} \phi_2 & L_{f\delta_2} L_{f_0} \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} i_d & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \\ -\left(\frac{K_T i_q}{J L_q} + \frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_q \phi_f}\right) & -\left(\frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_d \phi_f}\right) - \frac{f}{J^2} \end{bmatrix}$$

Maintenant, on est prêt de déterminer la loi d'adaptation, en utilisant la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T P e + \Delta \delta^T \Gamma \Delta \delta \quad (3.28)$$

Où sa dérivée est donnée par :

$$\frac{dV}{dt} = -e^T Q e + 2\Delta \delta^T (W_1^T P e + \Gamma \Delta \dot{\delta})$$

Avec :

- $\Gamma > 0$: matrice définie positive qui est présente le gain d'adaptation.
- $P > 0$: matrice définie positive symétrique qui est la solution de l'équation de Lyapunov.

Pour que $\frac{dV}{dt} \leq 0$ il faut :

$$W_1 P e + \Gamma \Delta \dot{\delta} = 0 \longrightarrow \Delta \dot{\delta} = -\Gamma^{-1} W_1^T P e$$

Où $\Delta \dot{\delta}$ présente la loi d'adaptation qui assure :

$$\frac{dV}{dt} = -e^T Q e \leq 0$$

Dans ce cas, d'après le **lemme du Barbalat** on a donc :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = 0$$

Alors, maintenant il reste de déterminer la matrice P qui vérifie l'équation suivante :

$$K^T P + P K = -Q$$

Où Q est une matrice symétrique définie positive, généralement elle est égale la matrice identité.

3.3.2 Cas de variations sur ($L_d = L_q$) et J

Les étapes sont identiques à celles de la section précédente pour concevoir un régulateur prend en considération les variations paramétriques qui rentrent d'une manière non-linéaire dans le modèle du MSAP. On parle donc de l'inductance L et le moment d'inertie J . Le vecteur des paramètres incertains est considéré donc comme suit :

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} - \frac{1}{L_n} \\ \frac{1}{J} - \frac{1}{J_n} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

On note que, à partir de (3.29), le vecteur δ représente l'erreur entre l'inverse des paramètres incertains et leurs valeurs nominales, donc pour obtenir les valeurs de L et J à partir de δ_1 et δ_2 nous utilisons :

$$\begin{cases} L = \frac{L_n}{L_n \delta_1 + 1} \\ J = \frac{J_n}{J_n \delta_2 + 1} \end{cases}$$

Le modèle du MSAP (3.1) dans ce cas, il réécrit comme suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R}{L_n} i_d + p\omega_m i_q - \delta_1 R i_d + \delta_1 u_d + \frac{u_d}{L_n} \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R}{L_n} i_q - p\omega_m i_d - \frac{p\omega_m}{L_n} \varphi_f - \delta_1 R i_q - \delta_1 p\omega_m \varphi_f + \delta_1 u_q + \frac{u_q}{L_n} \\ \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{\Lambda(X)}{J_n} + \delta_2 \Lambda(X) \end{cases}$$

Sous la forme compacte :

$$\dot{X} = f_0(X) + \sum_{i=1}^2 g_i(X) u_i + \sum_{j=1}^2 \delta_j f_{\delta_j}(x) + \sum_{k=1}^2 \delta_k N_{\delta_k}(x) u_k \quad (3.30)$$

Avec :

$$f_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_n} i_d + p\omega_m i_q \\ -\frac{R}{L_n} i_q - p\omega_m i_d - \frac{p\omega_m}{L_n} \varphi_f \\ \frac{1}{J_n} \Lambda(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

$$g_1(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_n} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad g_2(X) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_n} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad K_T = \frac{3}{2} p \varphi_f$$

$$f_{\delta_1}(X) = [-R i_d \quad -(R i_q + p\omega_m \varphi_f) \quad 0]^T, \quad f_{\delta_2}(X) = [0 \quad 0 \quad \Lambda(X)]^T$$

$$\Lambda(X) = K_T i_q - f \omega_m - C_r, \quad N_{\delta_1}(X) = [1 \quad 0 \quad 0]^T, \quad N_{\delta_2}(X) = [0 \quad 1 \quad 0]^T$$

