الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان –
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE

# MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

**En :** AUTOMATIQUE

**Spécialité :** Automatique et Informatique Industrielle

**Par :** Bouzada Aicha Amira et Kherbouche Fatima Zahra

**Sujet**

## Commande QFT de la vitesse d'un moteur à réluctance variable

Soutenu publiquement, le 30 / 09 / 2026, devant le jury composé de :

| | | | |
|---|---|---|---|
| Mr. BENARIBA Hassane | MCA | Université de Tlemcen | Président |
| Mme. KELKOUL Bahia | MCB | Université de Tlemcen | Examinatrice |
| Mr. YACOUBI Boumediene | MAA | Université de Tlemcen | Encadrant |
| Mr. BENYAHIA Boumediene | Professeur | Université de Tlemcen | Co-Encadrant |

Année universitaire : 2025 / 2026

# *Dédicace*

---

*Au terme de ce long parcours, je dédie ce modeste travail à toutes celles et ceux qui, de près ou de loin, y ont laissé un peu d'eux-mêmes.*

. . .

***À mes chers parents,***

*Vous qui m'avez tout donné sans jamais rien demander en retour. Chaque page de ce mémoire porte la trace de vos sacrifices, de vos nuits d'inquiétude et de vos prières silencieuses. Si j'en suis là aujourd'hui, c'est grâce à votre amour, à votre patience et à votre confiance. Cette réussite est la vôtre avant d'être la mienne.*

. . .

***À à mes chères sœurs Hajer et Marwa, et mes frères Anes et Othmane***

*Vous êtes ma joie, mon refuge et ma force. Votre tendresse, votre présence et vos encouragements m'ont relevée dans les moments de doute. Que Dieu vous protège et vous comble de bonheur.*

. . .

***À ma meilleure amie et ma binôme, Bouzada Amira,***

*Nous avons partagé les défis, les nuits blanches, le stress et les fous rires. Dans les moments difficiles, tu as toujours été là. Cette aventure a été plus belle parce que je l'ai vécue à tes côtés. Merci d'avoir été bien plus qu'une binôme : une sœur de cœur.*

. . .

***À mes chères amies Yamina,Imane,Nahla,Romaissa et Aya***

*Merci pour votre écoute, votre soutien et tous ces instants qui ont illuminé mon chemin.*

. . .

***À toute ma famille, et particulièrement à ma famille maternelle Ouabdi,***

*Vos prières, votre affection et vos mots d'encouragement m'ont accompagnée à chaque étape.*

. . .

*À vous tous, du fond du cœur, je dédie ce travail, avec toute ma gratitude et tout mon amour.*

**Kherbouche FATIMA ZAHRA**

# *Dédicace*

---

*Je dédie ce modeste travail :*

*Au meilleur des pères et à ma très chère maman, qu'ils trouvent en moi la source de leur fierté, eux qui ne cessent de me donner avec amour le nécessaire pour que je puisse arriver à ce que je suis aujourd'hui.*

. . .

*À mes chers frères* ***Abdou*** *et* ***Mohamed*** *et ma sœur* ***Ibtissem****, qui ont été toujours à mes côtés et m'ont toujours soutenu tout au long de ces longues années d'études. En signe de reconnaissance, qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour tout ce qu'ils ont consenti d'efforts et de moyens pour me voir réussir dans mes études.*

*Que Dieu les protège et que la réussite soit toujours à ma portée, pour que je puisse vous combler de bonheur.*

. . .

*À ma chère binôme et amie* ***Fatima Kherbouche****, pour sa rigueur exemplaire, sa patience inébranlable et son soutien précieux tout au long de cette aventure académique. Ton esprit brillant et ton amitié ont transformé chaque défi en une belle réussite partagée. Trouve ici l'expression de ma plus profonde gratitude et mes vœux de succès éclatant pour l'avenir.*

. . .

*À mes chères belles-sœurs* ***Yousra Rahmani*** *et* ***Lilya Mabrek****, pour votre bienveillance, vos encouragements constants et la joie que vous apportez à notre famille. Trouve dans ce travail l'expression de toute mon affection et mes vœux les plus sincères de bonheur.*

. . .

*À mes sœurs* ***Chahra****,* ***Nesrine*** *et* ***Chaimaa****.*

. . .

*À mes petites* ***Céline****,* ***Tesnime****,* ***Meriem*** *et* ***Manissa****.*

. . .

*À toute ma famille et à toutes mes amies.*
*À tous les gens qui me connaissent et que je connais.*
*À tous ceux qui me sont chers, aux personnes qui m'ont aidé et encouragé de près ou de loin, qui étaient toujours à mes côtés et qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études.*

**Bouzada AICHA AMIRA**

# Remerciements

Je remercie tout d'abord Dieu, le Tout-Puissant, pour la santé, la force et la patience qu'il m'a accordées tout au long de ce parcours académique.

Mes remerciements les plus sincères et les plus chaleureux s'adressent à mon encadrant, **Monsieur YACOUBI Boumediene**, pour sa disponibilité, ses précieux conseils, sa patience et son suivi rigoureux tout au long de l'élaboration de ce travail. Ses orientations pertinentes et ses encouragements constants ont été déterminants pour mener à bien ce mémoire. Je tiens également à exprimer ma profonde reconnaissance à mon co-encadrant, **Monsieur BENYAHIA Boumediene**, pour son aide précieuse, ses remarques constructives et son accompagnement tout au long de ce projet.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi aux membres du jury, **Monsieur BENARIBA Hassane** et **Madame KELKOUL Bahia**, qui me font l'honneur d'examiner et d'évaluer ce travail. Qu'ils trouvent ici l'expression de mon profond respect et de ma sincère gratitude pour le temps, le soin et l'attention qu'ils consacrent à l'évaluation de ce mémoire.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement **Monsieur MELIANI Sidi Mohammed**, pour les précieuses informations qu'il a bien voulu me fournir et qui ont grandement contribué à l'enrichissement de ce travail.

Mes remerciements s'adressent également à **Monsieur l'ingénieur Houari Ayoub** pour son précieux accompagnement, ses conseils éclairés et sa bienveillance. Sa rigueur technique, sa disponibilité constante et la générosité de ses explications ont été une source d'inspiration déterminante dans la réussite de ce projet.

Je remercie l'ensemble des enseignants et du personnel de la **Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen**, pour la qualité de la formation dispensée durant ces années d'études, ainsi que pour leur disponibilité et leur soutien constant. Un grand merci à mes collègues et amis pour leur soutien moral, leurs encouragements et les moments d'entraide partagés tout au long de ce parcours.

Enfin, mes remerciements les plus chaleureux vont à ma famille, et particulièrement à mes parents, pour leur amour inconditionnel, leur soutien indéfectible et leurs sacrifices consentis tout au long de mes études. Sans leur confiance et leurs encouragements, ce travail n'aurait jamais vu le jour.

# Table des matières

**Liste des abréviations** **11**

**Introduction Générale** **13**

**1 Modélisation de la machine à réluctance variable (MRV)** **15**
1.1 Historique et Évolution Technologique de la MRV . . . . . 16
1.1.1 Période pionnière : Les origines mécaniques (1838–1960) . . . . . 16
1.1.2 La révolution de l'électronique de puissance (1970–1990) . . . . . 17
1.1.3 Tendances actuelles et enjeux industriels . . . . . 17
1.2 Intérêt Industriel et Domaines d'Application de la MRV . . . . . 17
1.2.1 Atouts Industriels et Économiques . . . . . 17
1.2.2 Principaux domaines d'application . . . . . 18
1.3 Généralités sur la MRV . . . . . 18
1.3.1 Description . . . . . 18
1.3.2 Principe de fonctionnement de la MRV . . . . . 20
1.3.3 Le convertisseur d'alimentation . . . . . 21
1.3.4 Les stratégies d'alimentation utilisées dans la commande des MRV . 22
1.4 Modélisation mathématique de la MRV 6/4 . . . . . 24
1.4.1 Choix de la structure de la MRV . . . . . 24
1.4.2 Choix du convertisseur . . . . . 24
1.4.3 Choix de la technique d'alimentation . . . . . 24
1.4.4 Modélisation de la MRV . . . . . 25
1.4.5 Modèle linéaire des inductances . . . . . 26
1.4.6 Freins au Déploiement et Axes de Recherche . . . . . 27
1.5 Conclusion du chapitre . . . . . 27

**2 La Commande QFT (Quantitative Feedback Theory)** **28**
2.1 Introduction . . . . . 29
2.2 Principe fondamental de la QFT . . . . . 29
2.2.1 Formulation du problème de commande robuste . . . . . 29
2.2.2 Le diagramme de Nichols comme support de conception . . . . . 29
2.2.3 Gabarits (templates) et contours (bounds) . . . . . 30
2.3 Marges de stabilité et robustesse . . . . . 32
2.3.1 Marge de gain (MG) . . . . . 32
2.3.2 Marge de phase (MP) . . . . . 32
2.3.3 Critère pratique de robustesse . . . . . 33
2.4 Démarche générale de conception QFT . . . . . 33
2.5 Structures de correcteurs utilisées en QFT . . . . . 35
2.5.1 Correcteur à avance de phase . . . . . 35

2.5.2 Correcteur à retard de phase . . . 35
2.5.3 Correcteur PI (proportionnel-intégral) . . . 35
2.5.4 Correcteur PID (proportionnel-intégral-dérivé) . . . 35
2.5.5 Synthèse comparative . . . 36
2.6 Avantages de la QFT . . . 36
2.6.1 Avantages . . . 36
2.7 Conclusion . . . 36

**3 Contrôle de la Machine MRV par PI et QFT 37**
3.1 Introduction . . . 38
3.2 Introduction Générale sur la Régulation P et PI . . . 38
3.2.1 Le Régulateur Proportionnel (P) . . . 38
3.2.2 Le Régulateur Proportionnel-Intégral (PI) . . . 39
3.3 Principe et Fonctionnement de la Commande PI . . . 39
3.3.1 Modélisation du Régulateur PI . . . 39
3.4 Schéma Bloc Simulink et Initialisation MATLAB . . . 40
3.4.1 Structure Générale de Commande sous Simulink . . . 40
3.5 Cahier des Charges et Modèle Simulink . . . 40
3.5.1 Cahier des Charges du Système . . . 40
3.5.2 Structure Globale de Simulation Simulink . . . 41
3.6 Simulations et Discussion des Résultats du Régulateur PI . . . 41
3.6.1 Cas 1 : Simulation en Boucle Ouverte (Sans Rétroaction PI) . . . 41
3.6.2 Cas 2 : Simulation en Boucle Fermée avec $K_p = 2.5$ et $K_i = 100$ . . . 42
3.6.3 Cas 3 : Influence de l'Augmentation du Gain Intégral ($K_p = 2.5$, $K_i = 200$) . . . 43
3.7 Introduction à la Synthèse et au Contrôle Robuste QFT . . . 43
3.8 Code MATLAB d'Initialisation et de Configuration . . . 44
3.9 Application de la Théorie QFT à l'Asservissement de Vitesse de la MRV 6/4 44
3.9.1 Modélisation du procédé incertain . . . 44
3.9.2 Synthèse du Correcteur $G(s)$ et du Préfiltre $F(s)$ . . . 45
3.9.3 Justification du choix des paramètres du modèle de synthèse QFT . 45
3.10 Synthèse et Résultats de la Commande Robuste QFT . . . 46
3.10.1 Analyse de la Sensibilité et du Rejet de Perturbations . . . 46
3.10.2 Gabarits d'Incertitude dans le Plan de Nichols . . . 46
3.10.3 Effet du Préfiltre $F(s)$ sur la Réponse Indicielle . . . 47
3.10.4 Évaluation de la Robustesse sous Multiples Configurations (Cas 1 à 8) 48
3.11 Application de la Commande Robuste QFT sur SRM . . . 50
3.12 Analyse des résultats de simulation . . . 51
3.13 Comparaison entre la commande PI et la commande QFT . . . 52

**Conclusion Générale 54**
Perspectives . . . 56

# Table des figures


1.1 Exemple réel d'un moteur à réluctance variable . . . . . 16
1.2 Structure et principe de fonctionnement d'un moteur à réluctance variable triphasé 6/4 (MRV/SRM) . . . . . 19
1.3 Coupe transversale schématique de la MRV 6/4 : à gauche, la phase 1 est alignée (position de conjonction) ; à droite, le rotor a tourné de 30° rapprochant la phase 2 de sa position d'alignement. . . . . 19
1.4 Interprétation graphique de l'énergie $W_{em}$ et de la coénergie $W'_{em}$ sur la caractéristique $\Psi(\theta, i)$ . . . . . 20
1.5 Signe du couple électromagnétique (l'équation 1.6) selon la zone de la caractéristique $L(\theta)$. . . . . 21
1.6 Convertisseur en demi-pont asymétrique, structure d'une phase. . . . . 22
1.7 Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde. . 23
1.8 Régulation du courant par hystérésis (stratégie soft chopping) et tension de phase associée. . . . . 24
1.9 Schéma électrique équivalent d'une phase de la MRV . . . . . 25
1.10 Modèle linéaire (trapézoïdal) des inductances des trois phases — MRV 6/4 26

2.1 Diagramme de Nichols : courbe L(j$\omega$), point critique, zone interdite et marges de gain/phase . . . . . 30
2.2 Gabarits (templates) du procédé incertain à plusieurs fréquences dans le plan de Nichols. . . . . 31
2.3 Construction d'un contour (bound) à partir d'un gabarit : $L_0(j\omega)$doit rester dans la zone autorisée . . . . . 32
2.4 Logigramme de la démarche de conception QFT (boucle d'itération 4 → 5/6 → 4) . . . . . 34

3.1 Structure générale de la commande d'une SRM . . . . . 40
3.2 Structure du sous-système de la commande de la MRV à gain fixe 4 / PI discret . . . . . 42
3.3 Réponse en vitesse de la MRV (gain fixe 4) . . . . . 42
3.4 Réponse en vitesse sous régulateur PI (Kp = 2,5 ; Ki = 100) . . . . . 43
3.5 Réponse en vitesse sous régulateur PI (Kp = 2,5 ; Ki = 200) . . . . . 43
3.6 Analyse fréquentielle des fonctions de sensibilité |S(j$\omega$)| et |T(j$\omega$)| . . . . . 46
3.7 les gabarits fréquentiels du procédé dans le plan de Black-Nichols . . . . . 47
3.8 Réponse indicielle montrant l'action du préfiltre F(s) sur l'atténuation des dépassements . . . . . 48
3.9 Réponses temporelles de vitesse pour une consigne de 1500 tr/min à travers 8 cas d'incertitude paramétrique . . . . . 49
3.10 Schéma bloc de la commande QFT discrète . . . . . 50

3.11 Réponse dynamique en vitesse du moteur SRM 6/4 sous commande QFT . 51

# Liste des abréviations

**DTC :** Direct Torque Control (contrôle direct du couple).
**MRV :** Machine à Réluctance Variable.
**MSAP :** Machine Synchrone à Aimants Permanents.
**PI :** Proportionnel-Intégral.
**QFT :** Quantitative Feedback Theory (théorie de la rétroaction quantitative).
**SRM :** Switched Reluctance Machine (machine à réluctance variable commutée).
**TSF :** Torque Sharing Function (fonction de répartition du couple).
**UGV :** Unmanned Ground Vehicle (véhicule terrestre sans pilote).
**ZOH :** Zero-Order Hold (bloqueur d'ordre zéro).

# Introduction Générale

## Contexte général

L'évolution des systèmes d'entraînement électrique s'oriente aujourd'hui vers des solutions robustes, économiques et fiables, capables de répondre aux exigences industrielles de haute performance. Parmi les machines électriques candidates à cette évolution, le moteur à réluctance variable (MRV),également connu sous l'appellation anglo-saxonne *Switched Reluctance Motor*(SRM), occupe une place particulière grâce à sa structure simple, sa robustesse mécanique et l'absence d'aimants permanents ou de bobinages au rotor [17] [12].

## Le moteur à réluctance variable : intérêt et difficultés

Le MRV présente de nombreux avantages : construction simple et peu coûteuse, absence de contacts glissants, fonctionnement possible à haute vitesse et dans des environnements sévères (température, vibrations), ainsi qu'une grande fiabilité due à l'indépendance électrique et magnétique entre phases[17] [23]. Ces qualités en font un candidat sérieux pour des applications allant de la traction électrique aux systèmes embarqués aéronautiques [12].

Cependant, cette simplicité structurelle s'accompagne d'une complexité fonctionnelle importante. Le couple électromagnétique développé par le MRV résulte d'une variation périodique de la réluctance du circuit magnétique, ce qui confère à la machine un comportement fortement non linéaire, marqué par des ondulations de couple, une forte dépendance aux paramètres géométriques et magnétiques, ainsi qu'une sensibilité aux incertitudes de modélisation et aux perturbations externes (variations de charge, saturation magnétique, dispersions de fabrication).[17] [16]

## Problématique de la commande

Ces caractéristiques rendent la synthèse d'une loi de commande performante particulièrement délicate. Les approches classiques de commande linéaire (PID conventionnel par exemple) [1] [22], bien que simples à mettre en œuvre, montrent rapidement leurs limites face aux non-linéarités et aux incertitudes paramétriques inhérentes au MRV. Il devient alors nécessaire de recourir à des méthodologies de commande robuste, capables de garantir les performances désirées (précision, rapidité, rejet de perturbations) malgré les variations et incertitudes du modèle.

## La théorie QFT comme solution

C'est dans ce cadre que s'inscrit la théorie de la rétroaction quantitative (*Quantitative Feedback Theory*, QFT), développée initialement par Horowitz. [8] [7] Cette approche de commande robuste offre un cadre méthodologique rigoureux permettant de synthétiser un correcteur satisfaisant un ensemble de spécifications fréquentielles (stabilité, suivi de trajectoire, rejet de perturbations) tout en tenant compte explicitement des incertitudes paramétriques du système, représentées sous forme de gabarits (*templates*) dans l'abaque de Nichols [7] [10] [29]. L'intérêt majeur de la QFT réside dans sa capacité à traduire les incertitudes physiques du système en contraintes graphiques exploitables directement pour

le design du correcteur, offrant ainsi un compromis efficace entre robustesse et simplicité de mise en œuvre.

