

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique
Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information (Tamayouz)

THÈSE
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT

Domaine : Science et Technologie Filière : Automatique

Spécialité : Automatique et systèmes

Présentée par :

Hafidh DJOUADI

Thème

Commande intelligente d'un véhicule électrique

Soutenue le : 03/06/2025

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom

Grade

Mr Boubkeur MENDIL

Professeur

Univ. de Bejaia

Président

Mr Kamel OUARI

Professeur

Univ. de Bejaia

Rapporteur

Mr Hocine LEHOUCHE

MCA

Univ. de Bejaia

Co-Rapporteur

Mr Salah HADDAD

Professeur

Univ. de Tizi Ouzou

Examineur

Mr Zoubir BOUDERIES

Professeur

Univ. de Bejaia

Examineur

Mr Ahmed AZIB

MCA

Univ. de Bejaia

Examineur

Mr Youcef BELKHIER

MCA

Univ. Brest, France

Invité

Année Universitaire : 2024-2025.

Remerciements

Cette thèse n'aurait pas vu le jour sans le soutien, les conseils et l'accompagnement de nombreuses personnes à qui je tiens à exprimer ma profonde gratitude. Chacun, à sa manière, a contribué à la réalisation de ce projet, et je souhaite ici leur témoigner toute ma reconnaissance. Je souhaite tout d'abord exprimer ma profonde gratitude à mes deux encadreurs de thèse, dont le rôle a été déterminant dans l'aboutissement de ce travail.

À Monsieur Ouari Kamel, je tiens à adresser mes plus sincères remerciements pour son expertise, sa rigueur scientifique et sa disponibilité tout au long de ce parcours. Ses conseils avisés et sa vision claire des enjeux de ma recherche m'ont permis de naviguer avec assurance à travers les défis techniques et scientifiques rencontrés. Sa confiance en mes capacités et son soutien constant ont été une source de motivation inestimable, m'encourageant à toujours aller de l'avant.

À Monsieur Lehouche Houcine, je souhaite exprimer toute ma reconnaissance pour son accompagnement bienveillant et ses précieuses orientations. Son approche pédagogique, son ouverture d'esprit et ses suggestions constructives ont grandement enrichi ma réflexion et m'ont aidé à structurer mes idées. Son engagement et son enthousiasme ont été un véritable pilier dans l'aboutissement de cette thèse.

Je tiens également à remercier chaleureusement Monsieur Youcef Belkhier, dont l'aide précieuse dans la rédaction et la préparation des publications a grandement contribué à la qualité de ce travail. Ses suggestions avisées et son expertise ont été déterminantes pour la réussite de cette thèse.

Je tiens à remercier les membres du jury pour le travail qu'ils ont accompli, pour le temps qu'ils ont consacré à l'évaluation de mon travail, ainsi que pour la qualité de leurs remarques et de leurs critiques constructives, qui ont contribué à enrichir cette thèse.

Je n'oublie pas mes collègues et amis doctorants, Monsieur Mabrouk Benbara, Madame Ouali Nassima et Madame Cylia Ibaouene, avec qui j'ai partagé des moments de travail intense, mais aussi de convivialité et d'entraide. Ces échanges ont rendu ce parcours plus agréable et m'ont permis de progresser tant sur le plan professionnel que personnel.

Enfin, je dédie cette thèse à ma famille, ma fiancée et à mes proches, qui m'ont soutenu sans relâche tout au long de cette aventure. Leur amour, leur patience et leurs encouragements ont été ma plus grande force. Leur présence à mes côtés a été un moteur essentiel pour mener à bien ce projet.

Merci à tous, de près ou de loin, pour avoir contribué à la réalisation de ce travail. Chacun de vous a laissé une empreinte indélébile dans ce parcours, et je vous en suis infiniment reconnaissant.

Tables des matières

LISTE DES FIGURES	VI
LISTE DES TABLEAUX	VIII
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTERATURE	5
1. INTRODUCTION	5
1.2. CONTEXTE ET ASPECTS ENVIRONNEMENTAUX	6
1.2.1. Défis énergétiques	6
1.2.2. Émissions de CO₂ et changement climatique	6
1.2.3. Problèmes liés aux véhicules à combustion	8
1.2.4. Solutions possibles	8
1.3. HISTOIRE DES VEHICULES ELECTRIQUES	8
1.4. CHAINE DE TRACTION DES VEHICULES ELECTRIQUES	9
1.5. ÉVALUATION DES MOTEURS DE TRACTION DES VEHICULES ELECTRIQUES	10
1.6. RECHERCHE REALISER SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES	11
1.6.1. Limites des méthodes de contrôle traditionnelles	11
1.6.2. Avancées récentes dans le contrôle des MSAP	12
1.6.3. Travaux récents et défis actuels	12
1.6.4. Défis persistants et perspectives	13
1.7. CONCLUSION	13
CHAPITRE 2 COMMANDE NON-LINEAIRE MULTIVARIABLE DE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS : UNE APPROCHE ROBUSTE DE CONTROLEUR PREDICTIF GENERALISE NON-LINEAIRE.	14
2.1. INTRODUCTION	14
2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PREDICTIVE	15
2.3. DESCRIPTION DU MSAP	16
2.4. MODELE D'ETAT DU MSAP	17
2.5. CONTROLE NGPC CLASSIQUE	18
2.5.1. Analyse de stabilité	21
2.6. NOUVEAU CONTROLE PREDICTIF GENERALISE NON LINEAIRE ROBUSTE (RNGPC) POUR LA MSAP .	22
2.6.1. Stabilité du système	24
2.7. RESULTATS DE SIMULATION	24
2.7.1. Analyse des performances avec valeurs fixes	25
2.7.2. Test de robustesse	27
2.8. CONCLUSION	32

CHAPITRE 3 ENTRAINEMENT DE LA MSAP PAR SMC D'ORDRE SUPERIEUR BASE SUR UN MODELE PREDICTIF GENERALISE NON LINEAIRE	33
3.1. INTRODUCTION	33
3.2. CONCEPTION DE L'APPROCHE DE CONTROLE PROPOSEE	34
3.2.1. Calcul du couple électromagnétique de référence.....	36
3.2.2. Conception du contrôle prédictif non linéaire généralise (NGPC) classique	38
3.2.3. Analyse de stabilité	41
3.3. CONCEPTION DU CONTROLE PREDICTIF NON LINEAIRE ROBUSTE (RNGPC)	41
3.4. STABILITE DU SYSTEME EN BOUCLE FERMEE	43
3.5. RESULTATS DE SIMULATION	43
3.5.1. Évaluation des performances avec des valeurs constantes	44
3.5.2. Tests de robustesse.....	46
3.5.3. Résultats expérimentaux.....	50
3.6. CONCLUSION	53
CHAPITRE 4 COMMANDE PREDICTIVE DE MODELE ROBUSTE AMELIOREE POUR MSAP UTILISANT LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING	54
4.1. INTRODUCTION	54
4.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE BACKSTEPPING AVEC ACTION INTEGRALE.....	55
4.3. DESCRIPTION DE LA METHODE DE COMMANDE PROPOSEE	56
4.3.1. Commande Prédictive Non Linéaire Robuste (Boucle Externe).....	57
4.3.2. Contrôle par backstepping intégral (boucle interne).....	60
4.4. SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	62
4.5. CONCLUSION	69
CHAPITRE 5 APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPEES POUR LA COMMANDE DE VITESSE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	70
5.1. INTRODUCTION	70
5.2. MODELE D'ETAT DU VEHICULE ELECTRIQUE	70
5.3. APPLICATION DU NOUVEAU CONTROLE PREDICTIF GENERALISE NON LINEAIRE ROBUSTE (RNGPC) POUR LA COMMANDE VITESSE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	71
5.3.1. Analyse de stabilité	74
5.4. APPLICATION DU NOUVEAU CONTROLE HYBRIDE PREDICTIF- BACKSTEPPING (RNGPC-BRAC) PROPOSER POUR LA COMMANDE DE LA VITESSE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE.....	75
5.4.1. Application du Contrôle Prédictif Non Linéaire Robuste (Boucle Externe)	76
5.4.2. Application du Contrôle par backstepping intégral (boucle interne).....	78
5.5. RESULTATS DE SIMULATION	79
5.5.1. Performance des contrôleurs MSAP du VE sous des paramètres fixes	80
5.5.2. Test de robustesse	82

5.6.	COMPARAISON QUANTITATIVE	84
5.7.	CONCLUSION	85
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	86
	ANNEXE A	89
	MODELISATION DE LA MSAP	89
A.1.	MODELISATION DANS LE CADRE TRIPHASE	90
	A.1.1. Équations magnétiques	90
	A.1.2. Équations électriques	92
	A.1.3. Équation de mouvement	92
A.2.	TRANSFORMATION TRIPHASEE/DIPHASEE DANS LE REPERE STATIONNAIRE [A3]	94
A.3.	TRANSFORMATION DIPHASEE/ DIPHASEE (MODELE DE PARK).....	98
	ANNEXE B	102
	MODELISATION DES ELEMENTS DE LA CHAINE DE TRACTION	102
	B.1. PRE-DIMENSIONNEMENT PAR SIMULATION	102
B.2	MODELE DYNAMIQUE DU VEHICULE	102
	B.2.1. Pertes de friction aérodynamiques	103
	B.2.2. Pertes de friction par roulement[B2]	104
	B.2.3. Force motrice en montée	104
	B.2.4. Forces d'accélération	104
B.3.	COUPLAGE ENTRE LES DEUX MODELES MECANIQUE ET ELECTRIQUE	105
	BIBLIOGRAPHIE	109

Liste des figures

Figure 1.1 : Consommation énergétiques mondiales [5].....	6
Figure 1.2 : Principe des gaz à effet de serre.....	7
Figure 1.3 : Impacts environnementaux liés aux changements climatiques [9].....	7
Figure 1.4 : Electroboat [14]	8
Figure 1.5 : La jamais contente [14].....	8
Figure 1.6 : Ventes mondiales des véhicules électriques [15].....	9
Figure 1.7 : Éléments constituant un véhicule électrique [16]	10
Figure 2.1 : Objectif de la commande	15
Figure 2.2: Méthodologie de conception du contrôle.....	19
Figure 2.3 : Schéma global du système proposé.	23
Figure 2.4 : Suivi de la vitesse	25
Figure 2.5 : L'erreur de vitesse.....	25
Figure 2.6 : L'évolution du couple résistant (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em}).....	25
Figure 2.7 Les composantes des axes i_d et i_q	26
Figure 2.8 : L'évolution du courant d'induit (i_a).	26
Figure 2.9 : Vitesse avec un couple de charge de 1 Nm à $t \in [2, 7]$ s, et pour chaque simulation, variations à $t \in [5, 7]$ s, +20% de R_s , +20% du flux et +5% du coefficient de frottement visqueux (f).....	27
Figure 2.10 : Erreurs de suivi de vitesse avec un couple de charge de 1 Nm à $t \in [2, 7]$ s, et pour chaque simulation, variations à $t \in [5, 7]$ s, +20% de R_s , +20% du flux et +5% du coefficient de frottement visqueux (f).....	28
Figure 2.11 : L'évolution du couple de charge (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em}) avec le NGPC classique et le RNGPC proposé.....	28
Figure 2.12 : Les composantes courants des axes i_d et i_q	29
Figure 2.13 : La comparaison quantitative selon la métrique ITAE	30
Figure 2.14 : La comparaison quantitative selon la métrique ISE.....	31
Figure 3.1 : Schéma global de la nouvelle stratégie proposée HSMC-RNGPC.....	34
Figure 3.2 : Suivi de la vitesse.	44
Figure 3.3 : L'erreur de vitesse.	44
Figure 3.4 : L'évolution du couple résistif (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em})	44
Figure 3.5 : Les composants de l'axe i_d et i_q (i_a).	45
Figure 3.6 : L'évolution du courant d'induit (i_a).	45
Figure 3.7 : Réponse de vitesse pour un couple de charge de 1 Nm à $t \in [2, 7]$ s, et une variation à $t \in [5, 7]$ s, +20% de R_s , +20% du flux et +5% du coefficient de friction visqueuse (f) pour chaque simulation.	46
Figure 3.8 : Erreur de vitesse avec RNGPC et le contrôle proposé.....	47
Figure 3.9 : L'évolution du couple de charge (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em}) avec RNGPC et le contrôle proposé.....	48
Figure 3.10 : Les composants des axes i_d et i_q	48
Figure 3.11 : La comparaison quantitative pour le critère ITAE (erreur absolue pondérée par le temps).....	49
Figure 3.12 : La comparaison quantitative pour le critère (erreur carrée intégrale).....	50