Cas non adaptatif de régulateur

Dans cette section, on va suivre les mêmes étapes que la variation de R et C_r , on utilise donc le changement de coordonnées suivant :

$$[Z] = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T = [i_d \quad \omega_m \quad \dot{\omega}_m]^T$$

Où sa dynamique sera :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \zeta_0(X) + D(X) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\zeta_0(X) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} i_d + p\omega_m i_q \\ \frac{K_T}{J} f_1(X) - \frac{f}{J} f_2(X) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$f_1(X) = -\frac{R}{L} i_q - p\omega_m i_d - \frac{p\varphi_f}{L} \omega_m, \quad f_2(X) = \frac{K_T}{J} i_q - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{1}{J} C_r$$

$$D(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{K_T}{JL} \end{bmatrix}$$

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

$$|D(X)| = \frac{K_T}{JL^2} \neq 0 \quad \text{Car, est un constant.}$$

La loi de commande linéarisante qui garantit le découplage entre les entrées et les sorties est donc s'exprime comme suit :

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

Où :

$$D^{-1}(X) = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & \frac{JL}{K_T} \end{bmatrix}$$

Et le vecteur v est le même que (3.18).

Cas adaptatif de régulateur

Ici aussi au lieu d'utiliser δ on va adopter $\hat{\delta}$ pour le même raison de cas de variation de R et C_r , c'est à dire, car le vecteur des paramètres incertains est inconnu, donc il est donné par :

$$\hat{\delta} = \begin{bmatrix} \hat{\delta}_1 \\ \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{L}} - \frac{1}{L_n} \\ \frac{1}{\hat{J}} - \frac{1}{J_n} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

On suit les démarches de cas précédent, aussi avec le même changement de coordonnées (3.20), et on trouve alors la dynamique de Z comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_n} i_d + p\omega_m i_q - \delta_1 R i_d \\ \frac{1}{J_n} \Lambda(X) + \delta_2 \Lambda(X) \\ \frac{K_T}{J_n} f_2(X) - \frac{f}{J_n} f_3(X) - \delta_1 \frac{K_T}{J_n} (R i_q + p\omega_m \varphi_f) - \delta_2 \frac{f}{J_n} \Lambda(X) + \dot{\delta}_2 \Lambda(X) + \delta_2 (K_T f_2(X, \delta) - f f_3(X, \delta)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_n} + \delta_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_T}{JL_n} + \delta_1 \frac{K_T}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

Sous la forme compacte :

$$[\dot{Z}] = \zeta_0(X) - \zeta_\delta(X, \delta, \hat{\delta}) + D(X, \delta)U$$

La loi linéarisante devient dans ce cas :

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left(-\zeta_0(X) - \zeta_\delta(X, \delta, \hat{\delta}) + \hat{v} \right)$$

$\zeta_0(X)$ est donné par (3.31) et :

$$\zeta_\delta(X, \delta, \hat{\delta}) = \begin{bmatrix} -\hat{\delta}_1 R i_d \\ -\hat{\delta}_1 \frac{K_T}{J_n} (R i_q + p\omega_m \varphi_f) - \hat{\delta}_2 \frac{f}{J_n} \Lambda(X) + \dot{\delta}_2 \Lambda(X) + \hat{\delta}_2 (K_T f_2(X, \delta) - f f_3(X, \delta)) \end{bmatrix}$$

Où l'existence de \hat{U} dépend de $D(X, \hat{\delta})$ qu'est doit inversible :

$$D(X, \hat{\delta}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_n} + \hat{\delta}_1 & 0 \\ 0 & \frac{K_T}{JL_n} + \hat{\delta}_1 \frac{K_T}{J} \end{bmatrix}$$

Donc $D(X, \hat{\delta})$ est régulière si $\hat{\delta}_1 \neq -\frac{1}{L_n}$, et le vecteur \hat{v} est donné par (3.18).