## Objectif du travail

L'objectif de ce travail est donc d'étudier et d'appliquer la commande QFT à un moteur à réluctance variable, en vue d'assurer une régulation robuste de sa vitesse (ou de son couple) face aux non-linéarités du système et aux incertitudes de son modèle . Il s'agira, dans un premier temps, de rappeler les principes de fonctionnement et de modélisation du MRV, puis d'exposer les fondements théoriques de la méthode QFT, avant de procéder à la synthèse du correcteur et à l'évaluation de ses performances, notamment par simulation.

## Plan du document

Ce mémoire s'articule autour de trois chapitres principaux :

— **Le premier chapitre** est consacré à la structure, au principe de fonctionnement et à la modélisation mathématique du moteur à réluctance variable (MRV 6/4), ainsi qu'à la description du convertisseur statique et des stratégies d'alimentation associées ;

— **Le deuxième chapitre** expose les fondements théoriques de la commande robuste par la théorie QFT (*Quantitative Feedback Theory*), en détaillant l'exploitation du plan de Nichols, la construction des gabarits d'incertitude (*templates*) et la démarche de synthèse du correcteur .

— **Le troisième chapitre** constitue le cœur de notre contribution. Il présente l'environnement de simulation sous MATLAB/Simulink, la synthèse détaillée des régulateurs (PI classique et QFT discret), ainsi qu'une étude comparative approfondie des résultats de simulation évaluant les performances en poursuite de consigne et la robustesse face aux variations paramétriques.

Une **conclusion générale** récapitule les principaux apports de ce travail et propose plusieurs perspectives de recherche pour des travaux futurs.

# Chapitre 1

# Modélisation de la machine à réluctance variable (MRV)

# Introduction

Avant d'aborder la synthèse d'une commande robuste par la théorie QFT (*Quantitative Feedback Theory*) pour le moteur à réluctance variable à double saillance (MRV, ou SRM en anglais pour *Switched Reluctance Motor*), il est indispensable de disposer d'un modèle mathématique fiable qui traduise fidèlement le comportement électrique, électromagnétique et mécanique de la machine [17] [12] .C'est l'objet de ce premier chapitre.

Nous présentons dans un premier temps des généralités sur le MRV : sa structure, son principe de fonctionnement, le convertisseur statique associé ainsi que les différentes stratégies d'alimentation employées [15] [16]. Dans un second temps, nous développons la modélisation mathématique de la machine dans l'hypothèse d'un circuit magnétique non saturé (modèle linéaire), modélisation qui servira de base à l'élaboration des lois de commande étudiées dans les chapitres suivants .

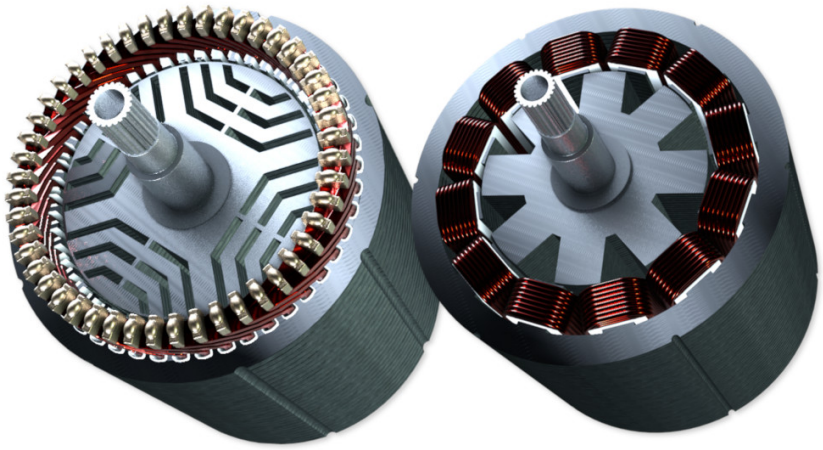


FIGURE 1.1 – Exemple réel d'un moteur à réluctance variable

## 1.1 Historique et Évolution Technologique de la MRV

### 1.1.1 Période pionnière : Les origines mécaniques (1838–1960)

Le principe du moteur à réluctance variable (MRV) est historiquement l'un des plus anciens concepts de conversion d'énergie mécanique [13].

En 1838, l'inventeur anglais William Taylor dépose l'un des premiers brevets décrivant une machine électromagnétique à attraction. Entre 1838 et 1842, l'ingénieur écossais Robert Davidson conçoit la première locomotive électrique baptisée *Galvani*. Son système de propulsion utilisait des électroaimants fixes agissant par attraction sur des barres de fer doux montées sur un tambour rotatif.

Ce pendant, durant plus d'un siècle, cette technologie a souffert d'une contrainte majeure : la commutation du courant était assurée par des interrupteurs mécaniques frottants. L'apparition d'arcs électriques destructeurs, l'usure prématurée des contacts et l'impossibilité de contrôler précisément le temps d'excitation des bobines ont relégué le MRV au second plan. La communauté scientifique s'est alors tournée vers les machines à courant continu puis vers les machines à induction et synchrones, plus simples à alimenter directement par un réseau alternatif sinusoïdal.

### 1.1.2 La révolution de l'électronique de puissance (1970–1990)

L'essor des semi-conducteurs de puissance à partir des années 1970 (développement des thyristors, puis des transistors MOSFET et IGBT) a affranchi le MRV de ses limitations mécaniques [20].

En 1969, S. A. Nasar formalise l'utilisation de la commutation électronique pour piloter la réluctance variable [20]. C'est à la fin des années 1970 que l'équipe du professeur Peter Lawrenson à l'Université de Leeds (Royaume-Uni) mène des travaux fondateurs [14]. Ils démontrent qu'en associant :

— une structure géométrique optimisée à double saillance (notamment la structure 6/4),
— un capteur de position angulaire précis,
— et un convertisseur statique d'alimentation (pont assymétrique),

la machine à réluctance variable atteint des rendements élevés et des densités de couple compétitives par rapport aux moteurs traditionnels [17],[12]. Lawrenson fonde en 1980 la société *Switched Reluctance Drives Ltd (SRDL)* marquant le début de l'industrialisation moderne de cette technologie [13].

### 1.1.3 Tendances actuelles et enjeux industriels

Aujourd'hui, les travaux de recherche sur le MRV se concentrent sur la réduction de l'ondulation de couple (*torque ripple*) et du bruit acoustique. Les moteurs à réluctance variable connaissent un regain d'intérêt massif en raison de l'absence totale de terres rares (pas d'aimants permanents au néodyme), offrant une alternative économique et écologique pour les véhicules électriques et les applications à très haute vitesse [27][28].

## 1.2 Intérêt Industriel et Domaines d'Application de la MRV

### 1.2.1 Atouts Industriels et Économiques

Le regain d'intérêt industriel pour le moteur à réluctance variable (*Switched Reluctance Motor* – SRM) repose sur des avantages structurels majeurs face aux machines conventionnelles (synchrones à aimants permanents ou asynchrones) [27] :

1. **Indépendance vis-à-vis des terres rares :** Contrairement aux machines synchrones à aimants permanents (MSAP) qui nécessitent du néodyme ($N\ d$) et du dysprosium ($D\ y$), la SRM ne comporte aucun aimant. Son rotor est constitué uniquement d'un empilement de tôles ferromagnétiques. Cela élimine la vulnérabilité aux fluctuations des cours mondiaux des matières premières et réduit considérablement l'impact environnemental [27], [28].
2. **Robustesse mécanique et thermique exceptionnelle :** L'absence de bobinage et d'aimants au rotor supprime le risque de démagnétisation sous l'effet de la chaleur. Le rotor passif présente une inertie réduite, une excellente tenue aux forces centrifuges et autorise une évacuation thermique élevée au stator .
3. **Coût de fabrication réduit :** La simplicité de la structure rotorique, couplée à un bobinage concentré au stator (facile à automatiser), permet de diminuer de manière significative les coûts de production en série.

4. **Tolérance aux pannes et sécurité de fonctionnement :** Du fait de l'indépendance magnétique et électrique entre les phases, un court-circuit ou une défaillance sur une phase n'entraîne pas le blocage destructeur de la machine. La SRM peut continuer à fonctionner en mode dégradé, ce qui constitue une caractéristique essentielle pour les applications critiques [17].

### 1.2.2 Principaux domaines d'application

Grâce à ses performances intrinsèques, la technologie SRM s'est imposée dans plusieurs secteurs stratégiques :

- **Automobile et Traction Électrique :** La SRM est largement étudiée et intégrée dans la chaîne de traction des véhicules électriques (VE) et hybrides (VEH), ainsi que pour les équipements auxiliaires (direction assistée, pompes à eau/huile électriques) [28] [2].
- **Aéronautique (Concept *More Electric Aircraft*) :** En raison de sa tolérance aux pannes et de son aptitude à fonctionner dans des environnements à températures extrêmes, la SRM est retenue pour les actionneurs de commandes de vol, les pompes à carburant et les génératrices embarquées [3].
- **Applications à Très Haute Vitesse :** La rigidité mécanique du rotor permet à la SRM d'atteindre des vitesses de rotation extrêmement élevées (jusqu'à plus de 100 000 tr/min) sans risque de dislocation, trouvant ainsi des applications directes dans les pompes à vide, les turbocompresseurs et les broches d'usinage grande vitesse (UGV) [4].
- **Électroménager et Équipements Industriels :** Des applications à très grand volume (aspirateurs industriels, robots culinaires, compresseurs de climatisation) exploitent la SRM pour sa durabilité et son faible coût unitaire.

## 1.3 Généralités sur la MRV

Contrairement aux machines électriques classiques (synchrones, asynchrones, à courant continu), la machine à réluctance variable ne possède ni bobinage, ni aimant, ni cage au rotor . [17] [19] Cette absence de conducteurs rotoriques lui confère une grande simplicité de construction, une robustesse mécanique élevée et la capacité de fonctionner à très grande vitesse et dans des environnements sévères . [12] [23]

### 1.3.1 Description

La SRM est une machine à double saillance : le stator et le rotor présentent tous deux des dents (pôles saillants). Les enroulements sont logés uniquement dans les encoches statoriques ; le rotor, quant à lui, est constitué d'un simple empilage de tôles ferromagnétiques, sans aucune forme d'excitation. Chaque phase statorique est formée par deux bobines diamétralement opposées, connectées en série ou en parallèle, entourant deux dents statoriques opposées comme on voit sur la Figure 3.4 . [15] [17]

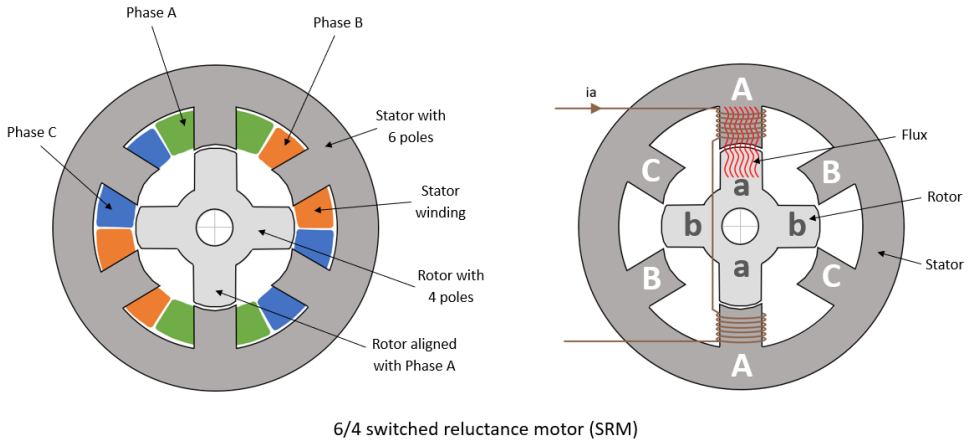



FIGURE 1.2 – Structure et principe de fonctionnement d'un moteur à réluctance variable triphasé 6/4 (MRV/SRM)

Dans le cadre de ce mémoire, nous considérons une structure triphasée 6/4, c'est-à-dire une machine comportant 6 dents au stator ($N_s = 6$) et 4 dents au rotor ($N_r = 4$), soit deux dents statoriques (une paire de pôles) par phase, dans un ordre déterminé, fait tourner le rotor de façon continue ; l'inversion de la séquence d'alimentation permet d'inverser le sens de rotation.

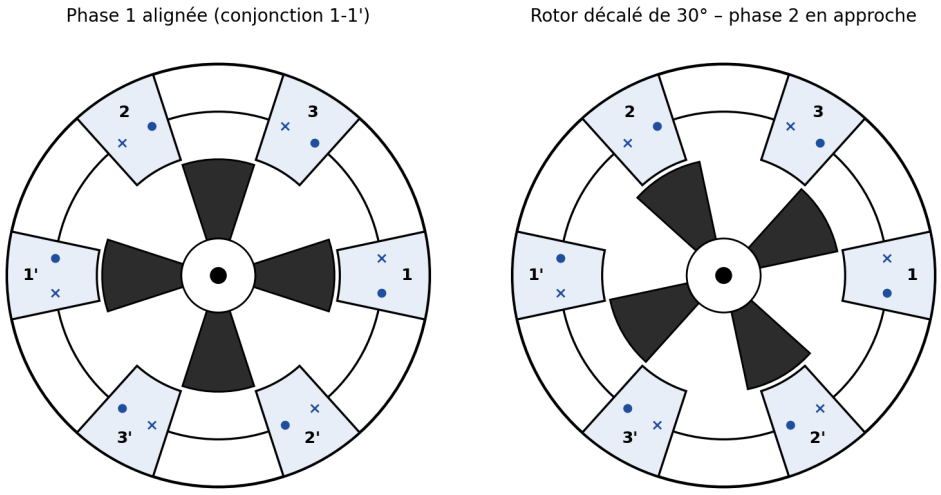



FIGURE 1.3 – Coupe transversale schématique de la MRV 6/4 : à gauche, la phase 1 est alignée (position de conjonction) ; à droite, le rotor a tourné de 30° rapprochant la phase 2 de sa position d'alignement.

Sur la Figure 1.3 (à gauche), la phase 1 (bobines 1 et 1') est en position de conjonction : les dents rotoriques lui font face, l'entrefer est minimal et l'inductance de cette phase est maximale. À droite, le rotor a tourné de 30° (soit l'angle de commutation entre deux phases pour une structure 6/4, voir section 1.4.5) : la phase 1 s'éloigne de l'alignement tandis que la phase 2 s'en approche. C'est cette rotation progressive de la zone de conjonction, phase après phase, qui entretient le mouvement du rotor lorsque les trois phases sont alimentées séquentiellement.

### 1.3.2 Principe de fonctionnement de la MRV

Le couple électromagnétique développé par une machine électromagnétique quelconque peut être exprimé, pour une position donnée $\theta$, à partir de l'énergie ($W_{em}$) ou de la coénergie ($W'_{em}$) magnétique emmagasinée dans l'entrefer comme le rappellent les relations (1.1) et (1.2) [17] [12] .

$$C_{em}(\theta) = -\left.\frac{\partial W_{em}}{\partial \theta}\right|_{\Psi=\text{cte}} \tag{1.1}$$

$$C_{em}(\theta) = \left.\frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta}\right|_{n\cdot i=\text{cte}} \tag{1.2}$$

où $W_{em}$ et $W'_{em}$ sont définies par les equations suivant (1.3) et (1.4) :

$$W_{em} = \int_0^{\Psi} (n \cdot i)\, d\Psi \tag{1.3}$$

$$W'_{em} = \int_0^{n\cdot i} \Psi\, d(n \cdot i) \tag{1.4}$$

Ces deux grandeurs s'interprètent graphiquement sur la caractéristique magnétique $\Psi(\theta, i)$ de la machine, comme le montre la Figure 1.4 : pour un point de fonctionnement donné $(\theta, i)$, la coénergie $W'_{em}$ correspond à l'aire comprise entre la courbe et l'axe des courants, tandis que l'énergie $W_{em}$ correspond à l'aire comprise entre la courbe et l'axe des flux. [17] Le couple électromagnétique est obtenu en dérivant l'une de ces deux aires par rapport à la position $\theta$, à flux ou à courant constant respectivement.

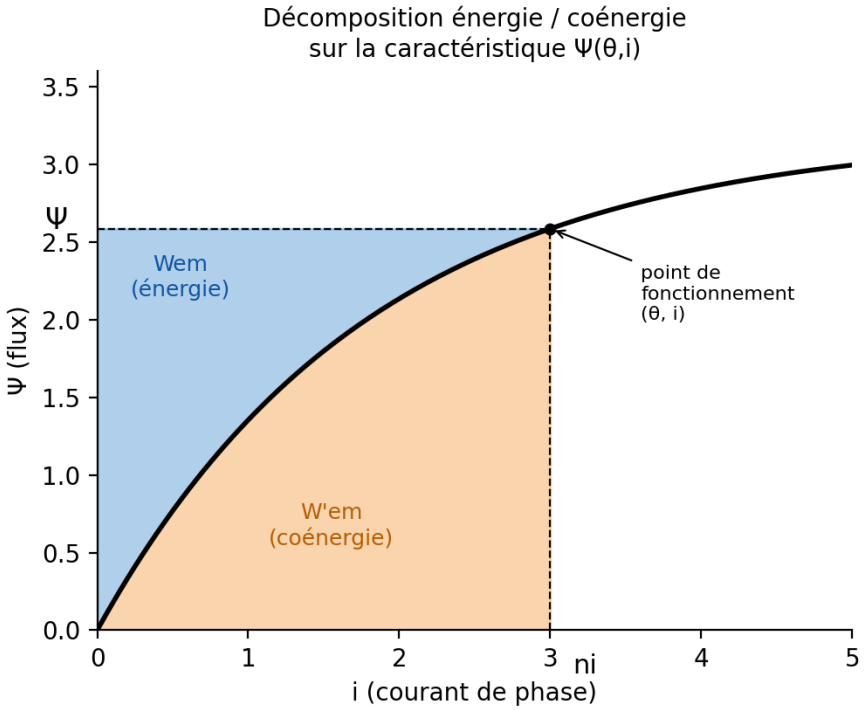



FIGURE 1.4 – Interprétation graphique de l'énergie $W_{em}$ et de la coénergie $W'_{em}$ sur la caractéristique $\Psi(\theta, i)$

Dans notre étude, la saturation du circuit magnétique est négligée hypothèse classique pour une premiere synthese de commande [17] [12] : le flux est alors proportionnel aux

ampères-tours de la phase, c'est-à-dire que la courbe $\Psi(\theta, i)$ devient une droite de pente $L(\theta)$, pour laquelle énergie et coénergie sont égales , comme l'exprime de l'equation(1.5) :

$$\Psi_k(\theta) = L_k(\theta) \cdot i_k \tag{1.5}$$

L'expression du couple électromagnétique d'une phase devient dans ce cas celle donneé par l'équation (1.6) [17] [12] :

$$C_{em}(\theta) = \frac{1}{2}\, i^2\, \frac{dL(\theta)}{d\theta} \tag{1.6}$$

Cette relation fondamentale montre que le couple ne dépend que de la variation de l'inductance de phase avec la position et du carré du courant : il est donc indépendant du signe du courant, ce qui autorise une alimentation unidirectionnelle (unipolaire) de la machine. [17]

On distingue deux zones de fonctionnement selon la partie de la caractéristique $L(\theta)$ sur laquelle la phase est alimentée : la partie croissante de l'inductance ($dL/d\theta > 0$) correspond au fonctionnement moteur, tandis que la partie décroissante ($dL/d\theta < 0$) correspond au fonctionnement génératrice (couple résistant, effet de freinage). [17] [23]

Pour obtenir un couple moteur positif et entretenir la rotation, chaque phase doit donc être excitée pendant la phase de croissance de son inductance, c'est-à-dire lorsque la dent rotorique s'approche de la dent statorique correspondante. La Figure 1.5 illustre, sur un cycle complet d'inductance, la zone favorable au fonctionnement moteur ($dL/d\theta > 0$, en vert) et la zone à éviter car génératrice d'un couple de freinage ($dL/d\theta < 0$, en rouge) , confirément a l'équation (1.6).