Figure 3.13 : Résultats des tests en temps réel avec OPAL-RT	51
Figure 3.14 : Test en temps réel de la vitesse MSAP	52
Figure 3.15 : Réponse en temps réel du courant direct.	52
Figure 3.16 : Réponse en temps réel du couple MSAP.	52
Figure 4.1: Schéma de configuration générale du scénario de stratégie de commande proposé.	56
Figure 4.2 : Le contrôleur concret prédictif non linéaire et par backstepping.....	62
Figure 4.3 : Réponse de la vitesse	63
Figure 4.4 : Erreur de vitesse	63
Figure 4.5 : Forme d'onde électromagnétique (a : Proposée) (b : RNGPC)	64
Figure 4.6 : La forme d'onde de T_{em} et le couple de charge i_a	64
Figure 4.7 : Les formes d'onde du courant	64
Figure 4.8 : Réponses du PMSM pour un pas de vitesse de référence = 80 rad/s avec des variations de + 100 % de R_s pour $t \in [1.5 \ 2.5]$ s, -20% de φf pour $t \in [2 \ 2.5]$ s et un couple de charge de 22 Nm pour $t \in [0.6 \ 2.5]$ s.	65
Figure 4.9 : Réponses du PMSM pour une consigne de vitesse de 120 rad/s avec des variations de +50 % du moment d'inertie J pour $t \in [4 \ 6]$ s, +20% du coefficient de friction visqueuse f pour $t \in [5 \ 6]$ s et un couple de charge de 22 Nm pour 22 N m pour $t \in [1 \ 6]$ s.	66
Figure 4.10 :La comparaison quantitative pour le critère ITAE.....	67
Figure 4.11 : La comparaison quantitative pour le critère ISE.....	67
Figure 4.12 : Réponse expérimentale de la vitesse.....	68
Figure 4.13 : Réponse expérimentale au couple.....	68
Figure 4.14 : Réponse expérimentale du courant direct.	68
Figure 5.1 : Schéma général du système proposé.....	74
Figure 5.2 : Diagramme de configuration générale du scénario de contrôle proposé.....	75
Figure 5.3 : Réponse de la vitesse	81
Figure 5.4 : Erreur de vitesse.....	81
Figure 5.5 : La forme du couple électromagnétique et du couple résistive (a) et l'estimation du couple de charge avec BRAC (b).....	81
Figure 5.6 : Réponse de la vitesse.	83
Figure 5.7 : Erreur de vitesse.....	83
Figure 5.8 : La forme du couple électromagnétique et du couple résistive.....	83
Figure 5.9 : Comparaison quantitative pour le métrique ISE.....	84
Figure A.0.1 : Les différentes représentations des référentielle abc- dq.....	89

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Comparaison des quatre moteurs [17].....	10
Tableau 2.1 : Paramètres du système.....	31
Tableau 4.1 : Paramètres du système.....	69
Tableau 5.1: Paramètres de la MSAP et du VE.....	80
Tableau A. 0.1 : Transformation directe et indirecte de Concordia et Clarke de $(abc) \Leftrightarrow(\alpha, \beta)$	95
Tableau A.2 : Modèle du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère (d, q).....	101

Liste des Notations

Variables Générales

Notation	Signification
v_d, v_q	Tensions statoriques dans le référentiel dq
i_d, i_q	Courants statoriques dans le référentiel dq
w_r	Vitesse mécanique du rotor (rad/s)
θ	Position du rotor (rad)
T_{em}	Couple électromagnétique (Nm)
C_r	Couple de charge (Nm)
J	Moment d'inertie du rotor (kg.m ²)
f	Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad)
R_s	Résistance statorique (Ω)
L_d, L_q	Inductances statoriques sur les axes d et q (H)
φ_f	Flux magnétique des aimants permanents (Wb)
p	Nombre de paires de pôles
P	Puissance (W)
F_d, F_q, F_w	Perturbations externes (variations paramétriques, couple de charge)

Variables Spécifiques aux Contrôleurs

Notation	Signification
T_r	Temps de prédiction (s)
e	Erreur de suivi
k_p, K_i, K_d	Gains proportionnel, intégral et dérivé
a_1, a_2	Gains du contrôleur HSMC
Z_i	Coefficients de la fonction de coût du RNGPC
M_i	Intégrale double de l'erreur de sortie

Variables du Véhicule Électrique

Notation	Signification
M	Masse du véhicule (kg)
g	Accélération gravitationnelle (m/s ²)
A_f	Surface frontale du véhicule (m ²)
C_r	Coefficient de traînée aérodynamique
R	Rayon de la roue (m)
n	Rapport de réduction de vitesse
ρ_a	Densité de l'air (kg/m ³)
J_w	Moment d'inertie de la roue (kg.m ²)
J_e	Moment d'inertie de véhicule (kg.m ²)
F_a	Force aérodynamique (N)
F_r	Force de résistance au roulement (N)
F_g	Force due à la gravité (N)
ϑ	Angle d'inclinaison de la route (rad)

Fonctions et Opérateurs

Notation	Signification
$L_f h(x)$	Dérivée de Lie de $h(x)$ par rapport à $f(x)$
∇	Opérateur gradient
τ	Horizon de prédiction (s)
ρ	Degré relatif du système

Liste des Acronymes

Acronyme	Signification
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
VE	Véhicule Électrique
RNGPC	Contrôle Prédicatif Généralisé Non Linéaire Robuste
HSMC	Contrôle par Mode Glissant d'Ordre Supérieur
NGPC	Contrôle Prédicatif Généralisé Non Linéaire
MPC	Contrôle Prédicatif Modèle (Model Predictive Control)
SMC	Contrôle par Mode Glissant (Sliding Mode Control)
FOC	Contrôle Orienté Flux (Field-Oriented Control)
PI	Proportionnel-Intégral (régulateur)
PID	Proportionnel-Intégral-Dérivé (régulateur)
DSP	Processeur de Signal Numérique (Digital Signal Processor)
ITAE	Erreur Absolue Pondérée par le Temps Intégral (Integral Time Absolute Error)
ISE	Erreur Quadratique Intégrale (Integral Squared Error)
HIL	Hardware-in-the-Loop (Simulation matérielle en boucle)
CFD	Computational Fluid Dynamics (Dynamique des fluides numérique)
PWM	Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation)
ANFIS	Système d'Inférence Neuro-Flou Adaptatif (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System)
FCS-MPC	Contrôle Prédicatif à Ensemble de Commandes Finies (Finite Control Set MPC)
CT-MPC	Contrôle Prédicatif en Temps Continu (Continuous-Time MPC)

Introduction générale

Contexte et Motivations

La transition vers une mobilité durable est l'un des défis majeurs du XXI^e siècle. Face à l'épuisement des ressources fossiles, à la hausse des prix de l'énergie et aux préoccupations croissantes concernant l'impact environnemental des émissions de gaz à effet de serre, les véhicules électriques (VE) émergent comme une solution prometteuse pour réduire la dépendance aux carburants fossiles et diminuer les émissions polluantes. Les véhicules électriques, propulsés par des moteurs électriques, offrent une alternative propre et efficace aux véhicules à combustion interne, tout en contribuant à la réduction des émissions de CO₂ et à l'amélioration de la qualité de l'air dans les zones urbaines.

Cependant, le développement et l'adoption massive des véhicules électriques nécessitent des avancées technologiques significatives, notamment dans le domaine des systèmes de propulsion électrique. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont largement utilisées dans l'entraînement des véhicules électriques en raison de leur haute efficacité, de leur densité de puissance élevée et de leur réponse dynamique rapide. Néanmoins, le contrôle de ces machines présente des défis importants, notamment en ce qui concerne la gestion des non-linéarités, la robustesse face aux perturbations externes et la précision du suivi de consigne.

Problématique

Le contrôle des MSAP utilisées dans l'entraînement des véhicules électriques est un domaine complexe qui nécessite des approches innovantes pour garantir des performances optimales. Les défis principaux incluent :

1. **Non-linéarités du système** : Les MSAP présentent des caractéristiques non linéaires qui compliquent la conception des contrôleurs traditionnels.
2. **Perturbations externes** : Les variations du couple de charge, les changements de paramètres et les incertitudes du modèle peuvent affecter la stabilité et les performances du système.
3. **Précision et robustesse** : Il est essentiel de garantir un suivi précis de la vitesse et une robustesse face aux perturbations pour assurer une conduite fluide et efficace.

Ces défis posent la question suivante :

Comment concevoir une stratégie de commande non linéaire robuste permettant d'assurer un contrôle précis et stable des MSAP, tout en garantissant une forte résistance aux perturbations et aux incertitudes du système ?

Pour répondre à cette problématique, plusieurs approches de commande avancées ont été explorées, notamment le contrôle prédictif, le contrôle par mode glissant et le contrôle par backstepping. Ces techniques offrent des solutions efficaces pour gérer les non-linéarités et améliorer la robustesse du système de propulsion électrique.

Objectifs de la Thèse

L'objectif principal de cette thèse est de développer et de valider des stratégies de contrôle non linéaires robustes pour la commande de vitesse des MSAP dans les véhicules électriques. Les objectifs spécifiques incluent :

1. **Conception de contrôleurs non linéaires** : Développer des contrôleurs basés sur des techniques avancées telles que le contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC), le contrôle backstepping (BRAC) ainsi que le contrôle par mode glissant (SMC), et améliorer ces stratégies en proposant d'autres alternatives de contrôle
2. **Validation par simulation et expérimentation** : Tester les performances des contrôleurs proposés dans des conditions variées, incluant des perturbations externes et des variations paramétriques.
3. **Amélioration de la robustesse et de la précision** : Garantir un suivi précis de la vitesse et une robustesse accrue face aux perturbations.
4. **Application aux véhicules électriques** : Adapter et valider les contrôleurs pour une utilisation dans des systèmes de propulsion de véhicules électriques.

Structure de la Thèse

Cette thèse est organisée en cinq chapitres, chacun abordant un aspect spécifique du contrôle des MSAP et de leur application aux véhicules électriques :

- **Chapitre 1 : Revue de la littérature** : Présente un état de l'art des techniques de contrôle pour les MSAP et les véhicules électriques, en mettant l'accent sur les défis et les solutions existantes.
- **Chapitre 2 : Commande non linéaire multivariable de MSAP** : Détaille la conception et la validation d'un contrôleur prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) pour la commande de vitesse des MSAP.