Le système (3.32) en boucle fermée, devient :

$$\dot{\hat{z}} = \zeta_0(X) + \zeta_\delta(X, \delta, \hat{\delta}) - D(X, \delta)D(X, \hat{\delta})^{-1} \left(\zeta_0(X) + \zeta_\delta(X, \delta, \hat{\delta}) \right) + D(X, \delta)D(X, \hat{\delta})^{-1} \hat{v}$$

Sous forme détaillé :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \hat{z}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & \Lambda(X) \\ M_2 & -\frac{f}{J_n} \Lambda(X) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta_1 \\ \Delta\delta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \Lambda(X)(1 + \hat{\delta}_1 \hat{L}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\hat{\delta}}_1 \\ \dot{\hat{\delta}}_2 \end{bmatrix} \\ &= A\hat{z} + W_1\Delta\delta + B\hat{v} + W_2\dot{\hat{\delta}} \end{aligned}$$

Avec :

$$M_1 = -p\omega_m i_q \hat{L} + \hat{L}\hat{v}_1$$

$$M_2 = -\hat{L} \left(\left(\frac{K_T}{J_n} \right) f_2(X) - \left(\frac{f}{J_n} \right) f_3(X) \right) - \left(\frac{K_T}{J_n} \right) \frac{\hat{L} (Ri_q + p\omega_m \varphi_f)}{L_n} + \frac{\hat{\delta}_2 \Lambda(X) \hat{L} f}{J_n} - (K_T f_2(X) - f f_3(X)) \hat{\delta}_2 \hat{L} + \hat{L}\hat{v}_2$$

$$W_1 = \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & \Lambda(X) \\ M_2 & -\frac{f}{J_n} \Lambda(X) \end{bmatrix}, \quad W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \Lambda(X)(1 + \hat{\delta}_1 \hat{L}) \end{bmatrix}$$

$$\Delta\delta = \begin{bmatrix} \Delta\delta_1 \\ \Delta\delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \hat{\delta}_1 \\ \delta_2 - \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} - \frac{1}{\hat{L}} \\ \frac{1}{J} - \frac{1}{\hat{J}} \end{bmatrix}$$

On définit le vecteur d'erreur comme le cas précédent (3.27) qui satisfait :

$$\dot{e} = Ke + W_1\Delta\delta + W_2\dot{\hat{\delta}} \quad (3.33)$$

L'existence du terme non linéaire $W_2\dot{\hat{\delta}}$ suggère l'utilisation du concept d'erreur augmentée qui met (3.33) sous une forme familière. Pour trouver la loi d'adaptation, nous introduisons le signal ε qui satisfait :

$$\dot{\varepsilon} = k\varepsilon + W_2\dot{\hat{\delta}} \quad \varepsilon(0) = 0$$

Puis, on définit l'erreur augmentée η par :

$$\eta = e - \varepsilon$$

Qui satisfait :

$$\dot{\eta} = K\eta + W_1\Delta\delta$$

Ainsi, on aboutit à une forme standard.

Donc, on utilise la même fonction de Lyapunov (3.28), mais au lieu de l'erreur "e" on va utiliser l'erreur augmentée "η". La loi d'adaptation donnée dans ce cas par :

$$\Delta\dot{\delta} = -\Gamma^{-1}W_1^T P\eta \tag{3.34}$$

Après la conception de cette commande (3.34) on est prêt de déterminer les valeurs estimées de *L* et *J* comme suit :

$$\begin{cases} \hat{L} = \frac{L_n}{L_n\hat{\delta}_1 + 1} \\ \hat{J} = \frac{J_n}{J_n\hat{\delta}_2 + 1} \end{cases}$$

Afin de tester notre régulateur, on simule le modèle complet.

3.4 Simulation de la commande non linéaire adaptative du MSAP

Pour montrer les performance et la **robustesse** par rapport les variations paramétriques de la loi non linéaire adaptative dans les deux cas :

3.4.1 Variation de *R* et *C_r*

Le système a été simulé (3.3) sous la modification au niveau du *C_r* (l'application d'une charge de 5 Nm à 0.25 sec) et de la *R* à la fois.