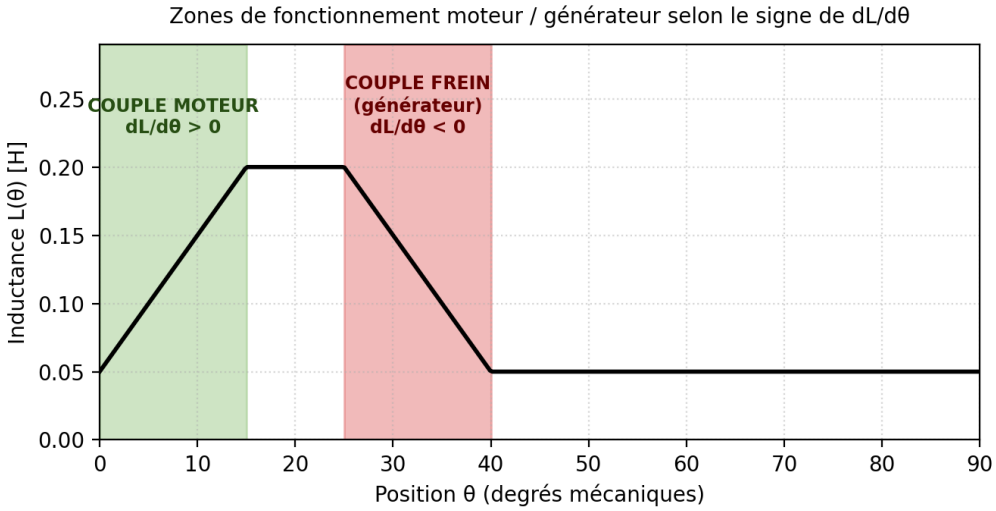



FIGURE 1.5 – Signe du couple électromagnétique (l'équation 1.6) selon la zone de la caractéristique $L(\theta)$.

### 1.3.3 Le convertisseur d'alimentation

L'alimentation de la MRV est intrinsèquement unipolaire : d'après l'équation (1.6), le couple ne dépend que du carré du courant, si bien qu'un courant unidirectionnel suffit à produire un couple moteur. [17] [18] Afin de pouvoir commander chaque phase de façon totalement indépendante (excitation, roue libre, désexcitation rapide), le convertisseur

le mieux adapté est le pont asymétrique (« demi-pont asymétrique » ou « convertisseur en demi-pont »), qui associe à chaque phase deux interrupteurs commandés (IGBT ou MOSFET) et deux diodes de roue libre comme le montre la Figure 1.6 [18]

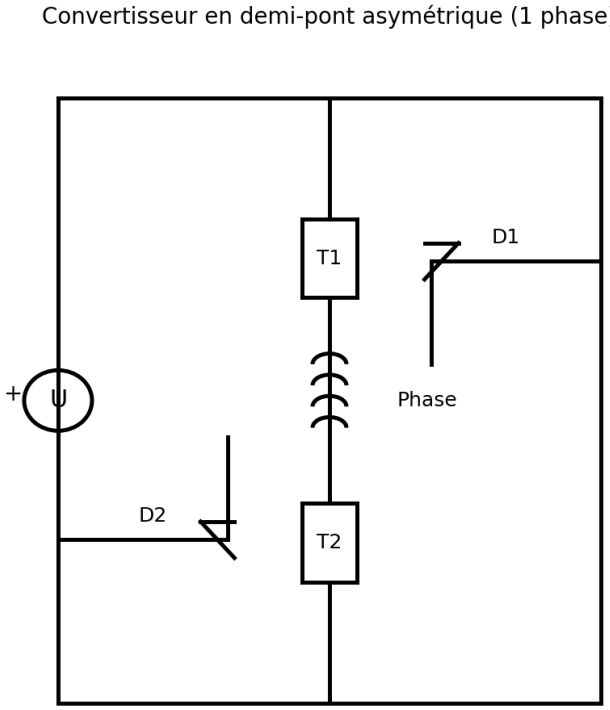



FIGURE 1.6 – Convertisseur en demi-pont asymétrique, structure d'une phase.

Trois états de conduction sont possibles pour chaque phase, résumés dans le Tableau 1.1 :

TABLE 1.1 – États possibles du convertisseur en demi-pont asymétrique.

| **État des interrupteurs** | **Tension de phase** | **Effet sur le courant** |
|---|---|---|
| $T_1$ et $T_2$ fermés ($D_1, D_2$ bloquées) | $+U_{dc}$ | Courant croissant (excitation) |
| $T_1$ fermé, $T_2$ ouvert (ou l'inverse) | 0 | Courant en décroissance lente (roue libre) |
| $T_1$ et $T_2$ ouverts ($D_1, D_2$ passantes) | $-U_{dc}$ | Courant en décroissance rapide (désexcita |

### 1.3.4 Les stratégies d'alimentation utilisées dans la commande des MRV

Le choix de la stratégie d'alimentation dépend essentiellement de la vitesse de rotation visée. On distingue classiquement deux grands modes détaillés ci-après : [16] [12]

— L'alimentation en pleine onde de tension, utilisée aux grandes vitesses ;
— L'alimentation régulée en courant, utilisée aux faibles et moyennes vitesses.

#### Alimentation en pleine onde

Dans ce mode, chaque phase est alimentée par un créneau de tension positive appliqué entre les angles de commande $\theta_{on}$ et $\theta_{off}$, liés à la forme de l'inductance. Ce mode est

utilisé pour les grandes vitesses, où le courant, limité naturellement par la force contre électromotrice de la machine, ne nécessite pas de régulation active. La Figure 1.7 montre l'allure typique de la tension imposée et du courant qui en résulte : le courant continue de croître légèrement après $\theta_{off}$ du fait de l'inductance de la phase, avant de s'annuler à l'angle d'extinction $\theta_{ext}$.

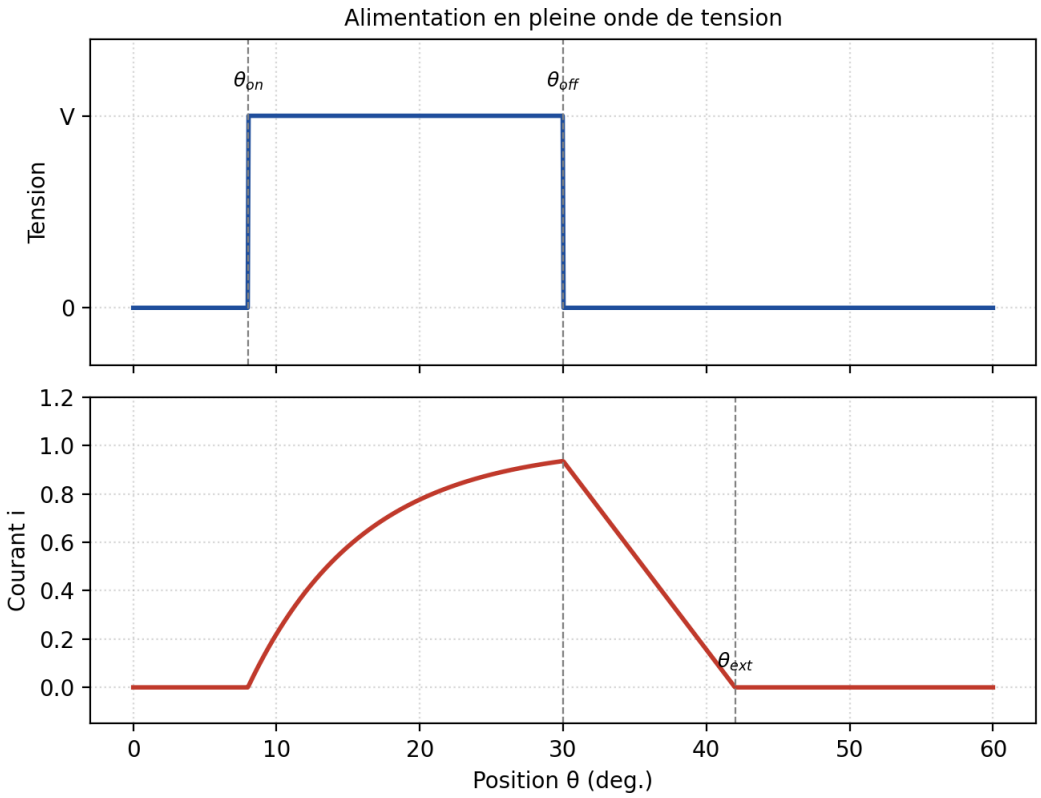



FIGURE 1.7 – Forme de la tension et du courant pour une alimentation en pleine onde.

### Alimentation en courant

Aux faibles vitesses, la force contre-électromotrice est insuffisante pour limiter le courant, qui doit alors être régulé autour d'une valeur de référence $I_{ref}$ à l'intérieur d'une bande $\Delta i$. Deux techniques principales sont couramment employées [17] [16]

**La technique à hystérésis :** Le courant réel de la phase est comparé en permanence à sa référence ; dès que l'écart dépasse $\Delta i/2$, la commande impose une commutation des interrupteurs (stratégie *soft chopping* à deux niveaux de tension $+U_{dc}/0$, ou *hard chopping* à deux niveaux $+U_{dc}/-U_{dc}$), ce qui maintient le courant dans la bande fixée, comme le montre la Figure 1.8 [17] [16]

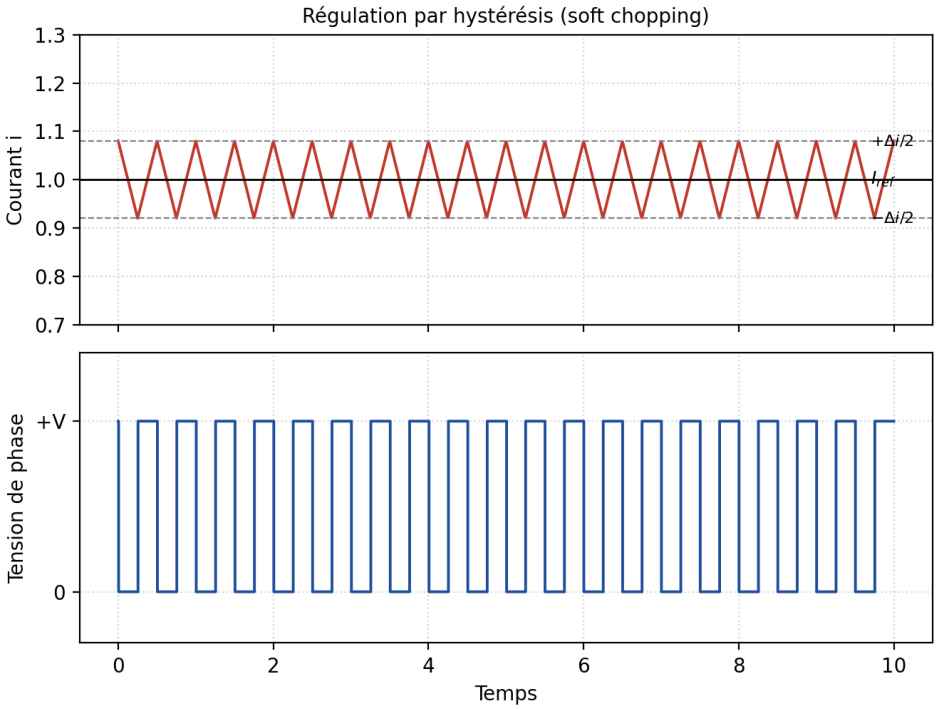



FIGURE 1.8 – Régulation du courant par hystérésis (stratégie soft chopping) et tension de phase associée.

## 1.4 Modélisation mathématique de la MRV 6/4

Dans cette partie, nous établissons le modèle mathématique de la MRV 6/4 en régime non saturé (modèle linéaire), qui servira de support à la simulation du fonctionnement de la machine et à la synthèse ultérieure de la commande QFT. [17] [12]

### 1.4.1 Choix de la structure de la MRV

Notre étude porte sur une structure triphasée 6/4 ($N_s = 6$ dents au stator, $N_r = 4$ dents au rotor), la configuration la plus répandue pour les applications de faible et moyenne puissance en raison de sa simplicité de commande et de son bon compromis entre couple massique et ondulation de couple. [12] [23]

### 1.4.2 Choix du convertisseur

Conformément à la section 1.3.4, nous retenons le convertisseur en demi-pont asymétrique à trois bras (un bras par phase, voir la Figure 1.6), qui permet une commande indépendante de chacune des trois phases de la machine. [18]

### 1.4.3 Choix de la technique d'alimentation

comme présenté à la section 1.3.4 , la stratégie d'alimentation change avec la vitesse : pour les vitesses inférieures à la vitesse de base, une régulation du courant (hystérésis) est adoptée ; au-delà, une alimentation en pleine onde de tension est utilisée. [17]

### 1.4.4 Modélisation de la MRV

Le comportement de la machine est traduit par trois équations couplées : l'équation électrique, l'équation du couple électromagnétique et l'équation mécanique. [17] [12]

#### Équations électriques

Chaque phase de la MRV est régie par l'équation de tension suivante :

$$V_i = r \cdot i_i + \frac{d\Psi_i(\theta, i)}{dt} \tag{1.7}$$

où $\Psi(\theta, i)$ est le flux propre de la phase. En négligeant la saturation celui-ci s'écrit selon l'équation (1.9) :

$$\Psi_i(\theta, i) = L_i(\theta) \cdot i_i \tag{1.8}$$

En reportant cette relation dans (1.7), il vient l'équation (1.9), dont le schéma électrique équivalent est donné par la Figure 1.8 :

$$V_i = r \cdot i_i + L_i(\theta) \cdot \frac{di_i}{dt} + \Omega \cdot i_i \cdot \frac{dL_i(\theta)}{d\theta} \tag{1.9}$$

avec $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ la vitesse de rotation. Le troisième terme de l'équation représente la force contre-électromotrice (f.c.é.m.) de la machine exprimée par l'équation (1.10) :

$$e_i = \Omega \cdot i_i \cdot \frac{dL_i(\theta)}{d\theta} \tag{1.10}$$

L'équation se traduit par le schéma électrique équivalent de la Figure 1.9 : une résistance $r$ en série avec l'inductance de phase $L(\theta)$, elle-même en série avec une source de force contre-électromotrice $e$, dont la valeur dépend à la fois de la vitesse $\Omega$ et de la position $\theta$ à travers le terme $\frac{dL(\theta)}{d\theta}$.

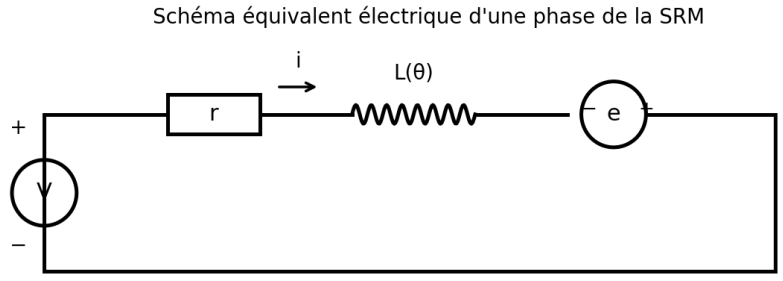



FIGURE 1.9 – Schéma électrique équivalent d'une phase de la MRV .

#### Équation du couple électromagnétique

Pour chaque phase $i$, le couple instantané est donné par l'équation (1.11) : [17]

$$C_i(\theta) = \frac{1}{2} i_i^2 \frac{dL_i(\theta)}{d\theta} \tag{1.11}$$

Le couple électromagnétique total développé par la machine triphasée résulte de la somme des couples de phase selon l'équation (1.12) :

$$C_t = \sum_{i=1}^{3} C_i(\theta) \tag{1.12}$$

**Équation mécanique en régime dynamique**

L'équation fondamentale de la dynamique des masses tournantes appliquée à l'arbre de la machine s'écrit selon (1.13) [22] [6]

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_t - C_r - d \cdot \Omega \tag{1.13}$$

où :

— $J$ : moment d'inertie de la machine et de la charge entraînée ;
— $d$ : coefficient de frottement visqueux ;
— $C_r$ : couple résistant (couple de charge).