- **Chapitre 3 : Commande par mode glissant d'ordre supérieur** : Explore l'utilisation du contrôle par mode glissant d'ordre supérieur (HSMC) pour améliorer la robustesse et réduire le phénomène de "chattering".
- **Chapitre 4 : Commande prédictive de modèle robuste améliorée** : Présente une approche hybride combinant le contrôle prédictif et le contrôle par backstepping pour la commande de vitesse des MSAP.
- **Chapitre 5 : Application aux véhicules électriques** : Applique et valide les contrôleurs développés pour la commande de vitesse d'un véhicule électrique propulsé par une MSAP.
- **Conclusion générale et perspectives** : Résume les contributions de la thèse et propose des pistes de recherche futures.

Contributions de la Thèse

Les principales contributions de cette thèse sont les suivantes :

1. **Développement de contrôleurs non linéaires robustes** : Conception et validation de contrôleurs basés sur des techniques avancées telles que le RNGPC et le RNGPC-BRAC.
2. **Amélioration des performances** : Démonstration de la supériorité des contrôleurs proposés en termes de précision, de robustesse et d'efficacité énergétique.
3. **Validation expérimentale** : Mise en œuvre et test des contrôleurs sur des systèmes réels, confirmant leur applicabilité dans des conditions pratiques.
4. **Application aux véhicules électriques** : Adaptation des contrôleurs pour une utilisation dans des systèmes de propulsion de véhicules électriques, ouvrant la voie à des applications industrielles.
5. **Communications internationales**
 - Ouari Kamel, Kasri Amel, Hafidh Djouadi. (2022). Robust Predictive-DTC control of dual-star induction Machine Based Wind Energy Converter.
 - Ouari Kamel, Hafidh Djouadi. (2022). Linear Predictive Control of DFIG-Based Wind Energy Conversion Systems.
6. **Publications dans des revues internationales**
 - Hafidh, Djouadi & Ouari, Kamel & Belkhier, Youcef & Hocine, Lehouche & Ibaouene, Cylia & Bajaj, Mohit & Aboras, Kareem & Khan, Baseem & Kamel, Salah. (2023). Nonlinear Multivariable Permanent Magnet Synchronous Machine Control: A Robust Nonlinear Generalized Predictive Controller Approach. IET Control Theory and Applications. 10.1049/cth2.12509.

- Ouari, Kamel & Belkhier, Youcef & Hafidh, Djouadi & Kasri, Amel & Bajaj, Mohit & Alsharif, Mohammad & Elattar, Ehab & Kamel, Salah. (2022). Improved Nonlinear Generalized Model Predictive Control for Robustness and Power Enhancement of DFIG-Based Wind Energy Converter. *Frontiers in Energy Research*. 10.3389/fenrg.2022.996206.
- Hafidh, Djouadi & Ouari, Kamel & Belkhier, Youcef & Hocine, Lehouche & Bajaj, Mohit & Blazek, Vojtech. (2024). Improved Robust Model Predictive Control for PMSM using Backstepping Control and Incorporating Integral Action with Experimental Validation. *Results in Engineering*. 10.1016/j.rineng.2024.102416.
- Hafidh, Djouadi & Ouari, Kamel & Belkhier, Youcef & Hocine, Lehouche. (2024). Real-Time HIL Simulation of Nonlinear Generalized Model Predictive-Based High Order SMC for Permanent Magnet Synchronous Machine Drive. *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 10.1155/2024/5536555.

En conclusion, cette thèse contribue à l'avancement des connaissances dans le domaine du contrôle des MSAP et des véhicules électriques, offrant des solutions innovantes pour relever les défis actuels et futurs de la mobilité durable.

Chapitre 1 Revue de la littérature

1. Introduction

Les véhicules conventionnels, principalement alimentés par des carburants fossiles, dominent encore le parc automobile mondial. Cependant, la crise énergétique liée à la pénurie de pétrole et les préoccupations environnementales croissantes ont mis en lumière les limites de ces véhicules. La flambée des prix du carburant et les émissions de gaz à effet de serre (GES) posent des défis majeurs, tant économiques qu'écologiques. Ces émissions contribuent au réchauffement climatique, rendant difficile le respect des réglementations environnementales de plus en plus strictes.

L'industrie des transports, pilier de l'économie mondiale, a un impact significatif sur la vie quotidienne, l'environnement et les émissions mondiales de GES. Depuis le début du XXe siècle, le transport moderne a transformé les sociétés, mais il est également devenu l'un des principaux consommateurs de pétrole, dépassant toutes les autres industries en termes de consommation énergétique depuis 1998. Face à l'épuisement des ressources fossiles, au réchauffement climatique et à la demande énergétique croissante, le développement de sources d'énergie propres et renouvelables est devenu une nécessité impérieuse [1].

Dans ce contexte, les constructeurs automobiles et les chercheurs s'efforcent de rendre les véhicules conventionnels plus écologiques en intégrant des technologies innovantes. Ces avancées ont permis une réduction significative des émissions de polluants tels que le SO₂, le CO et les hydrocarbures (HC), répondant ainsi aux normes environnementales les plus récentes [2].

Le véhicule électrique (VE) est considéré comme l'aboutissement des véhicules avancés. Il apparaît comme une solution transitionnelle viable, permettant une transition progressive des véhicules conventionnels vers des alternatives plus propres. Cette transition repose sur des avancées majeures dans trois domaines clés : la commande de la chaîne de traction, le stockage de l'énergie électrique et la gestion optimisée de l'énergie [3].

Ce chapitre présente d'abord le contexte énergétique et environnemental mondial, suivi d'un aperçu historique des véhicules électriques. Ensuite, il explore les contributions des VE, ainsi que leurs composants clés. Les différentes configurations des VE en fonction de la source d'énergie et du système de propulsion sont décrites. Enfin, une synthèse des travaux récents sur la commande de la chaîne de traction et l'optimisation énergétique des véhicules est proposée.

1.2. Contexte et aspects environnementaux

Le réchauffement climatique est l'un des défis les plus pressants du XXI^e siècle. L'utilisation massive des véhicules à combustion interne est l'une des principales causes de cette crise. Bien que ces véhicules aient stimulé la croissance économique au XX^e siècle, ils ont également entraîné une augmentation alarmante des émissions de dioxyde de carbone (CO₂), mettant en péril l'équilibre climatique de la planète. Face à ces enjeux, l'exploration de solutions innovantes dans le domaine des transports est devenue une priorité.

1.2.1. Défis énergétiques

La demande mondiale en énergie ne cesse de croître, portée par le développement économique et démographique, en particulier dans les pays émergents comme la Chine et l'Inde. Les sources d'énergie primaires non renouvelables, telles que le pétrole, le charbon et le gaz naturel, représentent plus de 80 % de l'approvisionnement énergétique mondial [4]. Cette dépendance aux énergies fossiles soulève des questions de durabilité, tant sur le plan environnemental qu'économique. Le concept de "pic pétrolier" (oil peak), marqué par un déclin inévitable de la production mondiale de pétrole, suscite des inquiétudes quant à la stabilité géopolitique et économique future [5]. La Figure 1.1 illustre la croissance de la consommation mondiale d'énergie primaire jusqu'en 2023.

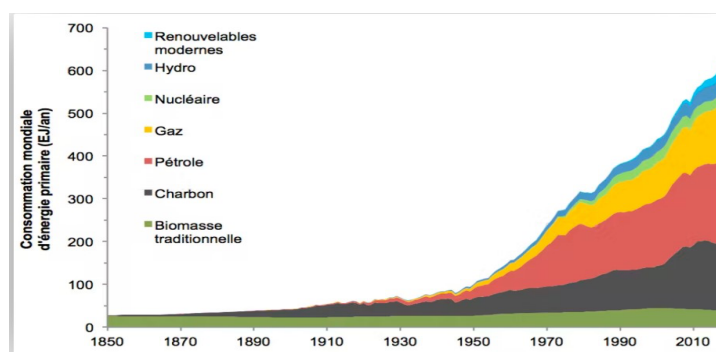


Figure 1.1 : Consommation énergétiques mondiales [5]

1.2.2. Émissions de CO₂ et changement climatique

La COP21, tenue à Paris en 2015, a marqué un tournant dans la lutte contre le changement climatique. Cent quatre-vingt-quinze pays se sont engagés à réduire leurs émissions de GES, avec pour objectif de limiter le réchauffement climatique à moins de 2 °C par rapport aux niveaux préindustriels. Le Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC) a souligné l'impact des émissions de CO₂, de méthane et d'autres GES sur l'augmentation de la température mondiale, entraînant des perturbations climatiques majeures [6].

Le CO₂, principalement émis par les activités humaines depuis la révolution industrielle, représente entre 9 % et 26 % des effets de serre [7]. Sans une réduction drastique des émissions, les conséquences seront désastreuses : désertification, inondations, élévation du niveau de la mer, acidification des océans, et perte de biodiversité [8].

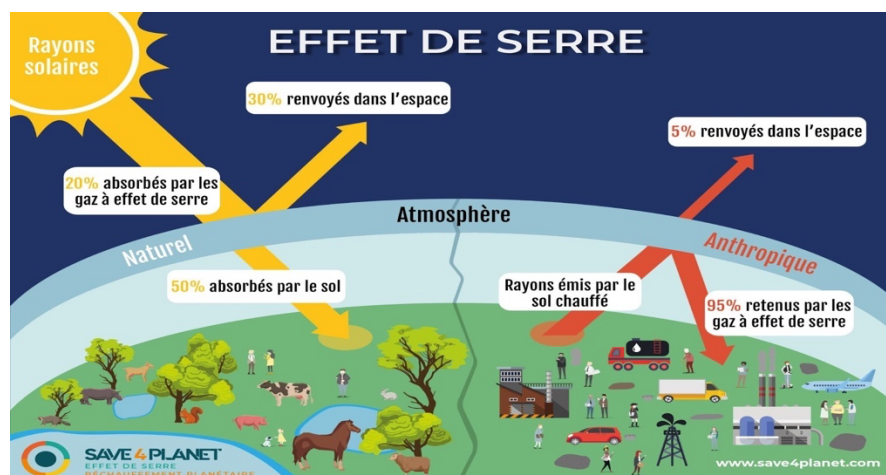


Figure 1.2 : Principe des gaz à effet de serre



Figure 1.3 : Impacts environnementaux liés aux changements climatiques [9]

Pour traiter la première source d'émissions, il est impératif de remplacer les centrales électriques au charbon par des centrales nucléaires et/ou des sources d'énergie renouvelable telles que le solaire, l'éolien et l'hydraulique. De manière tout aussi cruciale, l'élimination des moteurs à combustion interne des automobiles est identifiée comme l'un des moyens les plus prometteurs pour atténuer le réchauffement climatique [7].

1.2.3. Problèmes liés aux véhicules à combustion

Les moteurs à combustion interne, bien qu'améliorés au fil des décennies, présentent une efficacité énergétique médiocre, généralement comprise entre 17 % et 20 %. Cette inefficacité entraîne une perte considérable d'énergie et contribue à environ 23 % des émissions mondiales de CO₂ [10]. Les véhicules à combustion sont également responsables de la pollution de l'air dans les zones urbaines, affectant la santé publique.