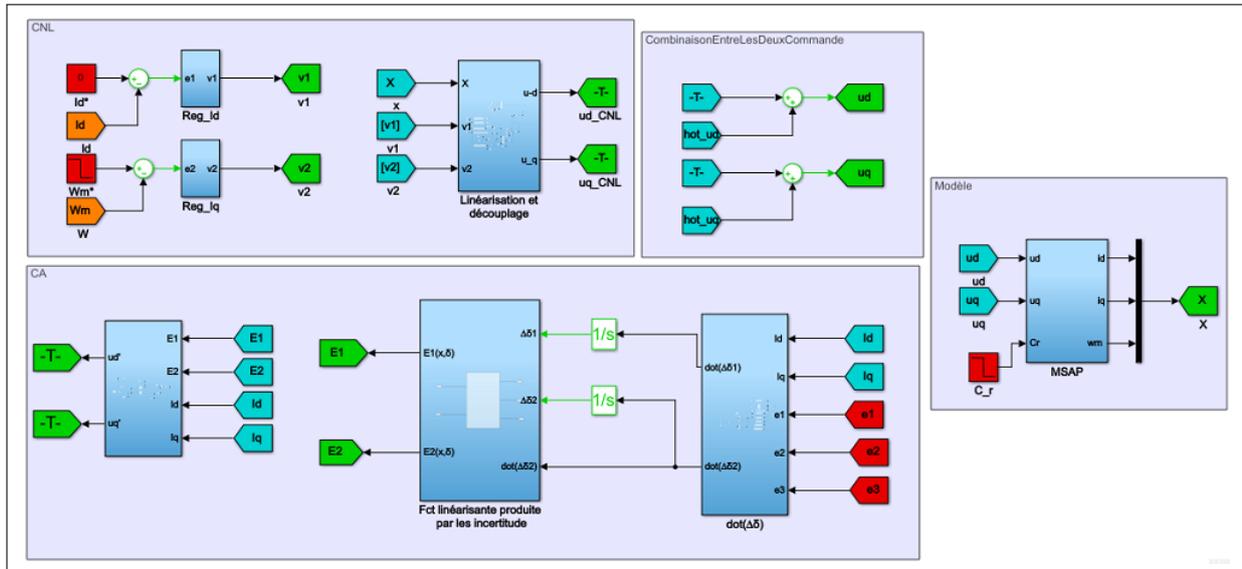


FIGURE 3.3: Schéma bloc de CNLA du MSAP

Avec les variations paramétriques *R* et *C_r*, les résultats de simulation montre que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement avec un temps de réponse court (3.4), aussi l'influence de ces changements sur la vitesse et le courant *i_d* est pratiquement négligeable.