### 1.4.5 Modèle linéaire des inductances

En l'absence de saturation, l'inductance de chaque phase est classiquement approximée par une forme trapézoïdale en fonction de la position $\theta$, comme illustré sur la Figure 1.10 . [17] [5] Chaque cycle d'inductance comporte une zone à inductance minimale $L_{min}$ (position d'opposition), une zone de croissance linéaire, une zone à inductance maximale $L_{max}$ (position de conjonction) et une zone de décroissance linéaire, symétrique de la précédente

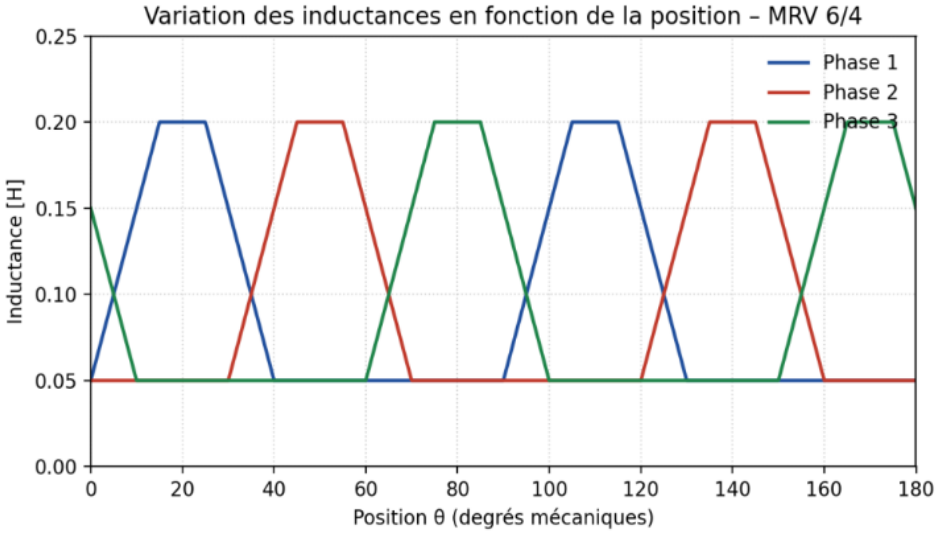



FIGURE 1.10 – Modèle linéaire (trapézoïdal) des inductances des trois phases — MRV 6/4

Pour la structure 6/4 étudiée, la période mécanique de variation de l'inductance d'une phase correspond au pas dentaire rotorique, soit $360°/N_r = 90°$. Les trois phases étant

régulièrement décalées, l'écart angulaire $\delta$ entre les caractéristiques $L(\theta)$ de deux phases consécutives est donné par l'équation (1.14) : [17] [5]

$$\delta = 2\pi \cdot \left( \frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \tag{1.14}$$

Avec $N_r = 4$ et $N_s = 6$, on obtient $\delta = 2\pi \cdot \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{6}\right) = \frac{\pi}{6}$ rad, soit un décalage de 30° mécaniques entre phases consécutives, comme représenté sur la Figure 1.10 Ce modèle linéaire par morceaux constitue la base de l'implémentation numérique de la machine (sous MATLAB/Simulink [26] [24]) qui sera exploitée dans le chapitre suivant pour la synthèse de la commande QFT.

### 1.4.6 Freins au Déploiement et Axes de Recherche

Malgré ces avantages, l'adoption systématique de la SRM se heurte à deux limites principales :

- L'**ondulation du couple** (*torque ripple*), générée par la forte découpe de la double saillance.
- Le **bruit acoustique et les vibrations**, induits par les forces radiales d'attraction entre les dents du stator et du rotor.

Les travaux de recherche actuels se concentrent donc sur la conception de profils géométriques optimisés et sur le développement de stratégies de commande avancées (profilage de courant, commande par direct torque control – DTC, ou algorithmes intelligents) [2].

## 1.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté l'évolution historique du moteur à réluctance variable (MRV) ainsi que son intérêt stratégique et économique croissant dans l'industrie moderne, porté par l'absence de terres rares, sa haute robustesse et sa tolérance aux pannes.

Nous avons ensuite exposé les généralités relatives à cette machine : sa structure à double saillance sans conducteur rotorique, son principe de fonctionnement basé sur la variation de réluctance, le convertisseur en demi-pont asymétrique qui lui est associé, ainsi que les principales stratégies d'alimentation utilisées selon la plage de vitesse considérée [17], [12], [14].

Enfin, nous avons établi, pour une structure triphasée 6/4, le modèle mathématique de la machine dans l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire (non saturé) : les équations électriques (1.7)–(1.10), l'expression du couple électromagnétique (1.11)–(1.12), l'équation mécanique (1.13) et le modèle trapézoïdal des inductances (1.14), illustré par la (1.10).

Ce modèle constitue le point de départ indispensable à la simulation du comportement de la MRV et à la synthèse, dans les chapitres suivants, d'une commande robuste de la vitesse par la méthode QFT.

# Chapitre 2

# La Commande QFT (Quantitative Feedback Theory)

## 2.1 Introduction

La QFT (en anglais Quantitative Feedback Theory, théorie de la rétroaction quantitative) est une méthode de synthèse de correcteurs développée par Isaac Horowitz dans les années 1960 [8] , puis largement diffusée à partir des années 1980 [7], [9]. Elle s'inscrit dans le cadre de la commande robuste : son objectif n'est pas seulement de stabiliser un système, mais de garantir qu'un ensemble de spécifications de performance (rapidité, précision, rejet de perturbations) reste satisfait malgré les incertitudes sur le modèle du procédé à commander.

Contrairement aux méthodes classiques qui conçoivent un correcteur pour un modèle nominal unique [22] [6], la QFT part du principe que le modèle réel appartient à une famille deprocédés G(s), en raison des incertitudes de fabrication, du vieillissement, des variations de charge ou de température. Le correcteur doit alors être conçu pour fonctionner correctement sur l'ensemble de cette famille, et non pour un seul point de fonctionnement [10], [29]

L'originalité de la méthode réside dans son support graphique : le diagramme de Nichols (gain en dB en fonction de la phase en degrés), qui permet de visualiser simultanément la stabilité, la robustesse et les performances du système bouclé, et de guider la synthèse du correcteur par une démarche essentiellement graphique et itérative [7], [10]

## 2.2 Principe fondamental de la QFT

### 2.2.1 Formulation du problème de commande robuste

On considère un procédés $G(s)$, asservis en boucle fermée par un correcteur $C(s)$, selon le schéma classique à retour unitaire. [22] La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit , d'après l'équation (2.1) :

$$L(s) = C(s) \cdot G(s) \tag{2.1}$$

le procédés réel $G(s)$ n'est pas connu exactement, il appartient à une famille :

$$\mathcal{G} = \{G(s), \text{paramètres} \in \Delta\} \tag{2.2}$$

où $\Delta$ représente le domaine d'incertitude des paramètres physiques (résistances, inductances, inertie, frottements, etc.). [10]
Le problème de la QFT consiste à déterminer selon l'équation (2.1)) un correcteur $C(s)$ unique tel que, pour tous les procédés de la famille $\mathcal{G}$, le système bouclé reste stable et respecte des gabarits de performances imposés (temps de réponse, dépassement, erreur statique, atténuation des perturbations). [7] [9]

### 2.2.2 Le diagramme de Nichols comme support de conception

Le diagramme de Nichols représente le gain $|L(j\omega)|$ en décibels en fonction de la phase $\angle L(j\omega)$ en degrés, pour $\omega$ variant de 0 à l'infini. [10] [22]. Il présente deux intérêts majeurs pour la QFT :

— **Lecture directe de la boucle fermée :** les abaques de Nichols (courbes iso-gain et iso-phase de la fonction de transfert en boucle fermée) permettent de déduire immédiatement le comportement bouclé à partir de la courbe en boucle ouverte, sans calcul supplémentaire.

— **Visualisation de la robustesse :** pour une pulsation donnée $\omega$, la dispersion des paramètres du procédé se traduit par un nuage de points, appelé gabarit ou *template*, dans le plan de Nichols. [10] [29]

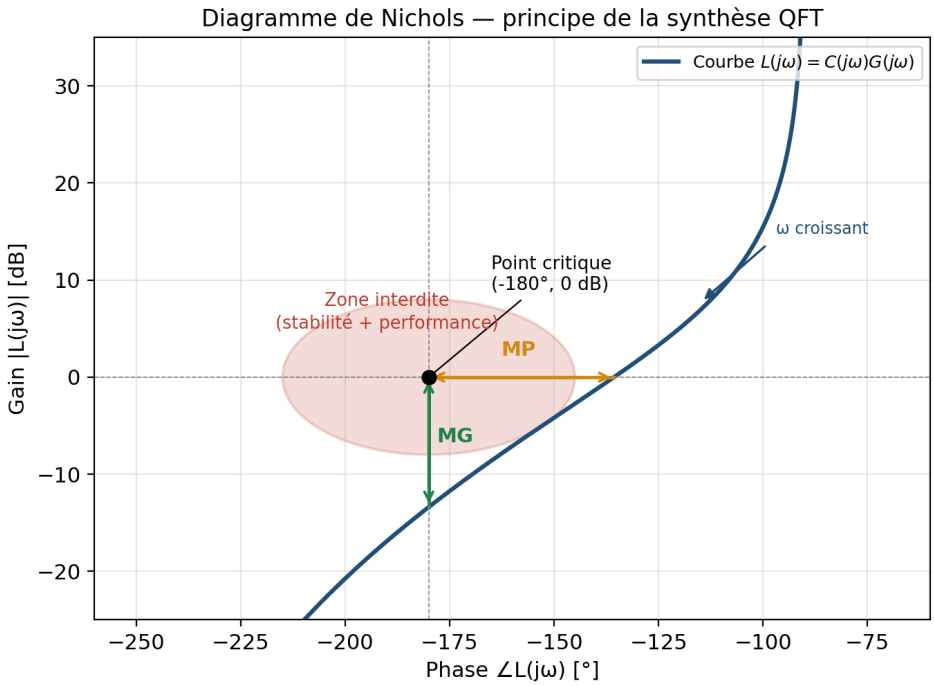



FIGURE 2.1 – Diagramme de Nichols : courbe L(j$\omega$), point critique, zone interdite et marges de gain/phase

### 2.2.3 Gabarits (templates) et contours (bounds)

Pour chaque fréquence $\omega_i$ caractéristique du cahier des charges, on calcule le gabarit $\mathcal{T}(\omega_i)$ représentant, dans le plan de Nichols, l'ensemble des valeurs possibles de $G(j\omega_i)$ lorsque les paramètres incertains balaient leur domaine $\Delta$. comme l'illustre la Figure 2.2 [10] [29]

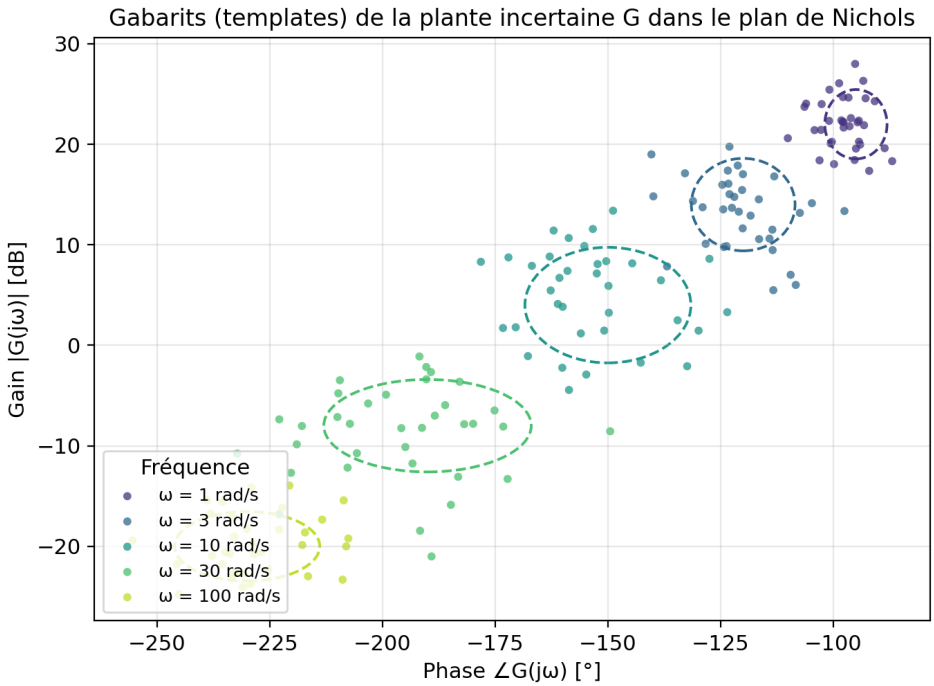



FIGURE 2.2 – Gabarits (templates) du procédé incertain à plusieurs fréquences dans le plan de Nichols.

À partir de ces gabarits et des spécifications de performance (marge de stabilité, gabarit de poursuite, atténuation des perturbations), la théorie QFT permet de construire, pour chaque fréquence, un contour limite (borne, ou *bound*) $B_i(\omega)$ dans le plan de Nichols : la courbe du correcteur nominal $L_0(j\omega) = C(j\omega)G_0(j\omega)$ doit rester au-dessus (ou à l'extérieur) de ce contour pour garantir que e toute la famille de procédés satisfait la spécification correspondante comme le représente la Figure 2.3 [7] [10]

La synthèse du correcteur $C(s)$ revient alors à un problème de gabaritage (*loop shaping*) : façonner graphiquement la courbe de $L(j\omega)$ de manière à satisfaire simultanément l'ensemble des contours issus des différentes spécifications, tout en évitant le point critique et en respectant les marges de stabilité imposées. [9]

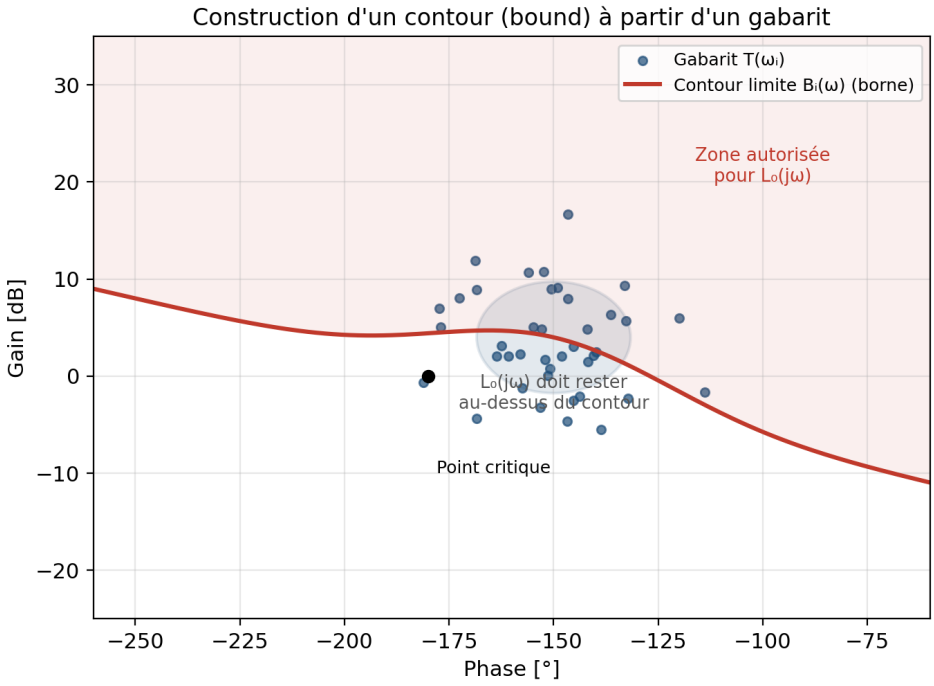



FIGURE 2.3 – Construction d'un contour (bound) à partir d'un gabarit : $L_0(j\omega)$doit rester dans la zone autorisée

## 2.3 Marges de stabilité et robustesse

La zone de stabilité et de performance visée sur le diagramme de Nichols est délimitée par deux critères fondamentaux issus du critère de Nyquist : [22] [6]

### 2.3.1 Marge de gain (MG)

La marge de gain mesure la distance, en gain, entre la courbe de $L(j\omega)$ et le point critique lorsqu'elle traverse l'axe des phases à $-180°$ comme le définissent les équations (2.2) et (2.3) :

$$\text{MG} = \frac{1}{|L(j\omega_{180})|} \tag{2.3}$$

où $\omega_{180}$ est la pulsation pour laquelle $\angle L(j\omega_{180}) = -180°$. Exprimée en décibels , la marge de gain s'écrit selon l'équation (2.4) :

$$\text{MG (dB)} = -20\log_{10}|L(j\omega_{180})| \tag{2.4}$$

### 2.3.2 Marge de phase (MP)

La marge de phase mesure l'écart angulaire entre la phase de $L(j\omega)$ et $-180°$, à la pulsation de coupure $\omega_c$ pour laquelle le gain traverse 0 dB , conformément à l'équation (2.5) :

$$\text{MP} = 180° + \angle L(j\omega_c) \quad \text{avec} \quad |L(j\omega_c)| = 1 \text{ (0 dB)} \tag{2.5}$$

### 2.3.3 Critère pratique de robustesse

Un système est en général jugé suffisamment robuste, avec un bon compromis entre rapidité et amortissement, lorsque les marges définies par les équations (2.4) à (2.5) satisfont le critère usuel de stabilité robuste [22] [6], [18] :

**Critère usuel de stabilité robuste :**

$$\text{MG} > 6 \text{ dB} \quad \text{et} \quad \text{MP} > 45^\circ$$

Ces valeurs garantissent une marge de sécurité vis-à-vis des variations de paramètres et des dynamiques négligées (retards, modes non modélisés).