1.2.4. Solutions possibles

Deux types de solutions sont envisagées pour réduire l'impact environnemental des transports : les solutions collectives (autopartage, covoiturage) et les solutions individuelles (amélioration des moteurs thermiques, réduction de la masse des véhicules, utilisation de biocarburants). Cependant, ces mesures atteindront leurs limites, et l'avenir des transports individuels repose sur des avancées technologiques majeures, notamment les véhicules électriques et à pile à combustible. [11].

1.3. Histoire des véhicules électriques

Les véhicules électriques ne sont pas une invention récente. Dès 1834, Thomas Davenport a construit le premier véhicule électrique, suivi par des innovations majeures comme la batterie rechargeable de G. Plante en 1859 et le moteur électrique de Gramme en 1869. Malgré ces avancées, les véhicules électriques ont été éclipsés par les véhicules à essence au début du XXe siècle en raison de leur coût élevé et de leur autonomie limitée. Cependant, les préoccupations environnementales des années 1960 et 1980 ont relancé l'intérêt pour les VE, conduisant à des progrès technologiques significatifs dans les batteries et l'électronique de puissance [12].



Figure 1.4 : Electroboat [14]



Figure 1.5 : La jamais contente [14]

Dans le domaine du développement des véhicules électriques, la technologie des batteries a été identifiée comme une limitation majeure, entravant le marché des véhicules électriques malgré d'importants investissements dans la recherche pour améliorer leurs performances, des progrès qui

restent limités [13]. Les performances des batteries électriques restent en deçà des besoins, en particulier en termes de capacité de stockage d'énergie par unité de poids et de volume. Cette limitation restreint l'utilisation des véhicules électriques à des applications spécifiques telles que les aéroports, les gares rail-route, les services postaux, les terrains de golf, etc. L'industrie automobile, considérant les véhicules électriques comme l'avenir et une solution potentielle pour réduire les émissions de gaz à effet de serre, a joué un rôle crucial dans la recherche. Aujourd'hui, tous les grands constructeurs produisent des véhicules électriques, certains étant disponibles à la vente ou dans des lieux publics. De nombreux prototypes, tels que la Audi e-tron, la BMW i3, la Honda Urban EV, et la Mercedes EQC etc., à pile à combustible à hydrogène et à batterie, sont actuellement disponibles. Ces véhicules électriques intègrent des moteurs à induction et des moteurs synchrones à aimant permanent.

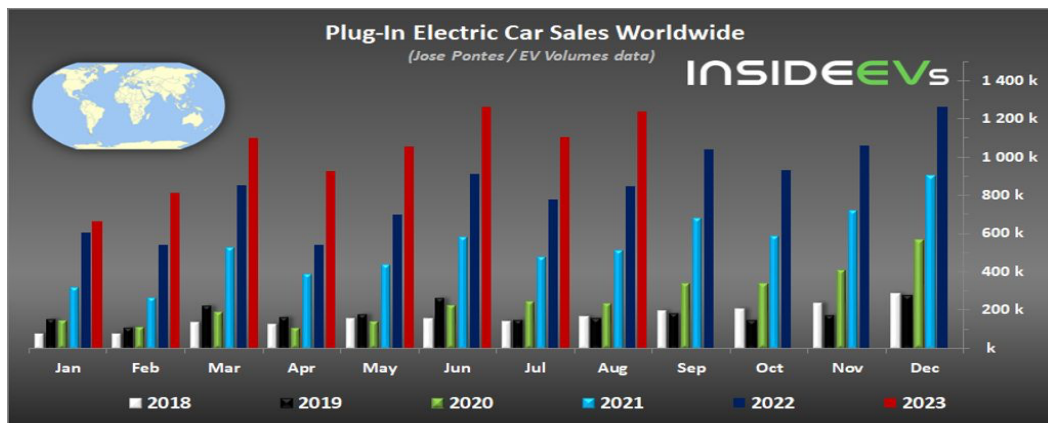


Figure 1.6 : Ventés mondiales des véhicules électriques [15]

1.4. Chaîne de traction des véhicules électriques

La chaîne de traction des VE se distingue par son utilisation de batteries pour le stockage de l'énergie, d'un moteur électrique pour la conversion en énergie mécanique, et d'un onduleur pour la conversion du courant continu en courant alternatif. Cette configuration permet une récupération d'énergie lors du freinage, améliorant l'efficacité énergétique globale.

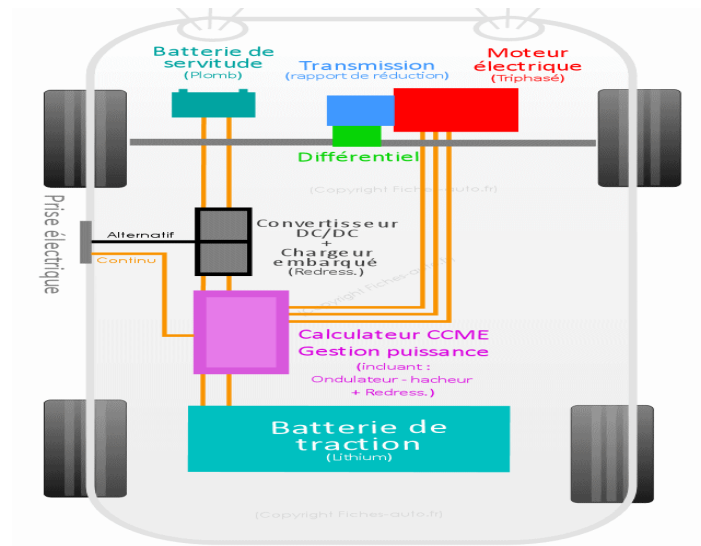


Figure 1.7 : Éléments constituant un véhicule électrique [16]

1.5. Évaluation des moteurs de traction des véhicules électriques

Le tableau 1.1 compare les différents types de moteurs utilisés dans les VE.

Tableau 1.1 : Comparaison des quatre moteurs [17]

Critère	MSAP	MCC	MRV	MI
Efficacité	Très élevée	Moyenne	Variable	Élevée
Poids	Léger	Léger	Léger	Plus lourd
Coût	Élevée	Faible	Élevée	Moyenne
Contrôle de vitesse	Complexité électronique élevée	Facile à contrôler	Facile à contrôler	Peut-être complexe

Le terme "variable" dans le tableau indique que ces caractéristiques dépendent largement de la mise en œuvre spécifique et des technologies embarquées.

L'analyse du tableau suggère que les entraînements à base de MCC demeurent privilégiés dans les VE en raison de leur coût relativement bas et de la facilité de contrôle. Cependant, en tenant compte du poids, de l'efficacité, du coût et du contrôle de vitesse comme les quatre facteurs déterminants pour le choix des moteurs d'entraînement pour les véhicules électriques, il est évident que les entraînements utilisant des MSAP se positionnent comme la meilleure option globale.

Le MSAP se distingue particulièrement par une efficacité très élevée, un poids léger et une complexité électronique plus élevée pour le contrôle de vitesse. Les aimants permanents fournissent un champ magnétique constant, améliorant l'efficacité globale du moteur [17]. Bien que le coût initial du MSAP soit élevé en raison de l'utilisation d'aimants permanents, les avantages tels que la longévité accrue, la maintenance réduite et la performance optimale en font un choix prometteur pour l'entraînement des VE. La légèreté du moteur contribue à la réduction du poids global du véhicule, améliorant ainsi l'efficacité énergétique et l'autonomie.

Dans une perspective à long terme, les caractéristiques du MSAP, combinées aux avancées technologiques continues, justifient son statut de choix optimal pour les véhicules électriques, offrant une solution efficace et durable malgré le coût initial plus élevé.

1.6. Recherche réalisée sur les véhicules électriques

Le domaine des véhicules électriques (VE) connaît une croissance exponentielle, porté par des avancées technologiques majeures et une demande croissante pour des solutions de mobilité durable. Cependant, malgré les progrès substantiels réalisés dans le développement des VE, des défis critiques persistent, notamment en ce qui concerne l'autonomie des batteries, la gestion de l'énergie, et le contrôle des systèmes de propulsion électrique. Ces enjeux continuent de stimuler une recherche intense et multidisciplinaire, visant à optimiser les performances, la fiabilité et l'efficacité des VE.

Le mécanisme de propulsion des VE repose principalement sur des moteurs électriques, parmi lesquels la MSAP s'est imposée comme une solution de premier plan. Cependant, la complexité inhérente à la commande de ces machines, due à leurs non-linéarités, aux perturbations externes (variations de charge, conditions environnementales), et aux incertitudes paramétriques, reste un défi majeur.

1.6.1. Limites des méthodes de contrôle traditionnelles

Les stratégies de contrôle linéaire, telles que les régulateurs Proportionnels-Intégraux (PI), ont été largement utilisées dans les systèmes basés sur la MSAP en raison de leur simplicité de mise en œuvre. Cependant, ces méthodes présentent des limitations significatives :

- Elles ne parviennent pas à gérer efficacement les non-linéarités du système.
- Elles sont sensibles aux perturbations externes et aux variations paramétriques, ce qui dégrade leurs performances dans des conditions réelles.
- Leur capacité à garantir une précision de suivi et une robustesse est limitée, en particulier dans des scénarios dynamiques comme le freinage antiblocage ou les variations brusques de charge.

1.6.2. *Avancées récentes dans le contrôle des MSAP*

Avec l'évolution des processeurs de signaux numériques (DSP) et des technologies d'électronique de puissance, de nouvelles méthodes de contrôle non linéaire ont émergé, offrant des solutions plus adaptées aux défis des MSAP. Parmi ces approches innovantes, on peut citer :

1. **Contrôle Adaptatif** : Capable de s'ajuster aux variations paramétriques en temps réel [18].
2. **Contrôle Robuste** : Conçu pour résister aux perturbations externes, il garantit des performances stables même dans des conditions incertaines [19].
3. **Contrôle par Mode Glissant (SMC)** : Cette technique, connue pour sa robustesse face aux perturbations, a été améliorée pour réduire le phénomène de chattering (oscillations haute fréquence) [20, 21].
4. **Contrôle Prédicatif Modèle (MPC)** : En anticipant les comportements futurs du système, le MPC permet une gestion optimale de l'énergie et une réponse dynamique rapide [22].
5. **Contrôle Flou et Réseaux Neuronaux** : Ces approches, basées sur l'intelligence artificielle, offrent une adaptabilité accrue et une meilleure gestion des incertitudes [23, 24, 25, 26].

1.6.3. *Travaux récents et défis actuels*

Plusieurs études récentes ont exploré des solutions innovantes pour améliorer le contrôle des MSAP dans les VE :

- **Intégration du contrôle orienté flux (FOC) avec la dynamique du véhicule** : Des chercheurs ont proposé des méthodes combinant le FOC avec des systèmes de freinage hydraulique pour améliorer la stabilité et la sécurité lors du freinage antiblocage [27].
- **Contrôle prédictif appliqué aux navires électriques** : Le MPC a été utilisé pour optimiser la gestion de l'énergie en anticipant les variations de couple de charge, démontrant son efficacité dans des applications maritimes [28].
- **Hybridation des méthodes de contrôle** : Des approches combinant le contrôle PI avec des techniques floues ou neuronales ont été développées pour améliorer la précision et l'adaptabilité des régulateurs de vitesse [29, 30].
- **Linéarisation entrée-sortie** : Cette méthode a été appliquée avec succès pour simplifier le modèle global du VE, intégrant à la fois la MSAP et la dynamique du véhicule, et offrant une réponse rapide et des performances élevées [31].
- **Contrôleurs ANFIS** : L'utilisation de systèmes d'inférence neuro-flous adaptatifs (ANFIS) a permis de tester la robustesse du contrôle de vitesse face aux paramètres incertains et aux perturbations externes [32].