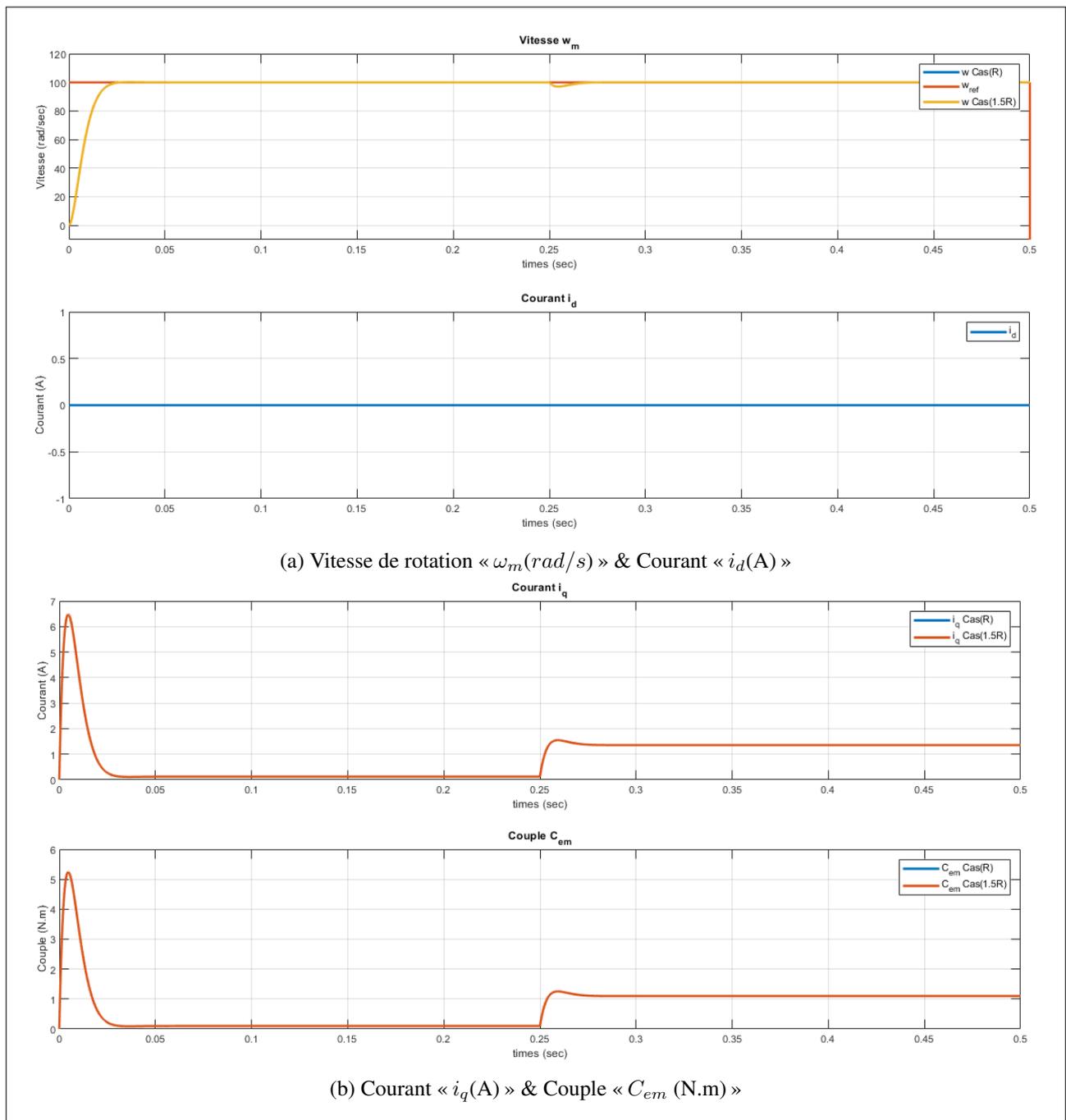


FIGURE 3.4: Variation de la R et le couple de charge du MSAP

3.4.2 Variation de L et J

Ici aussi, on va simuler le système (3.5) sous la variation de L dans le premier lieu puis sous la modification de J .