Dans la démarche QFT, ces marges ne sont pas vérifiées a posteriori sur un modèle unique : elles sont imposées comme contraintes de conception, traduites en un contour interdit autour du point critique $(-180^\circ, 0 \text{ dB})$ sur le diagramme de Nichols (voir Figure 2.1) — la fameuse « zone de stabilité et de performance » que la courbe de $L(j\omega)$ doit éviter, quelque soit le procédé réel de la famille $\mathcal{G}$. [7] [10]

## 2.4 Démarche générale de conception QFT

La synthèse d'un correcteur par QFT suit une méthodologie structurée en six étapes, itérative et essentiellement graphique, résumée sur le logigramme de la Figure 2.4 [7], [9], [10] :

1. **Modélisation et incertitude** — identifier le procédés $G(s)$ et son domaine de variation paramétrique $\Delta$, puis tracer, pour chaque fréquence clé, le gabarit correspondant dans le plan de Nichols(voir Figure 2.2).
2. **Cahier des charges** — traduire les exigences temporelles et fréquentielles en spécifications quantitatives : marge de phase désirée (ex. MP $\geq 45^\circ$), marge de gain désirée (ex. MG $\geq 6$ dB),équations (2.2),(2.4) erreur statique, bande passante, atténuation des perturbations.
3. **Construction des contours (bounds)** — à partir des gabarits et des spécifications, calculer pour chaque fréquence le contour limite que doit respecter $L_0(j\omega)$ sur le diagramme de Nichols (voir Figure 2.3).
4. **Synthèse graphique du correcteur** — choisir une structure de correcteur (avance de phase, retard de phase, PI, PID ; voir Tableau 2.1) et régler ses paramètres de façon à façonner la courbe de $L(j\omega) = C(j\omega)G(j\omega)$ pour qu'elle respecte tous les contours tout en restant hors de la zone interdite autour du point critique.
5. **Vérification** — s'assurer que la courbe corrigée $L(j\omega)$ satisfait bien l'ensemble des contraintes, pour le procédé nominal comme pour les cas extrêmes de la famille $\mathcal{G}$.
6. **Validation temporelle** — simuler la réponse indicielle (et, si besoin, la réponse à des perturbations) en boucle fermée pour confirmer que les performances temporelles requises (temps de réponse, dépassement, précision) sont atteintes.

Cette démarche est intrinsèquement itérative, comme le montre la boucle de rétroaction représentée sur la Figure 2.4 : si la vérification (étape 5) ou la validation (étape 6) échoue, on revient à l'étape 4 pour ajuster la structure ou les paramètres du correcteur [7], [10].

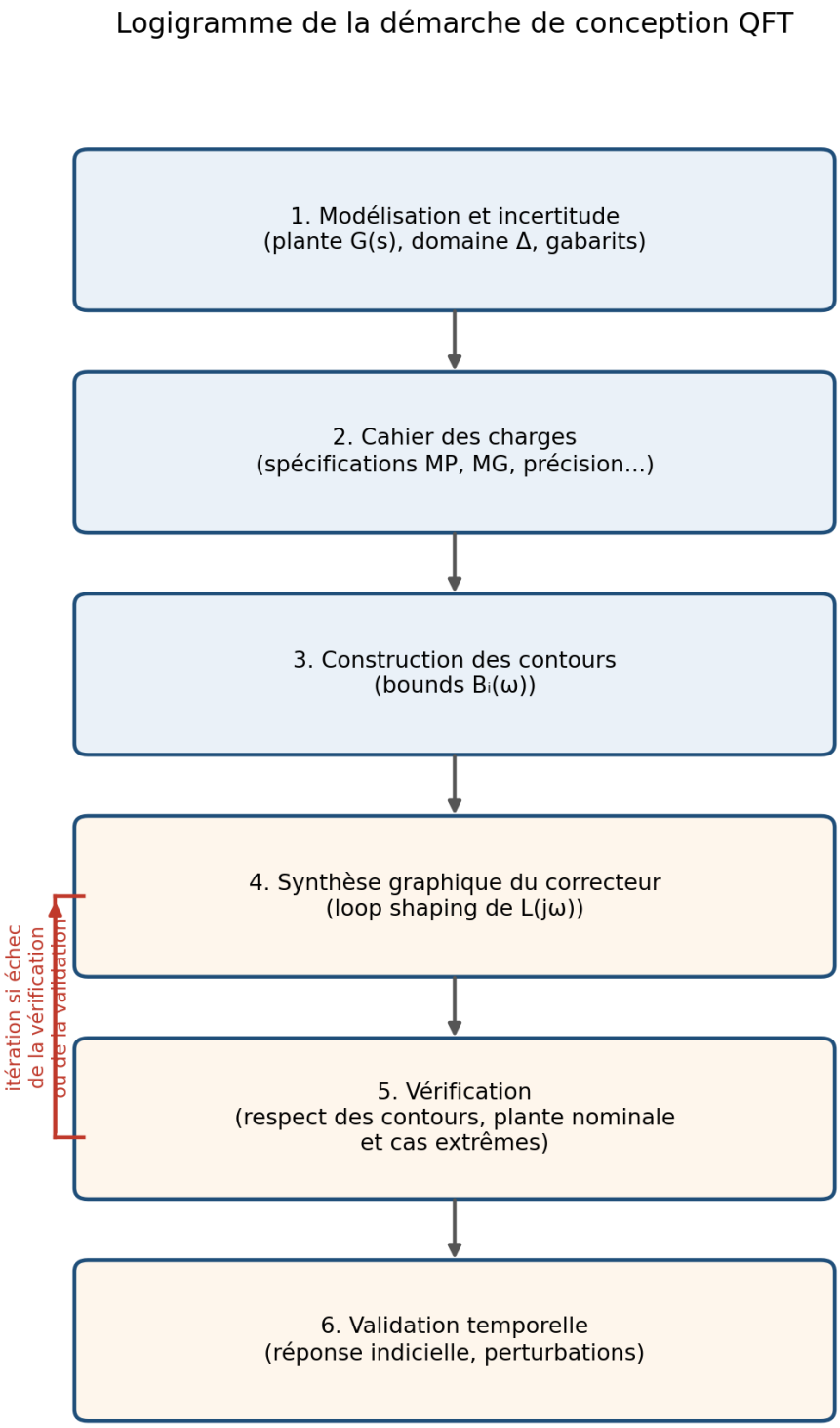



FIGURE 2.4 – Logigramme de la démarche de conception QFT (boucle d'itération 4 → 5/6 → 4)

## 2.5 Structures de correcteurs utilisées en QFT

La QFT ne prescrit pas une forme unique de correcteur : elle laisse le concepteur choisir, parmi des structures classiques, celle qui permet le mieux de façonner la courbe de Nichols [1], [22]. Les plus courantes sont présentées ci-après et synthétisées dans le Tableau 2.1.

### 2.5.1 Correcteur à avance de phase

L'équation (2.6) définit le correcteur à avance de phase :

$$C_{\text{avance}}(s) = K \cdot \frac{1 + Ts/\alpha}{1 + Ts}, \quad 0 < \alpha < 1 \tag{2.6}$$

Ce correcteur ajoute de la phase positive autour de sa fréquence de coupure, ce qui permet d'augmenter la marge de phase et d'élargir la bande passante. Il est utilisé lorsque le système nominal manque de marge de phase au voisinage de la pulsation de coupure souhaitée. [1] [22]

### 2.5.2 Correcteur à retard de phase

L'équation (2.7) définit le correcteur à retard de phase :

$$C_{retard}(s) = K \cdot \frac{1 + Ts/\alpha}{1 + Ts}, \quad \alpha > 1 \tag{2.7}$$

À l'inverse, ce correcteur augmente le gain en basse fréquence tout en limitant son influence sur la phase autour de la pulsation de coupure, ce qui améliore la précision statique et la marge de gain sans dégrader excessivement la stabilité. [1] [22]

### 2.5.3 Correcteur PI (proportionnel-intégral)

L'équation (2.8) définit le correcteur PI mixte :

$$C_{\text{PI}}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \tag{2.8}$$

L'action intégrale annule l'erreur statique en présence d'une consigne constante ou d'une perturbation constante, au prix d'un retard de phase en basse fréquence dont il faut tenir compte lors du gabaritage.[1] [21]

### 2.5.4 Correcteur PID (proportionnel-intégral-dérivé)

L'équation (2.8) définit le correcteur PID mixte :

$$C_{\text{PID}}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \tag{2.9}$$

Le PID combine les trois actions : le terme proportionnel agit sur la rapidité, le terme intégral sur la précision statique, et le terme dérivé anticipe les variations pour améliorer l'amortissement. C'est la structure la plus complète, souvent choisie lorsque les trois objectifs (rapidité, précision, stabilité) doivent être conciliés simultanément. [1]

### 2.5.5 Synthèse comparative

Le Tableau 2.1 résume, pour chacune des quatre structures définies par les équations (2.6) à (2.9), son effet principal sur la boucle ouverte et son usage typique dans une démarche de gabaritage QFT [1], [22].

TABLE 2.1 – Synthèse comparative des différentes structures de correcteurs

| **Correcteur** | **Effet principal** | **Usage typique** |
|---|---|---|
| Avance de phase | Augmente MP et la bande passante | MP insuffisante autour de $\omega_c$ |
| Retard de phase | Augmente MG et la précision | Gain ou précision insuffisants |
| PI | Annule l'erreur statique | Précision en régime permanent |
| PID | Combine rapidité, précision, stabilité | Cahier des charges complet |

## 2.6 Avantages de la QFT

### 2.6.1 Avantages

— Méthode graphique intuitive : la conception s'appuie sur une lecture directe du diagramme de Nichols (Figures 2.1 à 2.3) [7], [10].
— Prise en compte explicite, dès la conception, de la stabilité, de la robustesse et des performances [9]
— Applicable aux systèmes à phase non minimale, contrairement à certaines méthodes fréquentielles classiques.[29]
— Facilité de mise en œuvre avec les outils usuels d'automatique fréquentielle (Bode, Nyquist, Nichols). [6] [22]

## 2.7 Conclusion

La théorie QFT propose un cadre méthodologique complet pour la synthèse de correcteurs robustes, fondé sur une représentation graphique unique — le diagramme de Nichols (Figure 2.1) — qui permet de visualiser simultanément la stabilité (marges de gain et de phase, équations (2.3)-(2.4)), la robustesse aux incertitudes paramétriques (gabarits et contours, Figures 2.2 et 2.3) et les performances temporelles du système bouclé [7], [10]. Bien que moins systématique que les approches modernes de commande robuste, elle demeure, de par son caractère graphique et intuitif, une méthode largement utilisée dans l'industrie pour la commande de moteurs électriques, de systèmes mécaniques, de procédé industriels et de convertisseurs de puissance [9], [11], [29].

# Chapitre 3

# Contrôle de la Machine MRV par PI et QFT

## 3.1 Introduction

La machine à réluctance variable (MRV 6/4) suscite un intérêt majeur dans le domaine des entraînements électriques industriels grâce à sa robustesse mécanique, l'absence d'aimants permanents et son faible coût de fabrication [17] [12]. Néanmoins, sa structure à saillance double et le phénomène de saturation magnétique engendrent un comportement dynamique hautement non linéaire ainsi qu'un couple électromécanique fortement ondulatoire [17] .

En exploitation réelle, les paramètres physiques du système subissent de fortes variations : le moment d'inertie $J$ évolue selon la charge entraînée, le coefficient de frottement $d$ varie sous l'effet de l'échauffement, et la tension d'alimentation peut présenter des fluctuations. Face à ces incertitudes, les régulateurs classiques basés sur un point de fonctionnement fixe atteignent rapidement leurs limites[22] [6].

Ce chapitre propose une étude approfondie et comparative de deux méthodes d'asservissement de vitesse de la MRV 6/4 :

1. La commande par correcteur Proportionnel-Intégral (PI) classique (discret). [22] [21]
2. La commande robuste basée sur la théorie QFT (Quantitative Feedback Theory). [7] [10]

L'objectif est d'analyser d'abord le fonctionnement en boucle ouverte et en boucle fermée sous régulateur PI, puis de montrer l'apport de la méthode QFT pour maintenir des performances homogènes face aux incertitudes paramétriques.

## 3.2 Introduction Générale sur la Régulation P et PI

Dans les systèmes asservis industriels, le régulateur (ou correcteur) a pour rôle principal de réduire l'écart entre la consigne désirée $r(t)$ et la grandeur mesurée en sortie $y(t)$. Cet écart est défini par l'erreur instantanée $e(t)$ donnée par l'équation (3.1) [22] :

$$e(t) = r(t) - y(t) \tag{3.1}$$

Les régulateurs de type Proportionnel (P) et Proportionnelle-Intégral (PI) font partie des structures les plus utilisées en commande automatique en raison de leur simplicité d'implémentation et de leur efficacité.[1] [22]

### 3.2.1 Le Régulateur Proportionnel (P)

L'action proportionnelle génère un signal de commande $u(t)$ directement proportionnel à l'erreur instantanée $e(t)$ via un gain proportionnel $K_p$ , selon l'équation (3.2) :

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \tag{3.2}$$

Sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace $H_P(s)$ s'écrit , d'après l'équation (3.3) :

$$H_P(s) = K_p \tag{3.3}$$

**Propriétés et Limites de l'Action P (d'après [22])**

— **Rapidité :** Augmenter $K_p$ permet d'accroître la rapidité de réponse du système en réduisant le temps de montée.

— **Stabilité :** Un gain $K_p$ trop élevé réduit les marges de stabilité (voir section 2.3) et peut provoquer des dépassements importants ou des oscillations entretenues.

— **Erreur Statique :** L'action P seule ne permet pas d'annuler l'erreur statique en régime permanent ($\varepsilon_s \neq 0$) lorsqu'une perturbation extérieure (comme un couple de charge ou des frottements) agit sur le système.

### 3.2.2 Le Régulateur Proportionnel-Intégral (PI)

Pour corriger l'incapacité du régulateur P à annuler l'erreur statique, on lui associe une action intégrale. La loi de commande du régulateur PI dans le domaine temporel est définie par l'équation (3.4) [1], [22] :

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)\, d\tau \tag{3.4}$$

où $K_i$ représente le gain intégral (également exprimé en fonction du temps d'intégration $T_i$ tel que $K_i = \frac{K_p}{T_i}$).

Dans le domaine de Laplace, la fonction de transfert du correcteur PI $H_{PI}(s)$ est exprimée par est l'équation (3.5) :

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \tag{3.5}$$

**Propriétés de l'Action PI :**

— **Précision Statique :** Grâce au pôle à l'origine ($\frac{1}{s}$), l'action intégrale accumule les erreurs passées et augmente la classe du système, garantissant une erreur statique rigoureusement nulle ($\varepsilon_s = 0$) en régime permanent face à un échelon de consigne ou de perturbation.

— **Effet Déstabilisant :** L'intégration introduit un déphasage négatif (retard de phase de 90°), ce qui a tendance à réduire la marge de phase (voir équation (2.5)) et à déstabiliser le système si le gain $K_i$ est surdimensionné (apparition de dépassements ou de pompage).

## 3.3 Principe et Fonctionnement de la Commande PI

### 3.3.1 Modélisation du Régulateur PI

Le régulateur PI combine deux actions complémentaires appliquées à l'erreur de vitesse $e(t) = \Omega_{ref}(t) - \Omega(t)$ :

— L'action proportionnelle ($K_p$) : apporte la rapidité de réponse en réagissant directement à l'amplitude de l'erreur instantanée.

— L'action intégrale ($K_i$) : cumule l'erreur dans le temps pour annuler l'erreur statique en régime permanent ($\varepsilon_s = 0$).

Dans l'environnement de simulation Simulink, l'asservissement numérique est implémenté sous forme discrète dans le bloc `Discrete PI Controller` selon l'équation aux

différences (3.6), qui constitue la version discrétisée de la loi continue (3.4) [21] :

$$u(k) = K_p \cdot e(k) + K_i \cdot T_{sc} \sum_{k=0}^{k} e(k) \tag{3.6}$$

où $T_{sc}$ représente la période d'échantillonnage de l'algorithme de contrôle.

## 3.4 Schéma Bloc Simulink et Initialisation MATLAB

### 3.4.1 Structure Générale de Commande sous Simulink

La Figure 3.1 l'architecture globale du contrôle de la MRV 6/4, construite sous MATLAB/Simulink [25] [26]. Elle intègre le régulateur de vitesse, le générateur de consignes de courant, le convertisseur asymétrique en demi-pont (voir Figure 1.6) et le modèle dynamique de la machine établi au chapitre 1.

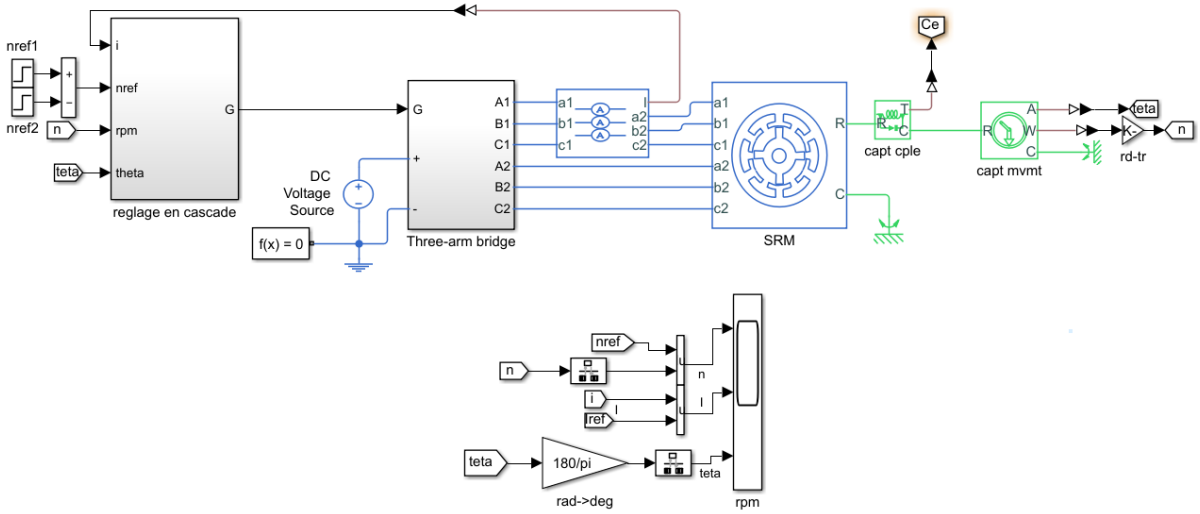



FIGURE 3.1 – Structure générale de la commande d'une SRM

## 3.5 Cahier des Charges et Modèle Simulink

### 3.5.1 Cahier des Charges du Système

Les paramètres physiques de la MRV 6/4 et les configurations numériques , résumés dans le Tableau 3.1 [25] [24]

TABLE 3.1 – Paramètres physiques et de contrôle de l'entraînement MRV.

| **Paramètre** | **Symbole** | **Valeur** | **Unité** |
|---|---|---|---|
| Courant maximal par phase | $I_{max}$ | 180 | A |
| Résistance statorique par phase | $R_s$ | 3 | $\Omega$ |
| Nombre de pôles rotoriques | $p$ | 4 | - |
| Inertie du rotor | $J$ | $0,0125$ | $\mathrm{kg \cdot m^2}$ |
| Coefficient de frottement | $d$ | 0,2 | N.m.s/rad |
| Tension du bus continu DC | $V_{dc}$ | 400 | V |
| Période d'échantillonnage fondamentale | $T_s$ | $5 \times 10^{-6}$ | s |
| Période d'échantillonnage de contrôle | $T_{sc}$ | $50 \times 10^{-6}$ $(10 \times T_s)$ | s |
| Angle d'allumage | $\theta_{ON}$ | $\pi/4$ (45°) | rad |
| Angle d'extinction | $\theta_{OFF}$ | $\pi/2$ (90°) | rad |
| Gain Proportionnel initial | $K_p$ | $2,5$ | - |
| Gain Intégral initial | $K_i$ | 100 | - |

### 3.5.2 Structure Globale de Simulation Simulink

La simulation s'appuie sur le schéma-blocs d'entraînement composé d'un bus DC (400 V, voir Tableau 3.1), d'un convertisseur à trois bras (*Three-arm bridge*), du moteur MRV 6/4 et des sous-systèmes de mesure et de régulation [25] [24].