1.6.4. Défis persistants et perspectives

Malgré ces avancées, plusieurs défis restent à relever :

1. Autonomie des batteries :

Malgré l'efficacité des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), l'autonomie limitée des batteries constitue encore un obstacle majeur à l'adoption à grande échelle des véhicules électriques.

2. Gestion de l'énergie : Optimiser la répartition de l'énergie entre la propulsion, les auxiliaires et la récupération d'énergie au freinage est un enjeu crucial.

3. Robustesse face aux perturbations : Les variations de charge, les conditions environnementales extrêmes et les défaillances potentielles nécessitent des contrôleurs encore plus robustes.

4. Intégration de l'intelligence artificielle : Bien que prometteuses, les techniques basées sur l'IA nécessitent des ressources de calcul importantes et une validation expérimentale approfondie.

1.7. Conclusion

Dans le contexte de promouvoir une mobilité plus propre et écologique dans les environnements urbains fortement urbanisés, l'adoption de véhicules électriques est reconnue comme l'une des solutions majeures. Malgré les progrès significatifs dans la recherche sur les véhicules électriques, en particulier en ce qui concerne les sources d'énergie comme les batteries, la gestion de l'énergie, et le contrôle des systèmes de propulsion électrique, ces véhicules demeurent confrontés à des défis cruciaux.

Cette dynamique énergétique et environnementale mondiale est intrinsèquement liée à la dépendance historique envers les ressources d'énergie fossile pour le transport. Une brève rétrospective du développement des véhicules électriques est également présentée, suivie d'une perspective globale sur les systèmes embarqués à bord des véhicules électriques, y compris les configurations principales.

L'objectif principal de cette thèse se concentre sur le contrôle des systèmes de propulsion électrique, une composante essentielle pour optimiser les performances et l'efficacité des VE. Le chapitre suivant détaillera l'une des méthodes de contrôle développées dans le cadre de cette thèse, proposée comme solution innovante pour le contrôle des motorisations électriques.

Chapitre 2 Commande non-linéaire multivariable de machine synchrone à aimants permanents : Une approche robuste de contrôleur prédictif généralisé non-linéaire.

2.1. Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont largement utilisées dans les véhicules électriques (VE) en raison de leur efficacité élevée, de leur densité de puissance et de leur réponse dynamique rapide. Cependant, le contrôle de ces machines présente des défis importants, notamment en raison de leurs non-linéarités, des perturbations externes (comme les variations du couple de charge) et des incertitudes paramétriques. Pour relever ces défis, plusieurs techniques de contrôle non linéaire ont été développées, telles que le contrôle par retour d'état non linéaire [33], le contrôle adaptatif [34], le mode glissant [35], le backstepping [36], le contrôle basé sur la passivité [37] et la logique floue [38]. Parmi ces techniques, le contrôle prédictif basé sur modèle (MPC) se distingue par sa capacité à gérer efficacement les contraintes et les non-linéarités du système [39].

Deux approches principales du MPC sont utilisées pour les machines tournantes : le MPC à ensemble de commandes finies (FCS-MPC) et le MPC en temps continu (CT-MPC). Le FCS-MPC, bien que largement utilisé pour contrôler le couple, le courant et le flux des MSAP [40], présente des limitations en termes de complexité computationnelle et de robustesse face aux variations de paramètres [41], [42]. En revanche, le CT-MPC, basé sur la minimisation d'une fonction de coût, offre une solution analytique pour le contrôle des systèmes non linéaires, réduisant ainsi la charge de calcul tout en garantissant des performances satisfaisantes [43]. Cependant, des défis subsistent, notamment en ce qui concerne l'observation des perturbations externes, telles que les ondulations mécaniques, qui ne peuvent pas être facilement mesurées ou estimées [44], [45].

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche de contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) pour les MSAP. Cette méthode repose sur l'optimisation d'une nouvelle fonction de coût intégrant une action intégrale, ce qui améliore le rejet des perturbations sans nécessiter un observateur de perturbations. Les contributions attendues de ce travail sont les suivantes :

1. **Robustesse améliorée** : Le contrôleur proposé devrait garantir des performances de suivi de consigne robustes face aux perturbations externes (variations du couple de charge) et aux incertitudes paramétriques.
2. **Simplicité de mise en œuvre** : Il devrait permettre d'éliminer les effets des perturbations sans nécessiter un observateur, ce qui simplifierait sa mise en œuvre.
3. **Stabilité garantie** : Il est attendu qu'il assure la stabilité du système en boucle fermée.

2.2. Principe de la commande prédictive

La commande prédictive est une approche avancée du contrôle permettant de piloter des systèmes complexes, en particulier ceux à entrées et sorties multiples, où les régulateurs classiques, tels que le PI, montrent leurs limites. Son principe repose sur l'utilisation d'un modèle dynamique du procédé pour anticiper son comportement futur et déterminer une séquence de commandes optimale. Cette méthode se distingue par son efficacité face aux systèmes présentant des retards importants, des dynamiques inverses ou soumis à des perturbations multiples. Elle s'inscrit dans la famille des techniques de commande à modèle interne.

La commande prédictive ajuste en temps réel la meilleure action à appliquer au processus en tenant compte de la référence souhaitée, de l'état actuel du système et d'une estimation de son évolution future à l'aide d'un modèle prédictif. Cette capacité d'anticipation, qui peut également être étendue aux perturbations connues, confère au système contrôlé une grande réactivité et robustesse.

D'une manière générale, l'algorithme de la commande prédictive à modèle interne suit un cycle récurrent à chaque instant d'échantillonnage, comme illustré par la figure 2.1 :

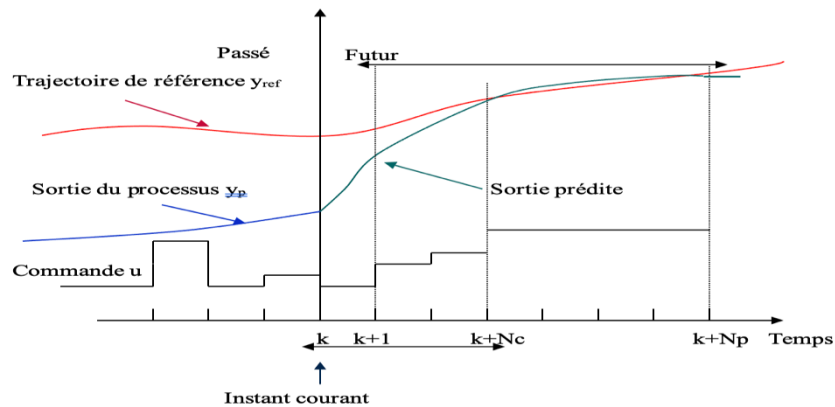


Figure 2.1 : Objectif de la commande

1. **Prédiction des sorties** : Utilisation du modèle interne pour prédire les sorties futures du procédé sur l'horizon de prédiction N_p .
2. **Calcul de la trajectoire de référence** : Définition de la trajectoire de référence $y_{ref}(k)$ que la sortie du procédé doit suivre.
3. **Optimisation** : Calcul de la séquence de commandes futures $u(k)$ qui minimise le critère d'optimisation sur l'horizon de commande N_c .
4. **Application de la commande** : Seul le premier élément de la séquence de commandes calculée est appliqué au procédé. Les étapes sont répétées à chaque instant d'échantillonnage, suivant le principe de l'horizon fuyant.

2.3. Description du MSAP

Le modèle mathématique du MSAP est construit avec le référentiel dqO, tel que défini par (pour plus de détaille sur la modalisation voir Annexe A):

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p w_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p w_r L_d i_d + p w_r \phi_f \\ \frac{d}{dt} w_r = \frac{1}{J} (T_{em} - C_r - f w_r) \\ T_{em} = \frac{3p}{2} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \end{cases} \quad (2.1)$$

Où :

- R_s : Résistance statorique.
- L_d et L_q Inductances propres statoriques sur les axes d et q.
- ϕ_f : Flux magnétique des aimants permanents.
- p : Nombre de paires de pôles.
- J : Moment d'inertie des masses tournantes.
- C_r : Couple de charge.
- T_{em} : Couple électromagnétique.
- f : Coefficient de frottement visqueux.
- w_r : Vitesse mécanique du rotor.

Pour tenir compte des incertitudes paramétriques et des perturbations externes, les paramètres du système sont modélisés comme suit :

$$\begin{cases} R_s = R_{s0} + \Delta R_s \\ L_d = L_{d0} + \Delta L_d \\ L_q = L_{q0} + \Delta L_q \\ \phi_f = \phi_{f0} + \Delta \phi_f \\ J = J_0 + \Delta J \\ f = f_0 + \Delta f \end{cases} \quad (2.2)$$

Le modèle complet de la MSAP, incluant les perturbations, est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(v_d - R_s i_d + P w_r L_q i_q) - \frac{1}{L_d} F_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(v_q - R_s i_q - P w_r L_d i_d - P w_r \phi_f) - \frac{1}{L_q} F_q \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{3P}{2J}(\phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{f}{J} w_r - \frac{1}{J} F_w \end{cases} \quad (2.3)$$

Où les composantes F_d , F_q , et F_w représentent les perturbations dues aux variations paramétriques et au couple de charge. Elles sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_d = \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \Delta L_q P w_r i_q + \Delta R_s i_d \\ F_q = \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \Delta L_d P w_r i_d + \Delta R_s i_q + \Delta \phi_f P w_r \\ F_w = \Delta f w_r - \frac{3P}{2} \Delta \phi_f i_q - \frac{3P}{2} (\Delta L_d - \Delta L_q) i_d i_q + C_r + \Delta J \frac{dw_r}{dt} \end{cases} \quad (2.4)$$

En l'absence de connaissances sur les dynamiques des différentes incertitudes, on suppose que leur évolution est lente comparée aux dynamiques des constantes de temps du système. Par conséquent, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \frac{dF_d}{dt} = 0 \\ \frac{dF_q}{dt} = 0 \\ \frac{dF_w}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

2.4. Modèle d'état du MSAP

Le modèle d'état non linéaire de la MSAP est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1 u(t) + g_2 F(t) \\ y_i(t) = h_i(x), i = 1,2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Où :

- $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ w_r \end{bmatrix}$: Vecteur de sortie.
- $x(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ w_r \end{bmatrix}$: Vecteur d'état.
- $u(t) = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$: Vecteur de commande.
- $F(t) = \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_w \end{bmatrix}$: Vecteur de perturbations.

Les fonctions g_1 , g_2 et $f(x)$ sont définies comme suit :

$$g_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; g_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \text{ et } f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w_r i_q \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d - \frac{\phi_f p w_r}{L_q} \\ \frac{3P}{2J} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{f}{J} w_r \end{bmatrix}.$$

Les perturbations sont supposées lentes, de sorte que :

$$\frac{\partial F}{\partial t} = 0 \tag{2.7}$$

2.5. Contrôle NGPC classique

Pour surmonter le défi du calcul en ligne et obtenir un contrôle prédictif généralisé non linéaire optimal (NGPC) en boucle fermée, les auteurs de [46] ont proposé une approche qui consiste à limiter l'ordre du contrôle à zéro. Cela garantit que l'effort de contrôle reste constant dans l'intervalle de prédiction. Une solution analytique peut être obtenue en fixant l'horizon de prédiction à zéro. La méthodologie de recherche employée consiste en quatre étapes principales, illustrées à la Figure 2.2. L'objectif du contrôle prédictif est de calculer la commande $u(t)$ de manière que les sorties futures du moteur $y(t + \tau)$ se rapprochent de $y_r(t + \tau)$ pour $0 \leq \tau \leq T_r$, tout en tenant compte de la présence de perturbations. Cela est réalisé en minimisant la fonction de coût \mathfrak{J} pour un temps de prédiction T_r [53].