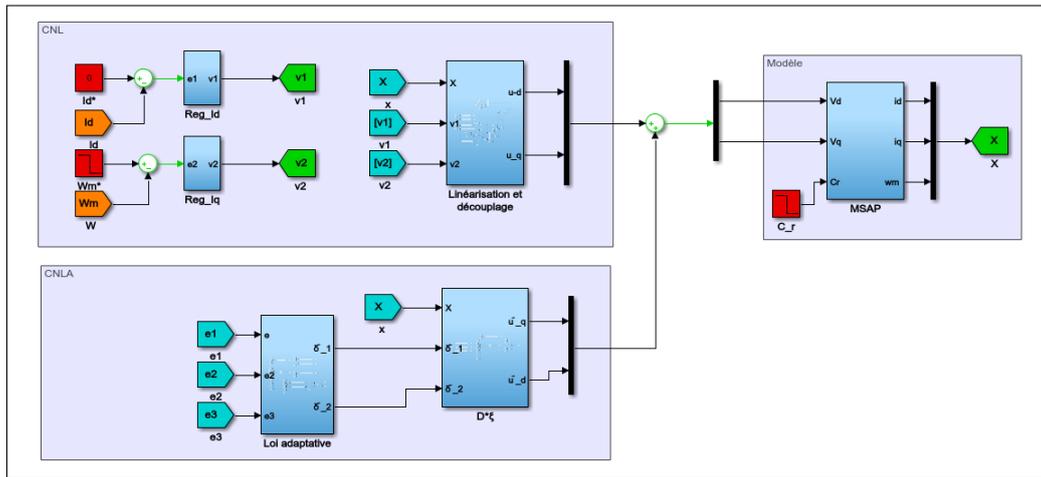


FIGURE 3.5: Schéma bloc de CNLA du MSAP

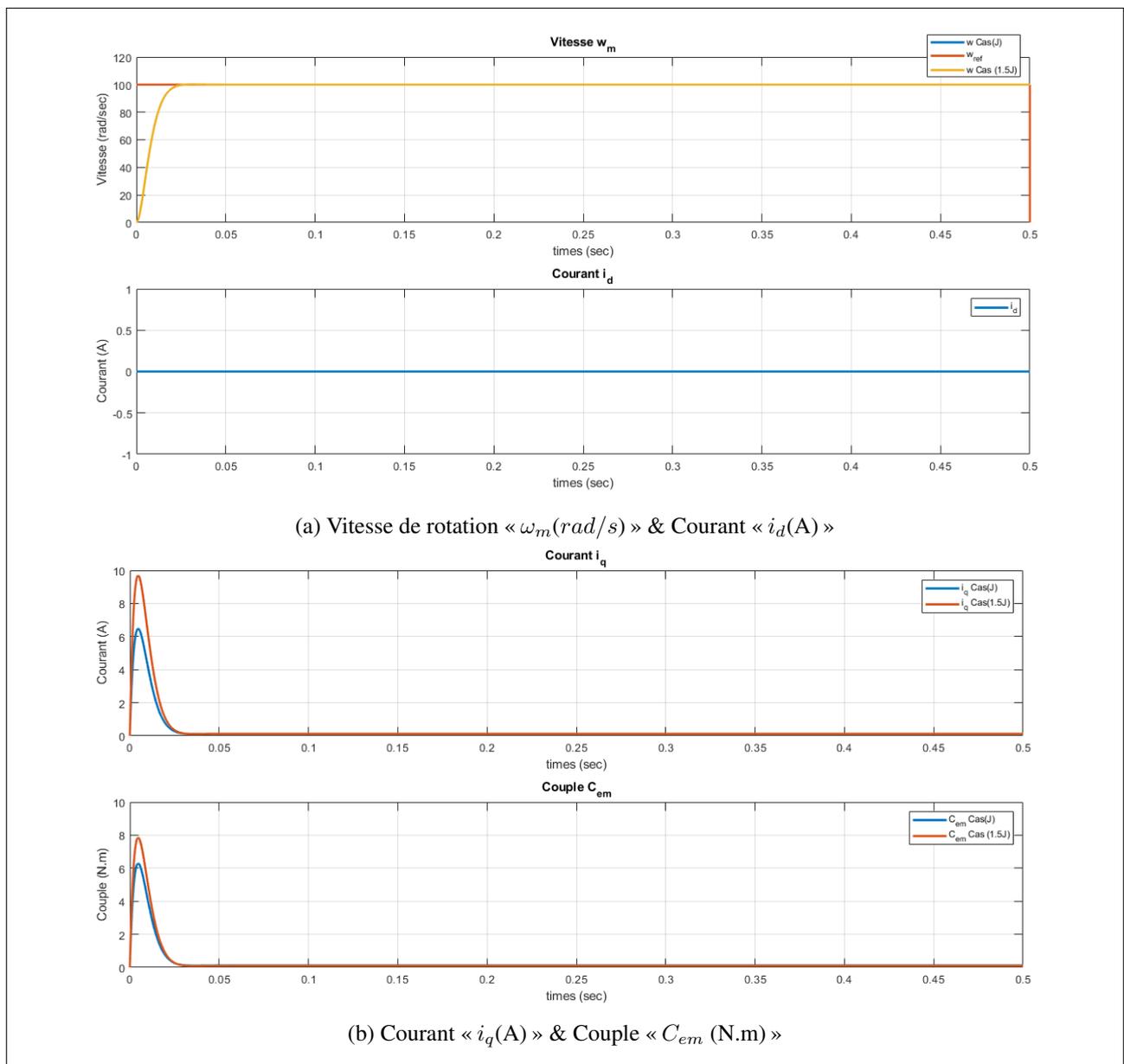


FIGURE 3.6: Variation de J du MSAP

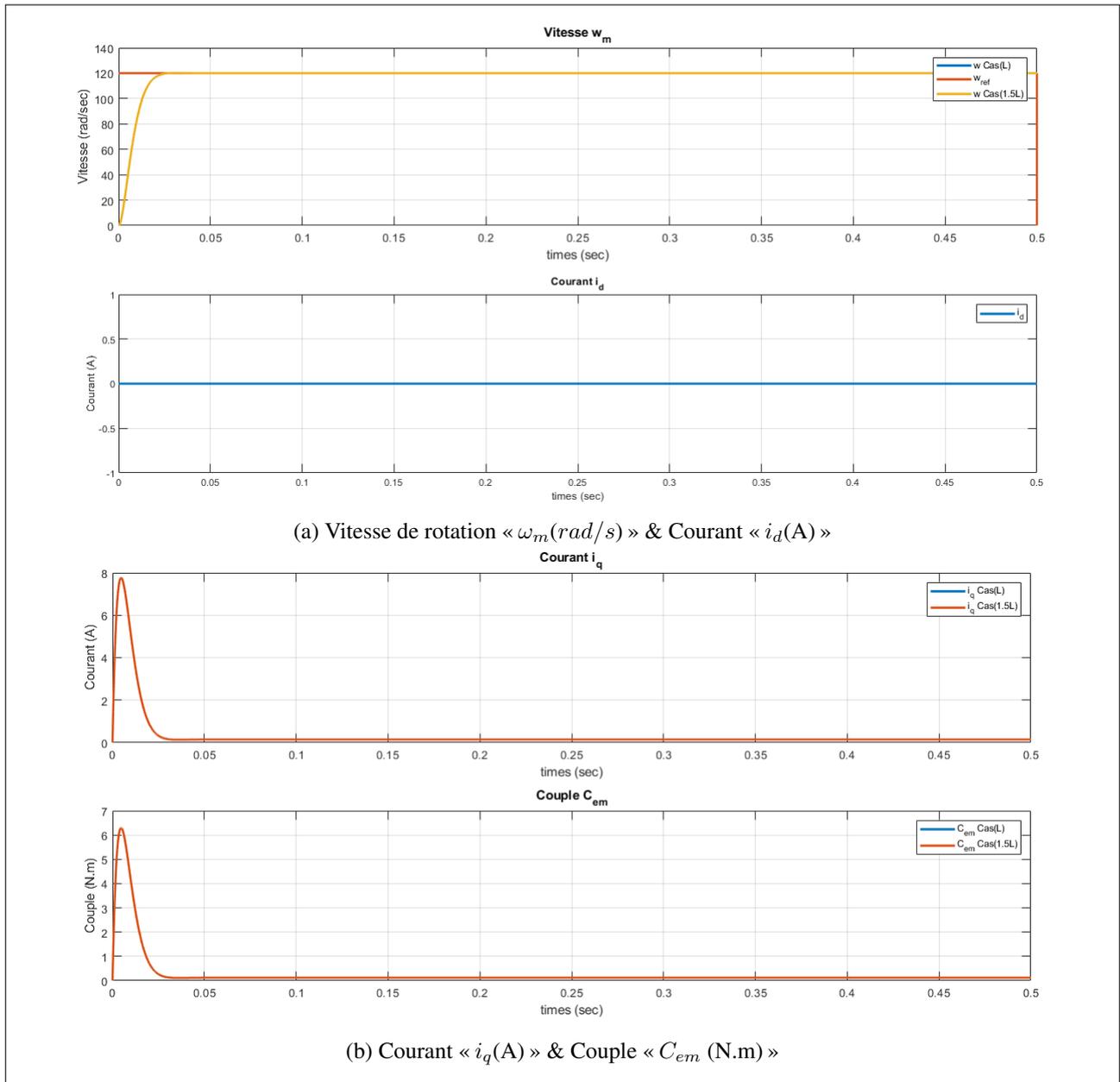


FIGURE 3.7: Variation de L du MSAP

À partir les figures (3.6, 3.7), on remarque clairement que notre régulateur est parfaitement robuste par rapport aux variations paramétriques J et L , où les grandeurs réglées (la vitesse et le courant i_d) suivent encore une fois, très bien ses références.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la conception de régulateur non linéaire adaptatif du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant la technique de Lyapunov comme mécanisme d'ajustement. La loi adaptative exige que les paramètres incertains soient constants. Notre régulateur traite les deux cas des variations paramétriques qui s'insèrent de façon linéaire et non linéaire dans le modèle de ce moteur.