Le sous-système de contrôle interne intègre :

— Un filtre limiteur de pente (`Rate Limiter`) fixé à 2000 tr/min.
— Le bloc de régulation `Discrete PI Controller` , conforme à l'équation (3.6)
— Un sélecteur manuel (`Manual Switch`) permettant d'alterner entre la boucle ouverte (gain fixe 4) et la boucle fermée (sortie du PI).
— Un contrôleur de courant à hystérésis (`SRM Hysteresis Current Controller`) cadencé par les angles fixes $\theta_{ON} = \pi/4$ et $\theta_{OFF} = \pi/2$

## 3.6 Simulations et Discussion des Résultats du Régulateur PI

### 3.6.1 Cas 1 : Simulation en Boucle Ouverte (Sans Rétroaction PI)

En basculant le `Manual Switch` sur la voie supérieure (gain fixe égal à 4), le signal de commande $I_{sRef}$ ne dépend plus de l'erreur de vitesse , comme le montre la Figure 3.2 du schéma Sous-système de commande de la MRV (commutateur manuel, régulateur PI discret, contrôleur à hystérésis) .

Résultats et discussion : Comme illustré par les relevés temporels, la vitesse mécanique s'établit librement au point d'équilibre dynamique défini par l'égalité entre le couple électromécanique moyen $\langle T_e \rangle$ et le couple résistif de frottement $T_r = d \cdot \Omega$ selon l'équation (3.7) :

$$\Omega_{final} = \frac{\langle T_e(I_{sRef}, \theta_{ON}, \theta_{OFF}) \rangle}{d} \tag{3.7}$$

L'absence de régulation entraîne une forte sensibilité aux variations de la charge, l'incapacité à suivre des rampes de vitesse imposées et une erreur statique permanente importante conformément à l'équation (3.7).

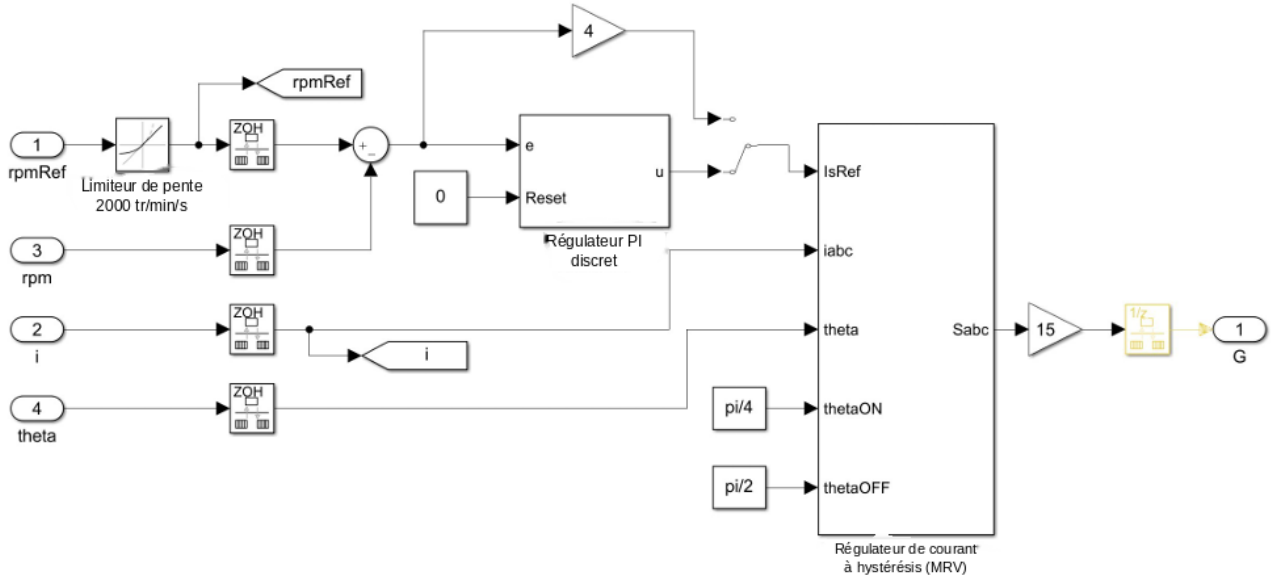



FIGURE 3.2 – Structure du sous-système de la commande de la MRV à gain fixe 4 / PI discret

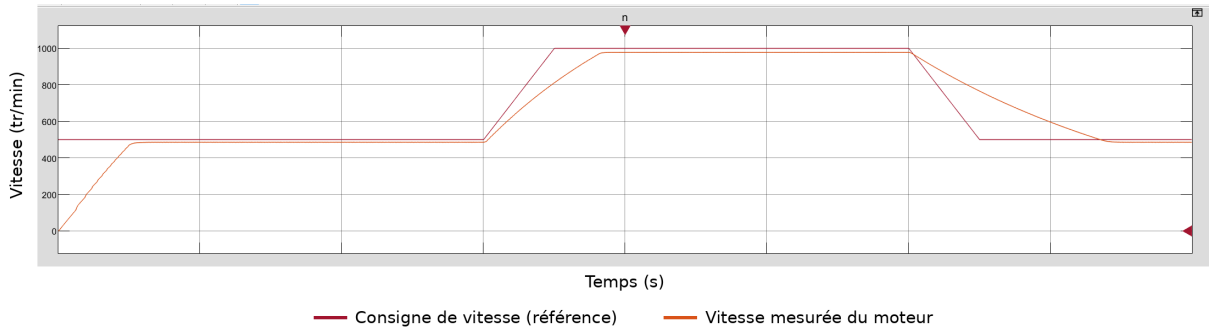



FIGURE 3.3 – Réponse en vitesse de la MRV (gain fixe 4)

### 3.6.2 Cas 2 : Simulation en Boucle Fermée avec $K_p = 2.5$ et $K_i = 100$

En basculant le `Manual Switch` sur le régulateur PI avec les gains nominaux ($K_p = 2.5$, $K_i = 100$ , voir Tableau 3.1), le système fonctionne en boucle fermée sous un profil de consigne variable (500 tr $\rightarrow$ 1000 tr $\rightarrow$ 500 tr) ), dont la réponse est présentée sur la Figure 3.4 . La Figure 3.4 appelle les commentaires suivants :

- Suivi de vitesse : La vitesse mesurée suit avec précision la consigne. Le `Rate Limiter` impose une pente constante (2000 tr/min) lors des transitions, évitant les surintensités excessives.
- Régime permanent : L'action intégrale annule parfaitement l'erreur statique ($\varepsilon_s = 0$).

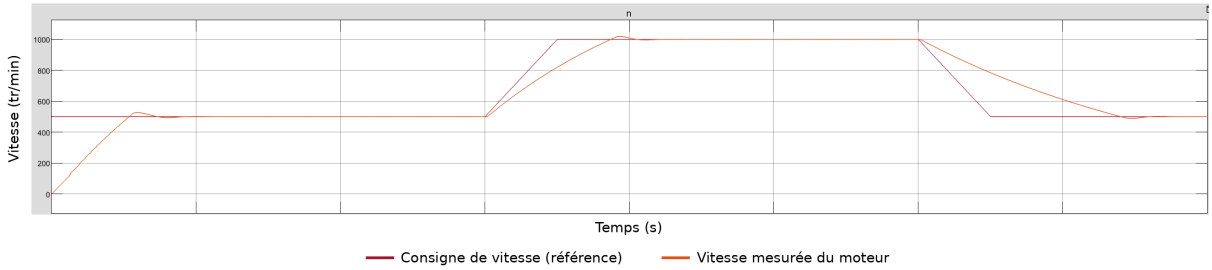



FIGURE 3.4 – Réponse en vitesse sous régulateur PI (Kp = 2,5 ; Ki = 100)

### 3.6.3 Cas 3 : Influence de l'Augmentation du Gain Intégral ($K_p = 2.5$, $K_i = 200$)

Afin d'évaluer la sensibilité du PI, le gain intégral a été porté à $K_i = 200$ ; la réponse correspondante est tracée sur la Figure 3.5.

L'augmentation de $K_i$ accélère l'annulation de l'erreur statique en fin de transition, mais introduit un dépassement visible lors du passage au palier de 1000 tr. Ce phénomène s'explique par l'effet de saturation de l'intégrateur (*integrator windup*) pendant la phase où le courant plafonne à sa limite maximale.

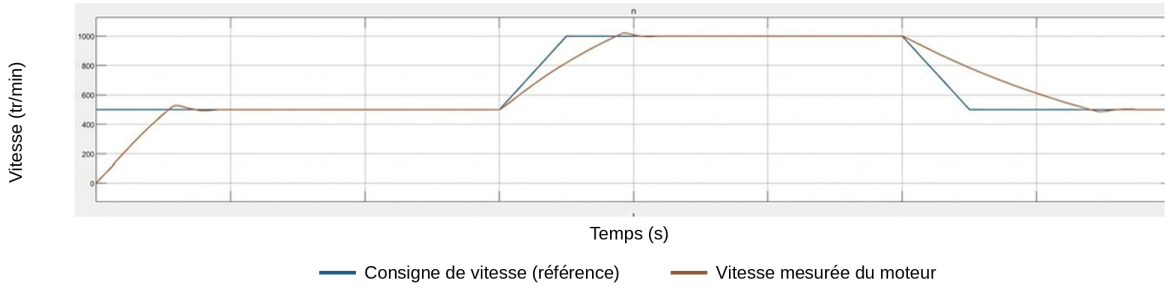



FIGURE 3.5 – Réponse en vitesse sous régulateur PI (Kp = 2,5 ; Ki = 200)

Comme le montre la Figure 3.5, l'augmentation de Ki accélère l'annulation de l'erreur statique en fin de transition, mais introduit un dépassement visible lors du passage au palier de 1000 tr. Ce phénomène s'explique par l'effet de saturation de l'intégrateur (integrator windup) pendant la phase où le courant plafonne à sa limite maximale Imax (Tableau 3.1) .

## 3.7 Introduction à la Synthèse et au Contrôle Robuste QFT

Bien que le correcteur PI fournisse des résultats satisfaisants au point nominal ($J_0 = 0.0125\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$), l'introduction de variations paramétriques extrêmes ($J \in [0.005, 0.020]$, $d \in [0.05, 0.5]$) provoque une dégradation nette des réponses transitoires. [22] [6]

Pour garantir des spécifications temporelles et fréquentielles strictes sur tout le domaine d'incertitude, la méthode QFT (*Q*uantitative Feedback Theory) est déployée, conformément à la démarche présentée au chapitre 2 . [7] [9] [10] Elle repose sur la synthèse d'un correcteur $G(s)$ et d'un préfiltre $F(s)$ réglés dans le plan de Nichols à l'aide de gabarits fréquentiels et de templates (voir Figures 2.1 à 2.3).

## 3.8 Code MATLAB d'Initialisation et de Configuration

Le script MATLAB (Listing 3.1) résume l'initialisation des paramètres physiques de la SRM, la configuration des gains PI et la structure de simulation, conformément aux outils décrits dans la documentation MATLAB/Simulink [25] [24]

```
%% Parameters for Switched Reluctance Machine Speed Control
% Script d'initialisation du modele Simulink SRM 6/4

%% System Parameters
imax = 180;       % Maximum phase current [A]
Rs   = 3;         % Stator resistance per phase [Ohm]
p    = 4;         % Number of rotor poles
j    = 0.0125;      % Rotor inertia [Kg*m^2]
d    = 0.2;       % Damping coefficient [N*m/(rad/s)]
Vdc  = 400;       % DC voltage [V]

load pe_srm_data; % Load SRM flux characteristics

%% Control Parameters
Ts  = 5e-6;       % Fundamental sample time [s]
Tsc = 10*Ts;      % Control sample time [s] (50 us)

% Gains du regulateur de vitesse PI
Kp = 2.5;         % Proportional gain speed controller
Ki = 100;         % Integrator gain speed controller
```

Listing 3.1 – Script d'initialisation des paramètres physiques et du régulateur PI.

## 3.9 Application de la Théorie QFT à l'Asservissement de Vitesse de la MRV 6/4

Pour pallier les limitations du régulateur PI face aux fortes incertitudes paramétriques, la méthodologie QFT présentée au chapitre 2 est appliquée au modèle dynamique de la machine à réluctance variable (SRM 6/4) [10], [7].

### 3.9.1 Modélisation du procédé incertain

Le comportement mécanique de l'entraînement au voisinage d'un point de fonctionnement est modélisé par une fonction de transfert du premier ordre reliant la consigne de courant (ou tension) à la vitesse mécanique de rotation $\Omega(s)$, donnée par l'équation (3.8) [22], [6] :

$$P(s) = \frac{K}{J\,s + d} \tag{3.8}$$

où les paramètres physiques du système subissent d'importantes variations selon les conditions d'exploitation et la charge :

- Inertie rotorique et de charge : $J \in [0.005,\ 0.020]$ kg · m$^2$ (valeur nominale $J_0 = 0.0125$ kg · m$^2$).
- **Coefficient de frottement visqueux :** d $\in [0.05, 0.5]$) N.m.s/rad (valeur nominale $d_0 = 0.2$ N.m.s/rad).
- Gain statique équivalent du système : $K \in [0.8,\ 1.5]$ (valeur nominale $K_0 = 1.15$).

le procédé nominale $P_0(s)$ est ainsi défini au milieu du domaine d'incertitude, conformément à l'équation (3.9), obtenue en substituant les valeurs nominales dans (3.8) :

$$P_0(s) = \frac{K_0}{J_0\, s + d_0} = \frac{1.15}{0.0125\, s + 0.2} \tag{3.9}$$

Il est important de noter que le modèle de synthèse (pôle mécanique à $d_0/J_0 = 16$ rad/s) Cette distinction doit être prise en compte lors de l'implémentation et de la validation.

### 3.9.2 Synthèse du Correcteur $G(s)$ et du Préfiltre $F(s)$

La démarche de mise en forme de la boucle (loop shaping) dans le plan de Nichols, décrite à la section 2.4, a permis de déterminer la structure et les paramètres d'un correcteur $G(s)$ garantissant la stabilité robuste et le respect des gabarits pour l'ensemble des procédés de la famille $\mathcal{G}$ , comme l'exprime l'équation (3.10) [7], [10] :

$$G(s) = 15 \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{5}}{1 + \frac{s}{30}} \tag{3.10}$$

Ce correcteur combine :

- Une action intégrale pure $(1/s)$ pour annuler l'erreur statique en régime permanent , conformément au principe énoncé en section 3.2.2 .
- Un réseau à avance de phase $(\frac{1+s/5}{1+s/30})$ , de forme analogue au correcteur défini par l'équation (2.6), permettant de remonter la phase dans la zone de coupure ($\omega \in [5, 30]$ rad/s) ) afin d'assurer une marge de phase suffisante (voir équation (2.5) face à la dispersion des gabarits.

Afin d'éviter le dépassement excessif induit par les pôles du système bouclé $T_0(s) = \frac{G(s)P_0(s)}{1+G(s)P_0(s)}$, un préfiltre du premier ordre $F(s)$ est inséré en amont de la boucle , selon l'équation (3.11) :

$$F(s) = \frac{1}{\tau_F\, s + 1} = \frac{1}{0.03\, s + 1} \tag{3.11}$$

### 3.9.3 Justification du choix des paramètres du modèle de synthèse QFT

Il convient de souligner une distinction méthodologique fondamentale entre le modèle de simulation haute fidélité développé sous Simulink/Simscape (Tableau 3.1) et la fonction de transfert nominale $P_0(s)$ exploitée pour la synthèse du correcteur QFT.

Pour la mise en œuvre de la méthode QFT, la dynamique globale ramenée à la boucle de vitesse est approximée par un modèle équivalent réduit du premier ordre de l'équation (3.8) :

Les paramètres normalisés retenus pour le modèle nominal de synthèse ($J_0 = 0.0125$ et $d_0 = 0.2$, soit un pôle placé à $p_0 = \frac{d_0}{J_0} = 16$ rad/s) représentent la fonction de transfert équivalente perçue par le régulateur dans le domaine fréquentiel, incluant les simplifications de la boucle interne de courant/couple.

Cette démarche de réduction de modèle est classique en commande robuste : elle permet d'englober les dynamiques non modélisées (telles que la saturation magnétique et les commutations de phase) à l'intérieur du gabarit d'incertitude paramétrico-structurel $\mathcal{P}(s)$. Ainsi, la synthèse garantit que le correcteur élaboré sur le modèle équivalent simplifié conserve une stabilité absolue et des performances robustes lorsqu'il est connecté au système physique complet sous Simscape.

## 3.10 Synthèse et Résultats de la Commande Robuste QFT

### 3.10.1 Analyse de la Sensibilité et du Rejet de Perturbations

La Figure 3.6 illustre l'évolution fréquentielle des fonctions de sensibilité du système asservi par QFT [7], [22].