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_r} (y_r(t + \tau) - y(t + \tau))^T (y_r(t + \tau) - y(t + \tau)) d\tau \tag{2.8}$$

Avec : $y_r(t) = \begin{bmatrix} y_{1r}(t) \\ y_{2r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ w_{rr} \end{bmatrix}$, $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(t) \\ h_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ w_r \end{bmatrix}$, T_r représente l'horizon de temps de prédiction, où $y_r(t + \tau)$ désigne la trajectoire de référence dans le futur, et $y(t + \tau)$ est la valeur prédite de la sortie du système à τ pas en avant. Le temps de prédiction T_{r1} peut différer de T_{r2} pour les courants et la vitesse du rotor, respectivement, car la dynamique du courant est

plus rapide que celle de la vitesse [47]. Par conséquent, l'indice de performance quadratique représenté par la fonction de coût \mathfrak{J} est modifié comme suit :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_{r1}} (y_{1r}(t + \tau) - y_1(t + \tau))^2 d\tau + \frac{1}{2} \int_0^{T_{r2}} (y_{2r}(t + \tau) - y_2(t + \tau))^2 d\tau \quad (2.9)$$

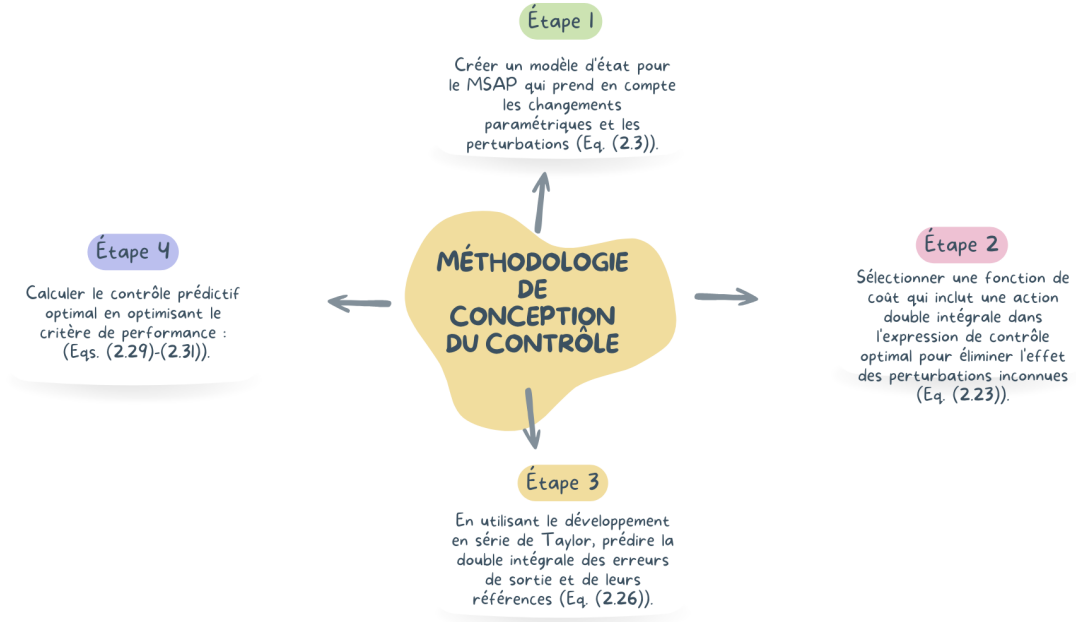


Figure 2.2: Méthodologie de conception du contrôle

La prédiction de la sortie est calculée en utilisant l'expansion en série de Taylor :

$$y_i(t + \tau) = h_i(x) + \tau L_f h_i(x) + \frac{\tau^2}{2!} L_f^2 h_i(x) + \dots + \frac{\tau^{\rho_i}}{\rho_i!} L_f^{\rho_i} h_i(x) + \frac{\tau^{\rho_i}}{\rho_i!} L_g L_f^{\rho_i-1} h_i(x) u(t) \quad (2.10)$$

Soit ρ_i le degré relatif de chaque sortie $y_i(t)$: $i = 1, 2$, ce qui détermine le nombre de fois que la sortie doit être différenciée avant que l'entrée apparaisse u [48]. La dérivée de Lie des fonctions $h_k(x)$ le long d'un champ vectoriel est notée en utilisant la notation suivante : $f(x) = (f_1(x) \dots f_n(x))$ [28].

$$\begin{cases} L_f h_k(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_k(x)}{\partial x_i} f_i(x) \\ L_f^k h_k(x) = L_f(L_f^{k-1} h_k(x)) \\ L_g L_f h_k(x) = \frac{\partial L_f h_k(x)}{\partial x} g(x) \end{cases} \quad (2.11)$$

En utilisant l'équation (2.8) :

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x)u(t) + L_{g_2} h_1(x)F(t) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x)u(t) + L_{g_2} h_2(x)F(t) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x)u(t) + L_{g_2} L_f h_2(x)F(t) \end{cases} \quad (2.12)$$

Le degré relatif de la sortie $y_1(t)$ est $\rho_1 = 1$, et le degré relatif de la sortie $y_2(t)$ est $\rho_2 = 2$, Par conséquent, le degré relatif global du système est $\rho = 3$. Cela implique que les dérivées de Lie des fonctions $h_k(x)$ sont non nulles et peuvent être exprimées comme suit :

$$y_1(t + \tau) = h_1(x) + \tau[L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x)u(t) + L_{g_2} h_1(x)F(t)] \quad (2.13)$$

$$y_2(t + \tau) = h_2(x) + \tau[L_f h_2(x) + L_{g_2} h_2(x)F(t)] + \frac{\tau^2}{2!}[L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x)u(t) + L_{g_2} L_f h_2(x)F(t)] \quad (2.14)$$

Pour déterminer l'ordre optimal, il est impératif de satisfaire la condition suivante :

$$\frac{\partial \mathfrak{S}(x,u)}{\partial u} = 0 \quad (2.15)$$

En intégrant les équations (2.13) et (2.14) dans (2.9) et en minimisant ensuite la fonction de coût (2.9), le contrôle non linéaire optimal résultant est exprimé comme suit :

$$u(t) = H_1(x)^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^1 Z_i^1 (y_{1r}^{(i)}(t) - L_f^{(i)} h_1(x)) - K_1 F(t) \\ \sum_{i=0}^2 Z_i^2 (y_{2r}^{(i)}(t) - L_f^{(i)} h_2(x)) - K_2(x) F(t) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Avec :

$$\begin{cases} Z_0^1 = \frac{3}{2T_{r1}}; Z_1^1 = 1 \\ Z_0^2 = \frac{10}{3T_{r2}^2}; Z_1^2 = \frac{5}{2T_{r2}}; Z_2^2 = 1 \end{cases} \quad (2.17)$$

Les matrices $K_1, K_2(x)$ et $H_1(x)$ sont exprimées comme suite :

$$K_1 = L_{g_2} h_1(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$K_2(x) = Z_1^2 L_{g_2} h_2(x) + Z_2^2 L_{g_2} L_f h_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{-3P(L_d - L_q)i_q}{2JL_d} & \frac{3P(\phi_f + (L_d - L_q)i_d)}{2JL_q} & \frac{f - Z_1^2 J}{J^2} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$H_1(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3P(L_d - L_q)i_q}{2JL_d} & \frac{3P(\phi_f + (L_d - L_q)i_d)}{2JL_q} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Afin de garantir que $H_1(x)$ est inversible, il est nécessaire de vérifier la condition suivante : $3P(\phi_f + (L_d - L_q)i_d) \neq 0$.

2.5.1. Analyse de stabilité

Pour analyser la stabilité du système en boucle fermée, il est nécessaire d'obtenir l'erreur de suivi à l'origine. Cela peut être réalisé en obtenant l'équation caractéristique du système en boucle fermée, qui est dérivée en substituant l'équation (2.16) dans l'équation (2.12) :

$$\begin{cases} Z_1^1 s + Z_0^1 = 0 \\ Z_2^2 s^2 + Z_1^2 s + Z_0^2 = 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Les pôles de l'équation caractéristique sont : $s_1 = \frac{-3}{2T_{r1}}$; $s_2 = \frac{-1.25 \pm 1.3307j}{T_{r2}}$.

Le système en boucle fermée est rendu asymptotiquement stable en raison de la présence de parties réelles négatives dans tous les pôles. Lorsque les perturbations sont connues, la dynamique de l'erreur de suivi est déterminée uniquement par le temps de prédiction, et une réponse plus rapide se traduit par un temps de prédiction plus court. Cependant, même si le couple résistant est connu, il est difficile de déterminer les incertitudes et variations dans le modèle, et un observateur doit évaluer l'interférence. La conception de l'observateur pour les perturbations est complexe en raison du degré relatif inférieur de la perturbation par rapport à celui de l'entrée [46]. De plus, si la perturbation est ignorée dans le contrôleur, cela entraîne une erreur d'état stable dans le système en boucle fermée, comme illustré dans l'équation suivante :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty^+} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty^+} \frac{-K_1 F(t)}{Z_0^1} \\ \lim_{t \rightarrow \infty^+} e_2(t) = \lim_{t \rightarrow \infty^+} \frac{-K_2(x) F(t)}{Z_0^2} \end{cases} \quad (2.22)$$

2.6. Nouveau contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) pour la MSAP

Le principal inconvénient du contrôle prédictif classique mentionné ci-dessus est la nécessité de connaître les perturbations, ce qui est difficile à obtenir et doit être estimé par un observateur. Cela devient encore plus problématique lorsque la vitesse de perturbation est inférieure à celle de la source, comme dans le PMSM, où la conception d'un observateur de couple de charge devient une tâche ardue et la conception du système en boucle fermée devient extrêmement complexe. Pour résoudre ce problème, nous avons développé une loi de commande prédictive non linéaire en optimisant une nouvelle fonction de coût. Un aspect distinctif de ce contrôle est qu'il ne nécessite pas de connaissances sur les perturbations externes ou les incertitudes des paramètres pour améliorer la robustesse. Nous avons intégré une action intégrale dans le contrôleur pour renforcer l'atténuation des perturbations, ce qui peut être incorporé en sélectionnant une nouvelle fonction de coût, comme illustré ci-dessous :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \left[\int_0^{T_{r1}} M_1(t + \tau)^2 d\tau + \int_0^{T_{r2}} M_2(t + \tau)^2 d\tau \right] \quad (2.23)$$

En utilisant T_{r1} et T_{r2} comme les temps de prédiction pour les sorties 1 et 2, respectivement, nous définissons $M_i(t) = \int_0^t \int_0^t e_i(\tau) d\tau$ pour $i = 1, 2$ comme l'intégrale double de l'erreur de sortie, $e_i(\tau) = (y_{ir}(\tau) - y_i(\tau))$, pour $i = 1, 2$ qui représente l'erreur de sortie. La valeur prédite de $M_i(t + \tau)$ dans ce cas est obtenue en utilisant une expansion en série de Taylor avec $(\rho_i + 2)$.