Les performances de ce régulateur sont satisfaisantes, il montre sa robustesse par rapport les variations paramétriques, aussi l'utilisation de mécanisme d'ajustement basé sur la méthode de Lyapunov assure la stabilité de ce système en boucle fermée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce mémoire, est consacré à l'étude des performances de la commande adaptative non linéaire, appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

En premier lieu, on a représenté brièvement le modèle mathématique de la machine obtenu par la transformation de Park, qui s'adapte avec le formalisme de la commande adaptative.

Le deuxième chapitre se basé sur la commande adaptative non linéaire, nous avons présenté les concepts théoriques de cette commande. La commande considérée est une commande adaptative non linéaire combinant la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties avec la technique adaptative destinée aux systèmes linéaires.

Dans le troisième chapitre, nous avons exposé une application directe de la commande non linéaire adaptative dans le cas de variation de la résistance et le couple et dans le deuxième cas la variation de l'inductance et le moment d'inertie du rotor, dans le but d'améliorer les performances de la (MSAP) à partir de contrôler le courant, le couple et la vitesse. Cette méthode montre sa puissance dans le sens où elle permet d'adapter la résistance statorique, le couple de charge, moment d'inertie et les inductances.

À fin de ce travail, voici quelques perspectives, qui peuvent améliorer les performances de la MSAP :

- Utilisation des observateurs qui pourrait stabiliser la structure d'estimation pour la MSAP .
- Utilisation d'autre commande robustes comme commande H_∞ et commande prédictive. . . .
- L'implémentation de la commande adaptative par l'utilisation des 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] **A. Maidi** : « Cours Commande Avancée », Faculté de Génie Électrique et Informatique, 2018.
- [5] **A.BOUCHAHED** : « Commande non linéaire des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents », Thèse De Doctorat en sciences, universite badji mokhtar, ANNABA, 2017.
- [6] **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.
- [7] **Abdessemed, Rachide** : « Modélisation et simulation des machines électriques », Paris : Ellipses, 2011.
- [8] **Hicham** : « Modèle de Park de la Machine Asynchrone», 2011, <http://electronique1.blogspot.com/2011/02/modele-de-park-de-la-machine-asynchrone.html>
- [9] **L. Jean-Paul** : « Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones », Paris, Hermes Science Lavoisier 2010.
- [10] **A.Chibani** : « Commande Non Linéaire et Adaptative de la Machine Asynchrone », Mémoire de Magister, Batna, 2005.
- [11] **M.Kadjoudj** : « Contribution à La Commande d'une MSAP », Thèse De Doctorat D'état, Université De Batna, 2003.
- [12] **A.Kaddouri** : « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse De Doctorat, Université Laval, 2000.
- [13] **Guy. Strtzer, Eddie. Smigie** : « Modélisation et commande des moteurs triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones, commande par contrôleurs DSP », Ellipses 2000.
- [14] **Kaddouri, Azeddine, Akhrif, Ouassima, Le-Huy and Hoang** : « Adaptive nonlinear control for speed regulation of a permanent-magnet synchronous motor», IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No. 99CH37029), 1079 – –1084p, 1999.
- [15] **G.Grellet, G.Clerc** : « Actionneurs Électriques, Principes, Modèles, Commande », Collection Électro-technique, Edition Eyrolles, 1997.

Annexes

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

Paramètre	Valeur
P_n	3 [KW]
V_n	210 [V]
I_n	7 [A]
L	11 [mH]
φ_f	0.18 [Wb]
R_s	1.2 [Ω]
f	0.0001 [Nm.sec/rad]
J	0.006 [Kg.m ²]
p	3

TABLE 1: Valeurs des paramètres de simulation