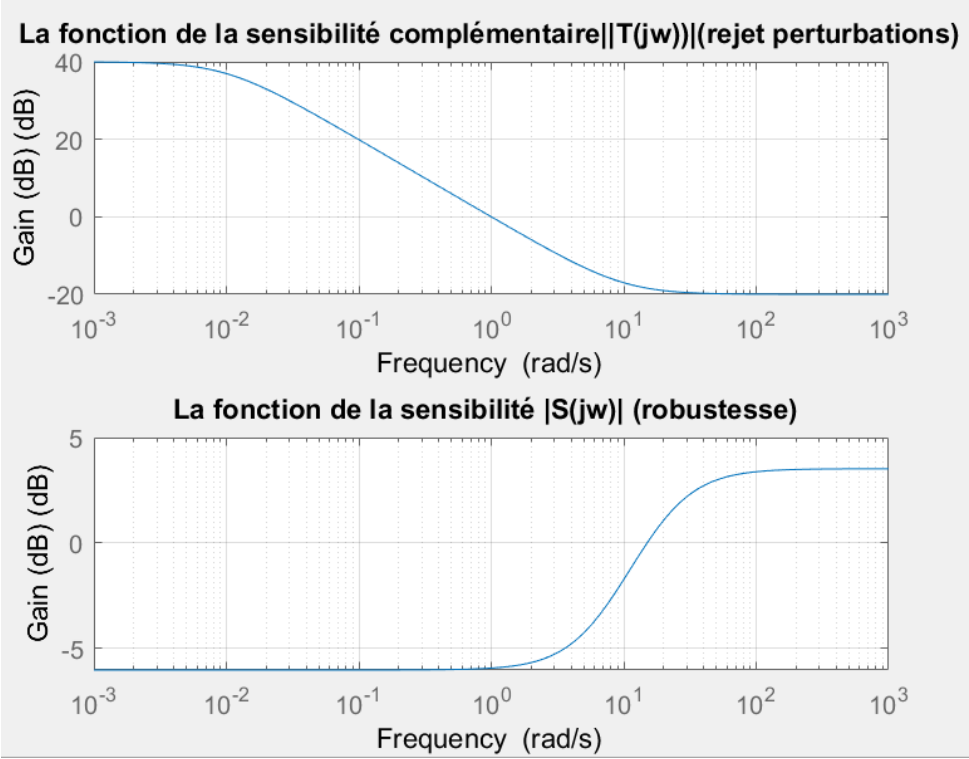



FIGURE 3.6 – Analyse fréquentielle des fonctions de sensibilité |S(j$\omega$)| et |T(j$\omega$)|

Sur la Figure 3.6, la courbe du HAUT représente la **fonction de sensibilité complémentaire** $|T(j\omega)|$, dédiée à l'évaluation du suivi de consigne et du rejet des perturbations à basse fréquence. On observe un gain élevé aux basses fréquences ($\leq 10^{-1}$ rad/s), ce qui garantit une excellente compensation des perturbations permanentes et des couples résistifs en régime établi. Aux hautes fréquences, son atténuation permet de filtrer les bruits de mesure.

La courbe du BAS montre la **fonction de sensibilité** $|S(j\omega)|$, garante de la robustesse du système. Son gain très faible aux basses fréquences assure l'atténuation des erreurs, tandis qu'aux hautes fréquences, il se stabilise autour d'un plafond maîtrisé d'environ +3,5 dB. Ce pic de résonance limité $M_s$ évite l'amplification du bruit et garantit une marge de stabilité suffisante face aux dynamiques non modélisées du système.

### 3.10.2 Gabarits d'Incertitude dans le Plan de Nichols

La Figure 3.7 présente les gabarits fréquentiels (*templates*) du procédé dans le plan de Black-Nichols pour différentes fréquences de travail ($\omega \in [0.1, 100]$ rad/s) selon le principe exposé en section 2.2.3 [10], [29].

Ces régions illustrent l'impact des variations paramétriques physiques (inertie $J$, frottement $d$ et gain $K$) sur le lieu de transfert. La dispersion est maximale aux basses et moyennes fréquences ($\omega = 1.0$ à 100 rad/s) ; traduisant une forte incertitude sur la dynamique lente. L'étape de synthèse QFT consiste à concevoir un correcteur $G(s)$ donné par l'équation (3.10) capable de déplacer ces gabarits afin de respecter les contours de stabilité et de performance imposés (voir section 2.2.3)

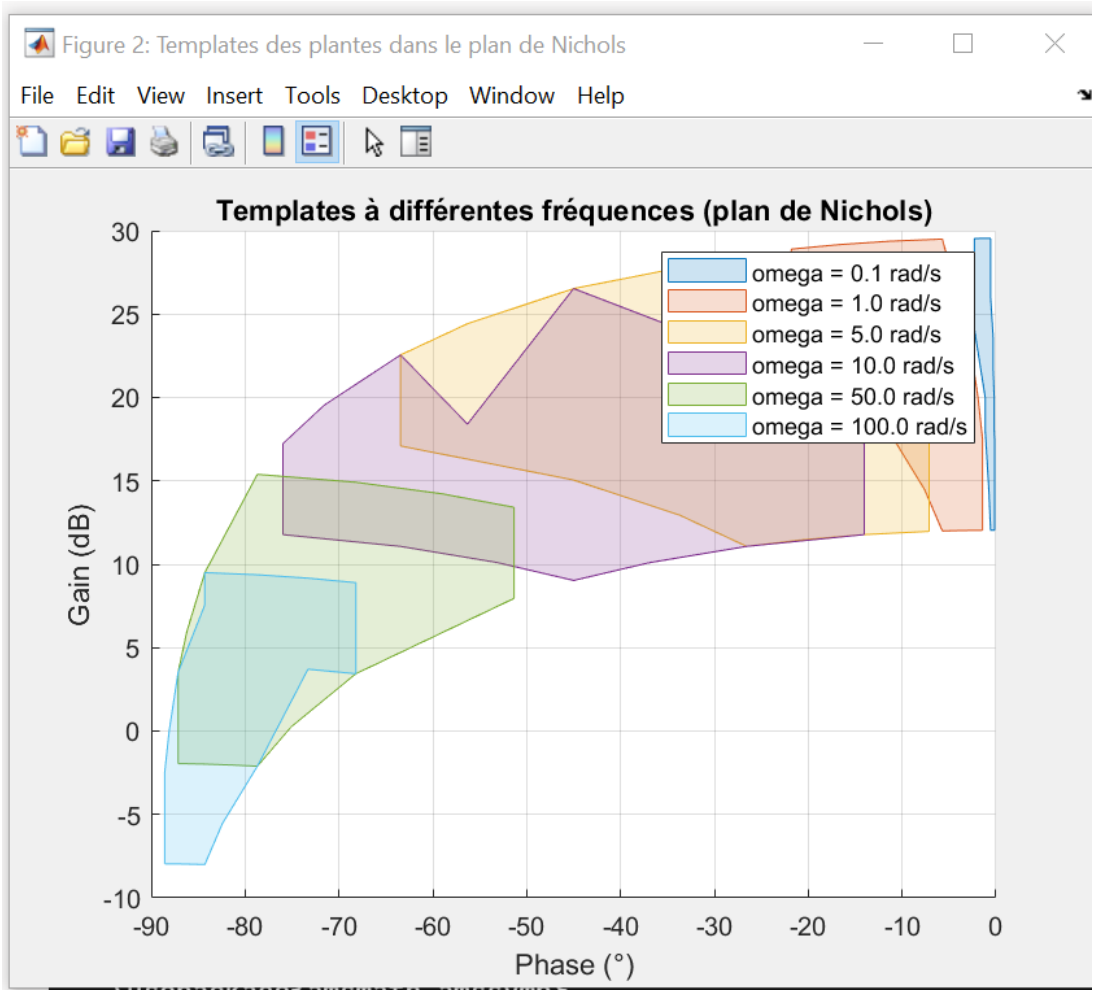



FIGURE 3.7 – les gabarits fréquentiels du procédé dans le plan de Black-Nichols

### 3.10.3 Effet du Préfiltre $F(s)$ sur la Réponse Indicielle

La Figure 3.8 met en évidence le rôle déterminant du préfiltre $F(s)$ , défini par l'équation (3.11) placé en amont de la boucle fermée.

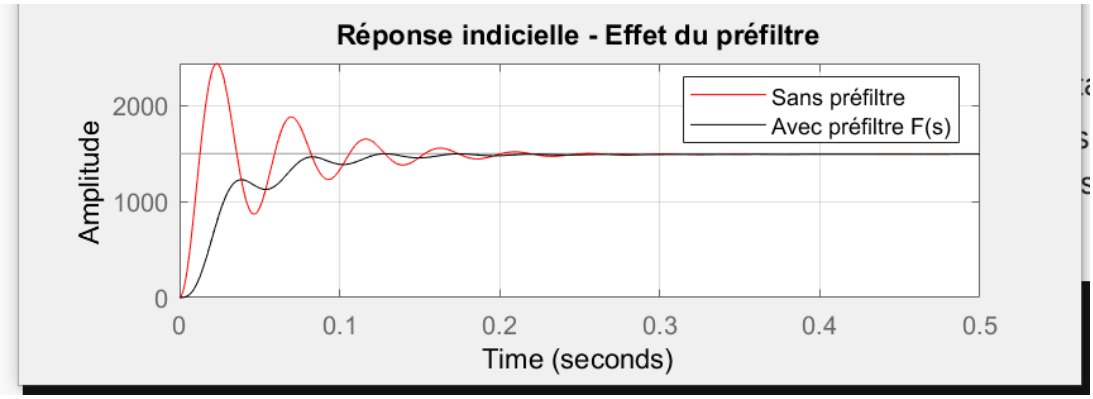



FIGURE 3.8 – Réponse indicielle montrant l'action du préfiltre F(s) sur l'atténuation des dépassements

Comme le montre la Figure 3.8 ,Sans préfiltre (courbe rouge), le système présente un dépassement excessif (dépassant 2400 tr/min pour une consigne de 1500 tr/min) et un comportement fortement oscillatoire dû dû aux paires de pôles complexes du système bouclé (G(s) n'a que des pôles réels ( 0 et 30) défini par l'équation (3.10). L'insertion du préfiltre $F(s)$ (courbe noire) permet d'adoucir le signal de consigne, éliminant ainsi les dépassements destructeurs et offrant une réponse amortie, fluide et parfaitement établie autour de la valeur cible de 1500 tr/min.

### 3.10.4 Évaluation de la Robustesse sous Multiples Configurations (Cas 1 à 8)

La Figure 3.9 valide les performances globales de la commande QFT soumise à 8 combinaisons extrêmes de paramètres physiques, correspondant aux bornes du domaine d'incertitude défini à la section 3.9.1 :

— Inertie rotorique : $J \in [0.005, 0.020]$ kg $\cdot$ m$^2$
— Coefficient de frottement : $d \in [0.05, 0.5]$ N $\cdot$ m/(rad/s)
— Gain du système : $K \in [0.8, 1.5]$

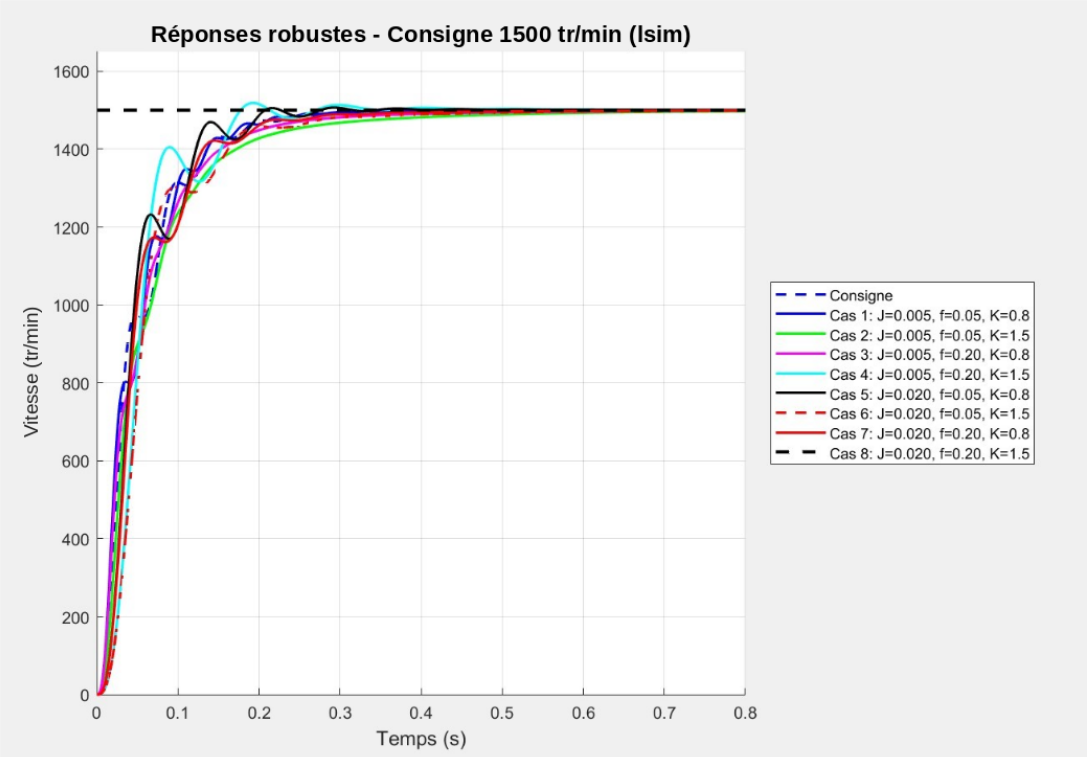



FIGURE 3.9 – Réponses temporelles de vitesse pour une consigne de 1500 tr/min à travers 8 cas d'incertitude paramétrique

Comme le montre la Figure 3.9, Malgré une très forte dispersion paramétrique, les réponses temporelles à un échelon de vitesse de 1500 tr/min restent étroitement confinées dans une enveloppe de performance très serrée. Le temps de réponse reste quasi constant ($t_r \approx 0.15$ s) et l'erreur statique est nulle dans tous les cas. Ces résultats confirment la supériorité de la commande QFT synthétisée par les équations (3.10) et (3.11) par rapport au régulateur PI classique (section 3.6) pour le maintien des performances face aux incertitudes d'exploitation.

## 3.11 Application de la Commande Robuste QFT sur SRM

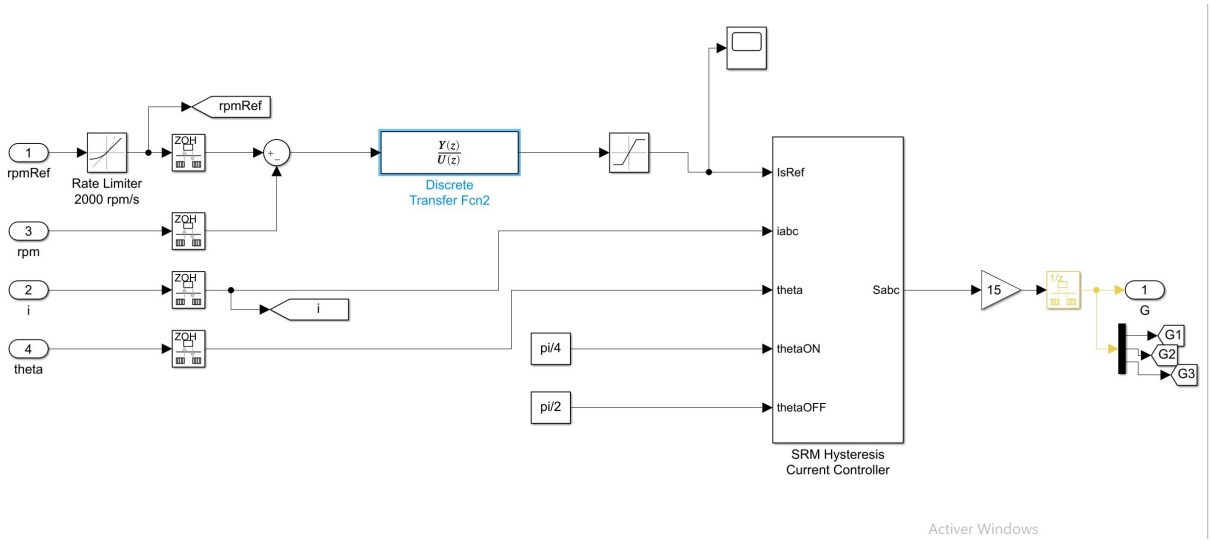



FIGURE 3.10 – Schéma bloc de la commande QFT discrète

la Figure 3.10 illustre la boucle de contrôle de vitesse de la MRV 6/4, où la consigne `radRef` est d'abord lissée par un limiteur de pente (`Rate Limiter`). L'erreur entre cette consigne et la vitesse réelle `rad`, numérisées avec les signaux de courant `i` et de position `theta` via des bloqueurs d'ordre zéro (`ZOH`) [21] , [24] est appliquée au régulateur QFT discret $\frac{Y(z)}{U(z)}$. La sortie du régulateur génère la référence de courant $I_{\text{sRef}}$ qui, après saturation, alimente le contrôleur d'hystérésis (`SRM Hysteresis Current Controller`)[16]. Ce dernier exploite la position $\theta$ et les angles de commutation fixés ($\theta_{\text{ON}} = \pi/4$ et $\theta_{\text{OFF}} = \pi/2$ , voir section 3.5.2) pour réguler les courants de phase `iabc` et délivrer les signaux de commande $S_{\text{abc}}$ de l'onduleur.

**Discrétisation par Bloqueur d'Ordre Zéro (ZOH) :** Pour implémenter le régulateur continu G(s), défini par l'équation (3.10), sur une carte numérique ou dans une simulation à pas discret, il doit être converti dans le domaine en z. Cette transformation, conforme à la méthode ZOH décrite par Ogata [21], est réalisée dans MATLAB via la commande suivante : [26]

```
G_disc = c2d(G, Tsc, 'zoh');
```

*Note : La période d'échantillonnage utilisée est $T_{sc}$ et non $T_s$.*

## 3.12 Analyse des résultats de simulation

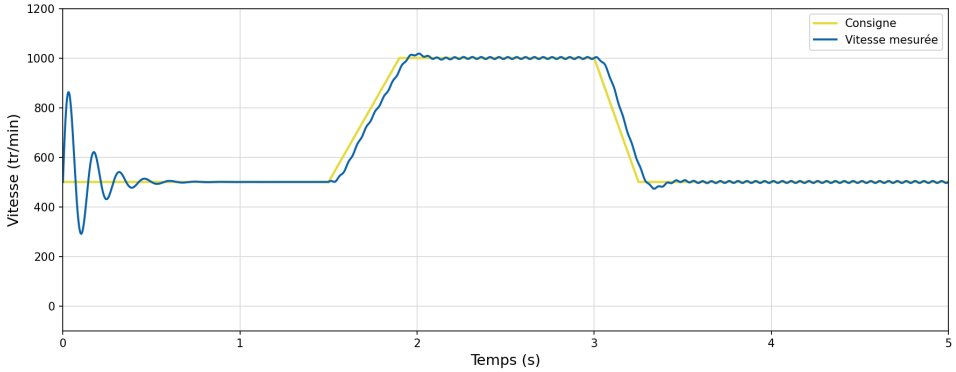



FIGURE 3.11 – Réponse dynamique en vitesse du moteur SRM 6/4 sous commande QFT

La Figure 3.11 illustre la réponse en vitesse de la machine à reluctance variable (SRM 6/4) sous la commande robuste QFT.