$$M_i(t + \tau) = \sum_{j=0}^{\rho_i+2} \frac{\tau^j}{j!} M_i^{(j)}(t) \quad (2.24)$$

Si l'on néglige la perturbation, l'expression (2.12) conduit à :

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u(t) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u(t) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u(t) \end{cases} \quad (2.25)$$

Pour calculer l'intégrale double de l'erreur de sortie dans le futur $M_i(t + \tau)$ nous procédons comme suit :

$$M(t + \tau) = [M_1(t + \tau) \quad M_2(t + \tau)]^T = T(\tau) Y(t) \quad (2.26)$$

Avec :

$$T(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \tau & 0 & \frac{\tau^2}{2!} & 0 & 0 & \frac{\tau^3}{3!} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \tau & \frac{\tau^2}{2!} & \frac{\tau^3}{3!} & 0 & \frac{\tau^4}{4!} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1(\tau) \\ I_2(\tau) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Et

$$Y(t) = [M_1(t) \quad M_2(t) \quad \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad \int_0^t e_2(\tau) d\tau \quad e_1(t) \quad e_2(t) \quad \dot{e}_2(t) \quad \dot{e}_1(t) \quad \ddot{e}_2(t)]^T \quad (2.28)$$

En utilisant l'équation (2.26) dans la fonction de coût (2.23), on obtient :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} [Y(t)^T \Delta(T_{r1}, T_{r2}) Y(t)] \quad (2.29)$$

Avec :

$$\Delta(T_{r1}, T_{r2}) = \int_0^{T_{r1}} \Gamma_1(\tau)^T \Gamma_1(\tau) d\tau + \int_0^{T_{r2}} \Gamma_2(\tau)^T \Gamma_2(\tau) d\tau \quad (2.30)$$

Le contrôle non linéaire optimal obtenu en minimisant la fonction de coût (2.29) est donné par :

$$u(t) = H_1(x)^{-1} \begin{bmatrix} Z_0^1 M_1(t) + Z_1^1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau + \sum_{i=2}^3 Z_i^1 (y_{1r}^{(i-2)}(t) - L_f^{(i-2)} h_1(x)) \\ Z_0^2 M_2(t) + Z_1^2 \int_0^t e_2(\tau) d\tau + \sum_{i=2}^4 Z_i^2 (y_{2r}^{(i-2)}(t) - L_f^{(i-2)} h_2(x)) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} Z_0^1 = \frac{10.5}{T_1^3}; Z_1^1 = \frac{8.4}{T_1^2}; Z_2^1 = \frac{3.5}{T_1}; Z_3^1 = 1 \\ Z_0^2 = \frac{43.2}{T_2^4}; Z_1^2 = \frac{36}{T_2^3}; Z_2^2 = \frac{15.429}{T_2^2}; Z_3^2 = \frac{4.5}{T_2}; Z_4^2 = 1 \end{cases} \quad (2.32)$$

Afin de garantir que $H_1(x)$ est inversible, il est nécessaire de vérifier la condition $3p(\phi_f + (L_d - L_q)i_d) \neq 0$. Si le système est stable et que le modèle de contrôle prévu intègre une action intégrale, toute erreur d'état stationnaire sera éliminée même en présence de perturbations inconnues. Par conséquent, étant donné que le contrôleur décrit par (2.31) ne prend pas en compte les perturbations, il est relativement simple à mettre en œuvre.

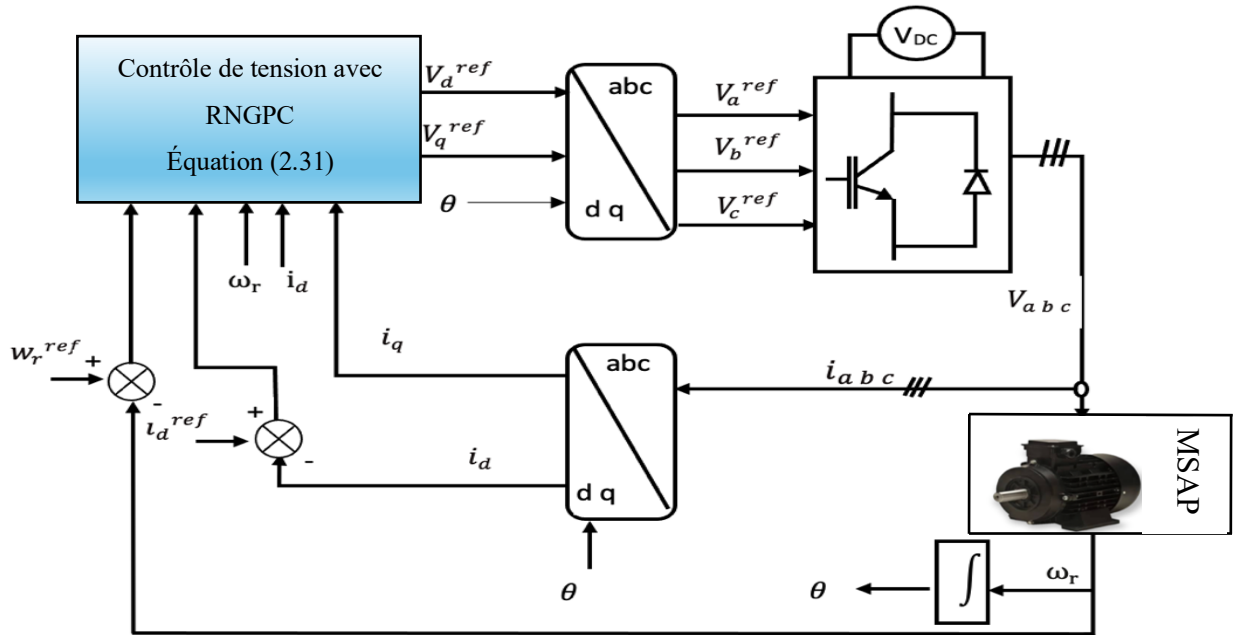


Figure 2.3 : Schéma global du système proposé.

2.6.1. Stabilité du système

En substituant (2.31) dans (2.25), nous obtenons :

$$\begin{cases} Z_0^1 M_1(t) + Z_1^1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau + Z_2^1 e_1(t) + Z_3^1 \dot{e} = 0 \\ Z_0^2 M_2(t) + Z_1^2 \int_0^t e_1(\tau) d\tau + Z_2^2 e_1(t) + Z_3^2 \dot{e} + Z_4^2 \ddot{e} = 0 \end{cases} \quad (2.33)$$

Ces équations peuvent être réécrites dans le nouveau cadre de référence (μ, σ) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\mu} = A_1 \mu \\ \dot{\sigma} = A_2 \sigma \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec : $\mu = [M_1 \quad \dot{M}_1 \quad e_1]^T$, $\sigma = [M_2 \quad \dot{M}_2 \quad e_2 \quad \dot{e}_2]^T$, $A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -Z_0^1 & -Z_1^1 & -Z_2^1 \end{bmatrix}$, et $A_2 =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -Z_0^2 & -Z_1^2 & -Z_2^2 & -Z_3^2 \end{bmatrix}$$

Les valeurs propres de la matrice A_1 sont égales à :

$$\begin{cases} s_{11} = \frac{-1.9523}{T_{r1}} \\ s_{12} = \frac{-0.7739 \pm 2.1862j}{T_{r1}} \end{cases} \quad (2.35)$$

Et les valeurs propres de la matrice A_2 sont données par :

$$\begin{cases} s_{21} = \frac{-0.2375 \pm 2.8768j}{T_{r2}} \\ s_{22} = \frac{-2.0125 \pm 1.0652j}{T_{r2}} \end{cases} \quad (2.36)$$

Le système en boucle fermée présente une stabilité asymptotique, car toutes les valeurs propres ont des parties réelles négatives, et la dynamique de l'erreur de suivi dépend uniquement du temps de prédiction. Une réaction plus rapide nécessite un temps de prédiction plus court.

2.7. Résultats de simulation

Pour confirmer les performances et l'efficacité du contrôle proposé, des simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les temps de prédiction T_{r1} et T_{r2} , ont été fixés respectivement à 1ms et 3ms. Le temps d'échantillonnage du contrôleur, T_c , et celui du modèle mathématique du MSAP, T_s , ont été choisis à 0.01ms. Les performances de suivi de la trajectoire de référence ont été évaluées dans des conditions où le contrôleur ne tient pas compte de présence du couple de charge ni des incertitudes paramétriques ; pour une meilleure comparaison, le NGPC n'est pas combiné avec un observateur. Pour garantir l'adéquation des

dynamiques de la trajectoire de référence, la vitesse de référence a été passée à travers un filtre, ce qui empêche efficacement l'apparition de forts courants de phase.

2.7.1. Analyse des performances avec valeurs fixes

Le couple résistant présente différentes valeurs sur les intervalles $t \in [0 \ 1]$ s, $[1 \ 3]$ s, $[3 \ 7]$ s, $[7 \ 9]$ s, et $[9 \ 12]$ s, avec des valeurs de 0 Nm, 0.5 Nm, 0 Nm, 0.5 Nm, et 0 Nm, respectivement. La Figure 2.4 présente les résultats de simulation pour le suivi de la trajectoire de vitesse avec le NGPC classique et le RNGPC proposé, en faisant varier le couple de charge. Lorsque le couple de charge n'est pas pris en compte dans la conception du contrôleur, le NGPC classique suit la vitesse de référence en régime permanent avec une petite erreur. Dans le RNGPC proposé, l'erreur est nulle, et le contrôleur élimine totalement l'influence du couple de charge, la vitesse maintenant son point de référence avec un temps de réponse extrêmement court.