- **Régime transitoire et démarrage :** Lors du démarrage initial pour atteindre la consigne de 500tr, la vitesse réelle rejoint rapidement la référence. Les premières oscillations dues à la forte dynamique de démarrage s'amortissent en moins de 2 s grâce aux marges de stabilité et de robustesse (section 2.3) introduites par le correcteur QFT (équation (3.10)).
- **Poursuite de consigne en rampe :** Durant la phase d'accélération (500tr $\rightarrow$ 1000tr) et de décélération (1000tr $\rightarrow$ 500tr), la vitesse mesurée suit de façon quasi-parfaite la référence lissée par le limiteur de pente (*Rate Limiter*). L'erreur de poursuite en régime dynamique demeure extrêmement faible.
- **Régime permanent :** La vitesse réelle se stabilise avec précision autour de la consigne prescrite. Les ondulations résiduelles autour du point de fonctionnement restent négligeables, ce qui atteste de l'efficacité du régulateur synthétisé $Y(z)/U(z)$ associé à la commande par hystérésis du courant(voir Figure 3.10).

En conclusion, ces résultats démontrent la capacité de la stratégie QFT à assurer à la fois la stabilité globale, la rapidité de réponse et un parfait suivi de trajectoire, malgré les fortes non-linéarités intrinsèques à la MRV 6/4 mises en évidence au chapitre 1.

TABLE 3.2 – Tableau comparatif des performances entre la commande PI et la commande QFT.

| **Critère de performance** | **Commande Classique (PI)** | **Commande Robuste(QFT)** |
|---|---|---|
| **Poursuite de consigne (Rampes)** | Retard de traînage élevé (erreur de poursuite importante pendant la montée et la descente). | Poursuite quasi-parfaite (la vitesse suit la rampe sans retard ni écart significatif). |
| **Temps de réponse (Rapidité)** | Lente à réagir aux variations de consigne. | Très rapide, avec une réponse dynamique vive. |
| **Régime permanent** | Stabilisation lente après avoir atteint la consigne. | Stabilisation rapide avec très faible erreur statique. |
| **Dépassement initial** | Faible au démarrage, mais au détriment de la rapidité. | Léger dépassement oscillatoire amorti rapidement au démarrage. |

## 3.13 Comparaison entre la commande PI et la commande QFT

Le Tableau 3.2 dresse une comparaison synthétique des performances entre la commande classique par PI (section 3.6) et la commande robuste QFT (sections 3.9 à 3.11).

Comme le montre le Tableau 3.2, une étude comparative entre la commande classique par PI et la commande robuste QFT met en évidence les apports majeurs de la synthèse QFT pour la régulation de vitesse de la MRV 6/4 :

**Précision en poursuite de trajectoire :** Contrairement au régulateur PI qui présente un retard de traînage significatif lors des variations de vitesse en rampe, le correcteur QFT assure un suivi dynamique parfait de la consigne lissée.

**Rapidité et dynamique :** La commande QFT offre une bande passante plus large, permettant au moteur de répondre instantanément aux changements de référence, alors que la réponse du PI est nettement plus lente.

**Robustesse aux non-linéarités :** La méthode QFT garantit le maintien des performances malgré les fortes variations d'inductance et le comportement fortement non-linéaire de la machine à réluctance variable.

# Conclusion du Chapitre

Ce chapitre a été consacré à la conception, la discrétisation et la validation de la commande robuste basée sur la théorie de la rétroaction quantitative (QFT) (Quantitative Feedback Theory) appliquée à l'asservissement de vitesse de la machine à réluctance variable (MRV 6/4). [7] [10]

Dans un premier temps, la modélisation du procédé incertain incertaine sous forme d'une fonction de transfert du premier ordre équation (3.8) a permis de formaliser l'impact des variations des paramètres physiques (l'inertie rotorique $J$, le coefficient de frottement $d$ et le gain statique $K$). La méthode du *loop shaping* dans le plan de Nichols(section 2.4) a conduit à la synthèse d'un correcteur $G(s)$ ) (équation (3.10)) composé d'une action

intégrale et d'un réseau à avance de phase, complété par un préfiltre du premier ordre $F(s)$ (équation (3.11)) destiné à façonner la réponse indicielle et éliminer les dépassements(Figure 3.8).

En vue d'une implémentation numérique sous Simulink, [25] [26] le régulateur continu a été discrétisé par la méthode du bloqueur d'ordre zéro (*Zero-Order Hold* – ZOH) [21] à une période d'échantillonnage de $T_{sc} = 50$ $\mu$s (voir Tableau 3.1), générant la fonction de transfert en $z$ noteé $G_{\text{disc}}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)}$. L'intégration de ce bloc dans le schéma Simulink (Figure 3.10), couplée au limiteur de pente et au contrôle de courant par hystérésis, assure une coordination précise entre la régulation de vitesse et la commutation des phases de la SRM.

Enfin, les résultats de simulation (Figures 3.6 à 3.11 et Tableau 3.2) ont confirmé l'efficacité globale de l'approche QFT :

— L'analyse des fonctions de sensibilité (Figure 3.6) a démontré un rejet performant des perturbations de charge aux basses fréquences ainsi qu'une limitation du bruit de mesure aux hautes fréquences.

— La prise en compte des gabarits fréquentiels (*templates*,Figure 3.7)) a garanti la stabilité en boucle fermée malgré l'étendue des incertitudes paramétriques.

— L'évaluation sur huit combinaisons extrêmes de paramètres (Cas 1 à 8, Figure 3.9) a prouvé une excellente robustesse temporelle, maintenant des réponses en vitesse quasi identiques et insensibles aux variations du système.

En somme, la commande QFT discrète s'impose comme une solution robuste et performante pour le pilotage des machines à réluctance variable, surpassant les limitations des régulateurs PI classiques face aux incertitudes d'exploitation.

# Conclusion

Ce travail de mémoire d'études s'est intéressé à la modélisation, à la simulation et au contrôle robuste en vitesse d'une machine à réluctance variable à double saillance (MRV / SRM 6/4) alimentée par un convertisseur en demi-pont asymétrique [17] [12] L'objectif principal était d'apporter une solution efficace aux limitations des commandes classiques face aux fortes non-linéarités du système et aux incertitudes paramétriques sévères rencontrées en exploitation industrielle.

Pour répondre à cette problématique, le déroulement de notre étude s'est articulé autour de trois étapes majeures :

1. **Modélisation du système mécanique :** Dans un premier temps, nous avons établi le modèle mathématique complet de la MRV 6/4 en régime non saturé(chapitre 1) La formulation des équations électriques (1.7) (1.10),électromécaniques (1.13) et du couple électromagnétique(1.6), (1.11) (1.12) couplée à la modélisation trapézoïdale des inductances de phase (Figure 1.11) a permis de mettre en évidence la nature fortement pulsée du couple ainsi que la dépendance étroite entre les performances du moteur et la stratégie d'alimentation (angles de commutation $\theta_{\text{ON}}$ / $\theta_{\text{OFF}}$ et régulation par hystérésis [17] [12]
2. **Synthèse théorique et méthodologie QFT :** Nous avons ensuite approfondi les fondements théoriques de la commande robuste par la théorie de la rétroaction quantitative QFT (*Quantitative Feedback Theory*), présentée au chapitre 2 [8], [7], [10]. Grâce à l'exploitation graphique du plan de Nichols (Figure 2.1), la méthode QFT a permis de traduire directement les spécifications de performance (marges de stabilité, rejet de perturbations, suivi de consigne (section 2.3) et les plages d'incertitudes physiques sous forme de gabarits (templates, Figure 2.2) et de contours limites (bounds, Figure 2.3). Un correcteur $G(s)$ (équation (3.10)) combinant une action intégrale et un réseau à avance de phase, complété par un préfiltre $F(s)$ (équation (3.11)), a ainsi été conçu et discrétisé (par la méthode ZOH à $T_{sc} = 50$ $\mu$s) pour façonner la boucle de retour (*loop shaping*).
3. **Validation comparative et évaluation de la robustesse :** Les simulations réalisées sous l'environnement MATLAB/Simulink ont mis en évidence les limites de la régulation classique par correcteur Proportionnel-Intégral (PI , section 3.6). Bien que le PI assure un suivi correct au point nominal, l'augmentation du gain intégral génère des dépassements indésirables liés à la saturation (*integrator windup*, Figure 3.5), et toute variation importante des paramètres physiques (inertie $J$, frottement $d$) dégrade fortement ses performances temporelles. À l'inverse, l'application de la commande QFT discrète( sections 3.9 à 3.11) a démontré une supériorité nette :
   - **Atténuation des dépassements :** L'action du préfiltre $F(s)$ a permis d'adoucir la consigne et d'éliminer les dépassements oscillatoires.
   - **Rejet de perturbations :** L'analyse des fonctions de sensibilité a confirmé une forte capacité de rejet des couples de charge aux basses fréquences, tout en évitant l'amplification des bruits de mesure aux hautes fréquences.
   - **Insensibilité aux incertitudes :** L'évaluation sur 8 configurations extrêmes associant différentes plages d'inertie, de frottements et de gains a prouvé la parfaite invariance de la réponse dynamique, maintenant un temps de réponse quasi constant ($t_r \approx 0{,}15$ s) et une erreur statique nulle dans tous les cas.

En somme, ces travaux démontrent que la commande QFT constitue une démarche rigoureuse et particulièrement adaptée au pilotage des machines à réluctance variable, garantissant à la fois la stabilité et des performances dynamiques élevées en présence de

perturbations ou de variations paramétriques d'exploitation.

## PERSPECTIVES

Dans le prolongement de cette étude, plusieurs voies de recherche et d'amélioration peuvent être envisagées :

— **Prise en compte de la saturation magnétique :** Étendre la modélisation et la synthèse QFT au cas saturé non linéaire (caractéristiques $\Psi(\theta, i)$ réelles issues d'analyses par éléments finis) afin d'optimiser l'exploitation du couple massique de la machine.

— **Techniques de réduction d'ondulation de couple :** Associer la commande QFT à des stratégies de minimisation des ondulations de couple (fonctions de partage de couple $TSF$ ou commande directe du couple $DTC$).

— **Validation expérimentale :** Implémenter l'algorithme QFT discrétisé sur une plate-forme matérielle en temps réel (carte DSP, DSPACE ou FPGA) couplée à un banc d'essai expérimental de MRV afin de valider les résultats de simulation en conditions réelles.

— **Commande QFT multi-variable ou adaptative :** Explorer des structures QFT auto-ajustables ou multi-variables pour prendre en compte simultanément la régulation de vitesse et l'optimisation du rendement énergétique.

# Bibliographie


[1] Karl J. Åström and Tore Hägglund. *PID Controllers : Theory, Design, and Tuning*. Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, USA, 2nd edition, 1995.

[2] Berker Bilgin, James Weisheng Jiang, and Ali Emadi, editors. *Switched Reluctance Motor Drives : Fundamentals to Applications*. CRC Press, Boca Raton, 2019.

[3] Wenping Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, and D. J. Green. Overview of electric machines and drives and their applications for more electric aircraft. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(9) :3523–3537, 2012.

[4] Akira Chiba, Masatsugu Takemoto, and Satoshi Ogasawara. *Design and Control of Switched Reluctance Motors*. CRC Press, Boca Raton, 2014.

[5] J. Corda and I. M. Stephenson. A simplified analysis of calculating the minimum and maximum inductances of a switched reluctance motor. In *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 1979.

[6] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Naeini. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Pearson, 7th edition, 2015.

[7] I. Horowitz. Quantitative feedback theory. *IEE Proceedings D : Control Theory and Applications*, 129(6) :215–226, 1982.

[8] Isaac M. Horowitz. *Synthesis of Feedback Systems*. Academic Press, 1963.

[9] Isaac M. Horowitz. *Quantitative Feedback Design*. QFT Publications, Boulder, CO, USA, 1993.

[10] Constantine H. Houpis and S. J. Rasmussen. *Quantitative Feedback Theory : Fundamentals and Applications*. Marcel Dekker, New York, USA, 1999.

[11] Constantine H. Houpis, S. J. Rasmussen, and M. Garcia-Sanz. *Quantitative Feedback Theory : Fundamentals and Applications*. Marcel Dekker, New York, USA, 2nd edition, 2006.

[12] Ramu Krishnan. *Switched Reluctance Motor Drives : Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, 2001.

[13] Peter J. Lawrenson. A brief history of switched reluctance drives. *IEEE Power Engineering Review*, 12(2) :21–23, 1992.

[14] Peter J. Lawrenson, J. Michael Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton. Variable-speed switched reluctance motors. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, 127(4) :253–265, 1980.

[15] B. C. Mecrow. New winding configurations for doubly salient reluctance machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(6) :1348–1356, 1996.

[16] T. J. E. Miller. *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newnes, Oxford, U.K., 2001.

[17] Timothy John Antony Miller. *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Clarendon Press, Oxford, 1993.

[18] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 3rd edition, 2003.

[19] S. A. Nasar. *Handbook of Electric Machines*. McGraw-Hill, New York, USA.

[20] Syed A. Nasar. Dc switched reluctance motor. *IEE Proceedings*, 116(6) :1048–1049, 1969.

[21] Katsuhiko Ogata. *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 2nd edition, 1995.

[22] Katsuhiko Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 5th edition, 2010.

[23] A. V. Radun. Design considerations for switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(4) :733–739, 1995.

[24] The MathWorks, Inc. *MATLAB and Simulink Documentation : Modeling and Simulation of Electrical Machines*. The MathWorks, Natick, MA, USA.

[25] The MathWorks, Inc. *MATLAB Documentation : Control System Toolbox*. The MathWorks, Natick, MA, USA.

[26] The MathWorks, Inc. *Simulink Documentation*. The MathWorks, Natick, MA, USA.

[27] Felix Widmer, Richard Martin, and Krzysztof Komeza. Electric machine topologies for all-electric vehicles : A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3) :2210–2226, 2015.

[28] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, and S. L. Ho. Optimization and evaluation of switched reluctance motors for electric vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(6) :1563–1566, 2008.

[29] Oded Yaniv. *Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems*. Kluwer Academic Publishers, 1999.

**Résumé :**

Ce mémoire porte sur la modélisation, la simulation et la commande robuste en vitesse d'un moteur à réluctance variable (MRV/SRM 6/4), une machine simple et robuste mais au comportement fortement non linéaire ; après avoir établi son modèle mathématique (équations électriques, couple électromagnétique, dynamique mécanique) et présenté les fondements de la théorie QFT (gabarits et contours dans le plan de Nichols), le travail compare un régulateur PI classique, limité face aux fortes incertitudes paramétriques (inertie, frottement), à un correcteur QFT associé à un préfiltre, dont les simulations sous MATLAB/Simulink démontrent une robustesse nettement supérieure, avec un temps de réponse quasi constant et une erreur statique nulle sur huit configurations extrêmes de paramètres.

**Mots clés :** Moteur à réluctance variable, MRV 6/4, SRM 6/4, Modélisation, Simulation, Commande robuste, Théorie QFT, Plan de Nichols, Régulateur PI, MATLAB/Simulink.

**Abstract:**

This thesis covers the modeling, simulation, and robust speed control of a switched reluctance motor (SRM 6/4), a machine that is mechanically simple and rugged but exhibits strongly nonlinear behavior; after deriving its mathematical model (electrical equations, electromagnetic torque, mechanical dynamics) and introducing the foundations of QFT theory (templates and bounds in the Nichols chart), the work compares a classical PI controller, which struggles under strong parametric uncertainty (inertia, friction), with a QFT controller combined with a prefilter, whose MATLAB/Simulink simulations demonstrate markedly superior robustness, maintaining a nearly constant response time and zero steady-state error across eight extreme parameter configurations.

**Keywords:** Switched reluctance motor, SRM 6/4, MRV, Modeling, Simulation, Robust control, Quantitative Feedback Theory (QFT), Nichols chart, PI controller, MATLAB/Simulink.

**ملخص:**

يتناول هذا العمل نمذجة ومحاكاة والتحكم المتين في سرعة محرك الممانعة المتغيرة(SRM/MRV 6/4) ، وهو محرك يتميز ببساطته وبنيته المتينة، إلا أن سلوكه الديناميكي يتسم بدرجة عالية من اللاخطية. بعد وضع النموذج الرياضي للمحرك، بما في ذلك المعادلات الكهربائية، والعزم الكهرومغناطيسي، والديناميكا الميكانيكية، تم تقديم الأسس النظرية لمنهجية QFT (نظرية التغذية الراجعة الكمية)، ولا سيما القوالب والحدود في مخطط نيكولز. كما تم إجراء مقارنة بين منظم PI التحكم التناسبي التكاملي التقليدي، الذي تظهر محدوديته في مواجهة عدم اليقين الكبير في معلمات النظام، خاصة عزم القصور الذاتي والاحتكاك، ومصحح QFT المقترن بمرشح مسبق .(Prefilter) وقد أظهرت نتائج المحاكاة المنجزة باستخدام MATLAB/Simulinkتفوقًا واضحًا في متانة نظام التحكم المعتمد علىQFT ، حيث حافظ على زمن استجابة شبه ثابت وحقق خطأً ساكنًا منعدمًا عبر ثمانية تكوينات قصوى مختلفة للمعلمات.

**الكلمات المفتاحية :** محرك الممانعة المتغيرة، MRV 6/4، SRM 6/4، النمذجة، المحاكاة، التحكم المتين، نظرية التغذية الراجعة الكميةQFT ، مخطط نيكولز، منظمPI، MATLAB/Simulink