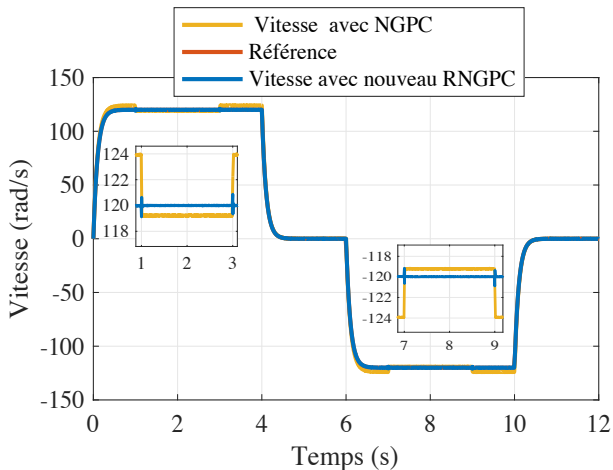


Figure 2.4 : Suivi de la vitesse

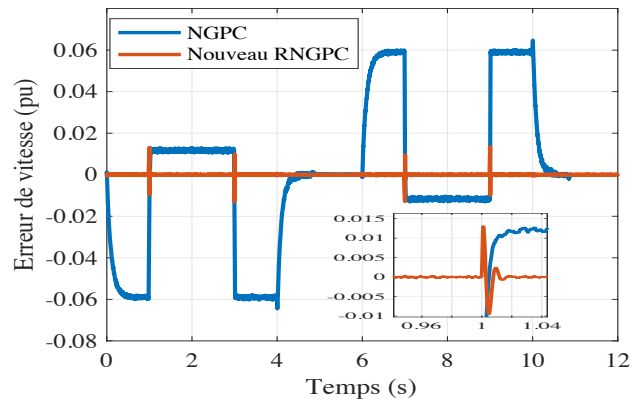


Figure 2.5 : L'erreur de vitesse

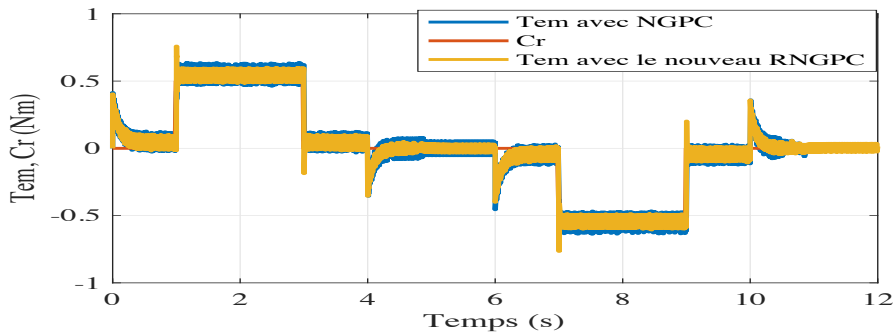


Figure 2.6 : L'évolution du couple résistant (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em})

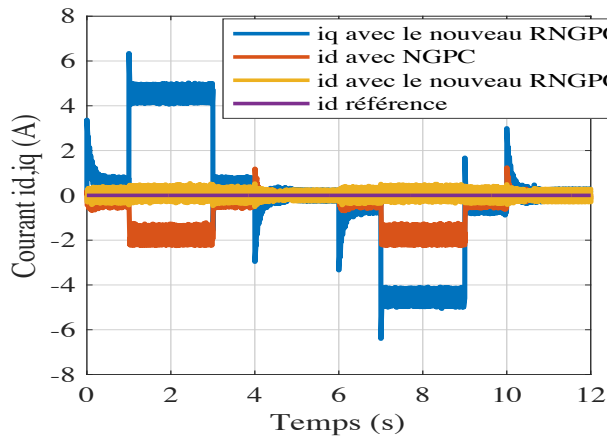


Figure 2.7 Les composantes des axes i_d et i_q .

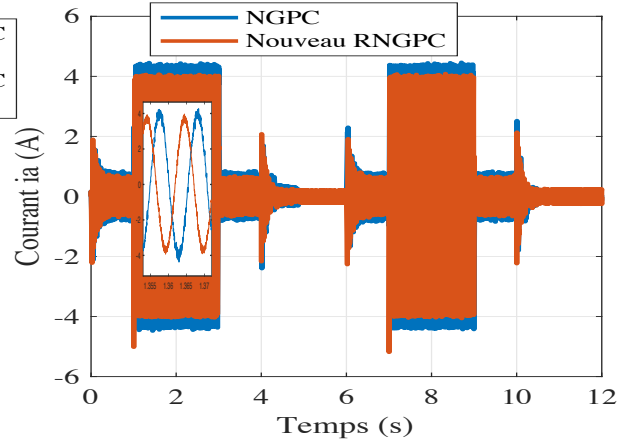


Figure 2.8 : L'évolution du courant d'induit (i_a).

La Figure 2.5 illustre les résultats de simulation de l'erreur de suivi de la trajectoire de vitesse (en unités pu) du NGPC et du RNGPC avec variation du couple de charge. Comme indiqué dans les graphiques, la courbe du RNGPC proposé présente une erreur qui converge rapidement vers 0 après chaque variation de couple de charge, contrairement au NGPC où l'erreur augmente à chaque variation de couple de charge.

La Figure 2.6 présente les résultats de simulation du couple électromagnétique et du couple de charge, pour le NGPC et le RNGPC proposé. Il est observé que le couple électromagnétique augmente jusqu'à atteindre une valeur égale au couple de charge plus celui des frottements, puis le suit avec précision.

La Figure 2.7 montre les résultats de simulation des composantes du courant statorique i_q et i_d , pour le NGPC et le RNGPC proposé, avec des variations du couple de charge. Les graphiques révèlent que, pour le RNGPC proposé, la composante i_d reste à sa valeur de référence (zéro) pour toutes les variations de couple de charge, tandis que dans le NGPC, la composante i_d ne parvient pas à suivre sa référence.

La Figure 2.8 présente les résultats de simulation de l'évolution du courant i_a pour le NGPC et le RNGPC proposé, avec des variations de couple de charge. Il est clairement visible que le RNGPC offre de bonnes performances, et que tous les signaux sont stables.

2.7.2. Test de robustesse

Pour analyser le modèle mathématique de la PMSM, diverses variations de paramètres ont été effectuées lors des simulations. Pour chaque simulation, un seul paramètre a été modifié durant l'intervalle de temps $t \in [5 \ 7]$ s. Plus précisément, la résistance de l'induit a été augmentée de 50%, la valeur du flux de l'aimant permanent a été augmentée de 20%, et la valeur du coefficient de frottement visqueux a été augmentée de 5%. De plus, le couple de charge a été fixé à 1 Nm à $t \in [2 \ 7]$ s pour chaque essai.

La Figure 2.9 affiche les résultats de simulation de suivi de la trajectoire de vitesse pour le NGPC et le RNGPC proposé, sous des variations de couple de charge et des paramètres de la machine. Comme le montrent les visualisations de la Figure 2.9, le suivi de la vitesse de référence en régime permanent dans le NGPC classique présente une petite erreur qui augmente avec chaque changement de paramètre et de couple de charge, alors que le RNGPC proposé élimine l'effet des variations de couple de charge et de paramètres, et maintient le signal de vitesse à son point de référence avec un temps de réponse très court, résultant en une erreur nulle.

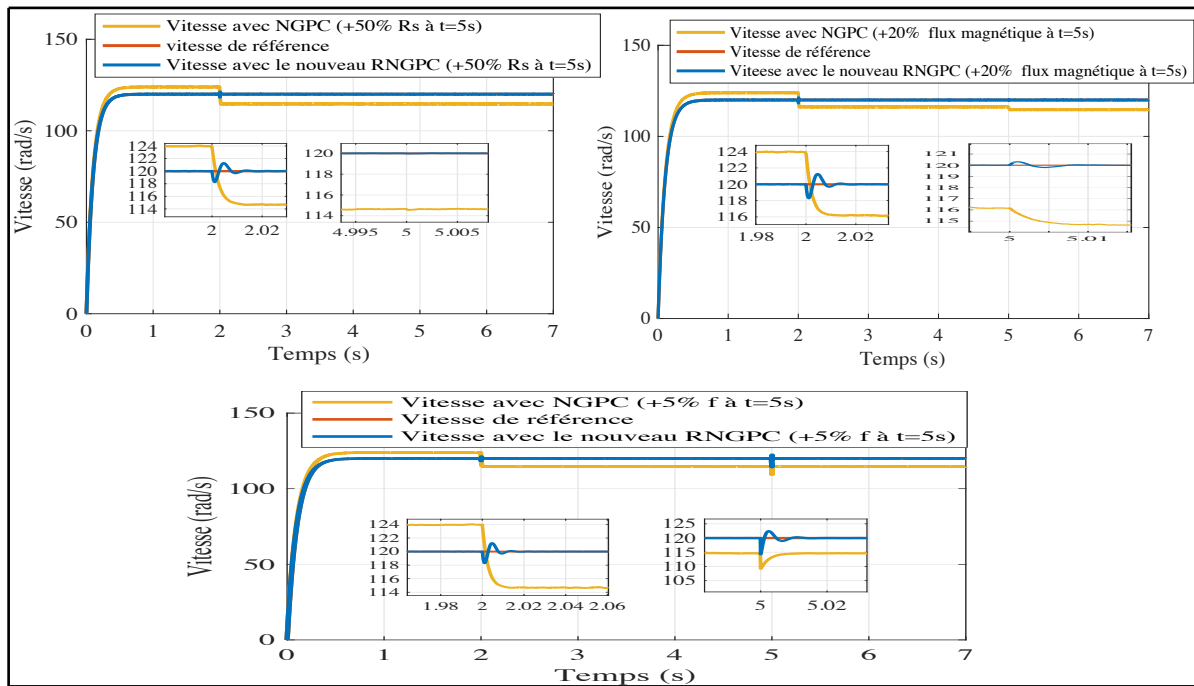


Figure 2.9 : Vitesse avec un couple de charge de 1 Nm à $t \in [2 \ 7]$ s, et pour chaque simulation, variations à $t \in [5, 7]$ $t \in [5 \ 7]$ s, +20% de R_s , +20% du flux et +5% du coefficient de frottement visqueux (f).

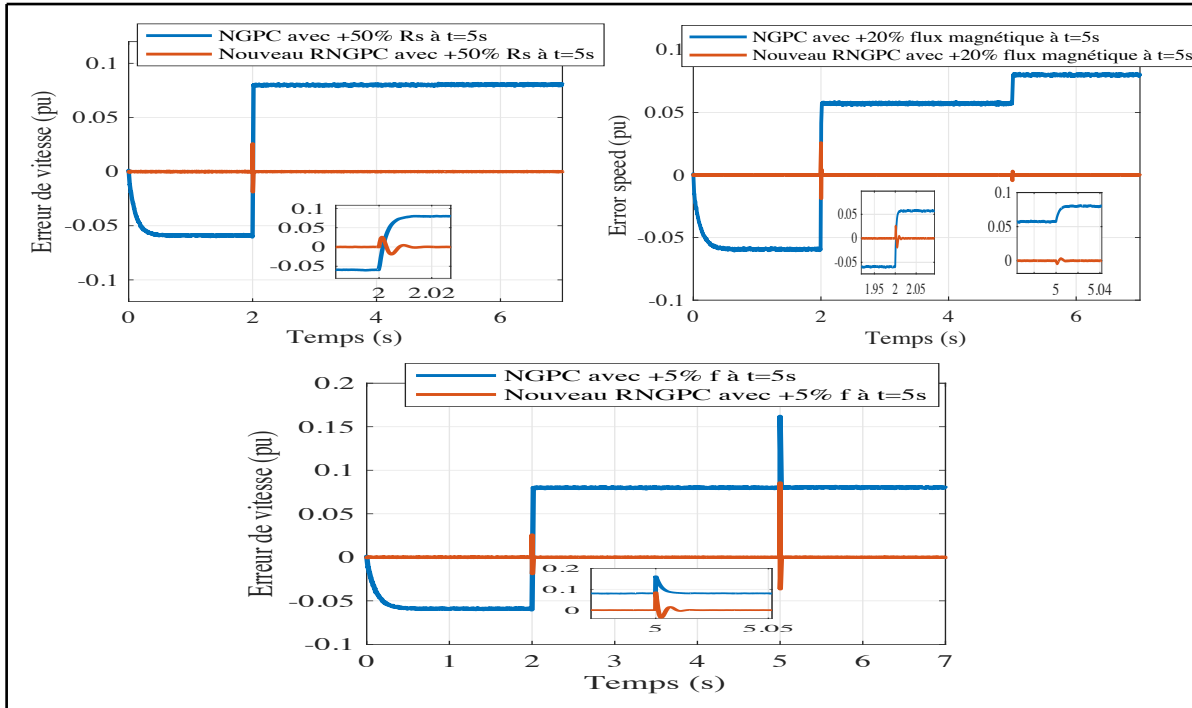


Figure 2.10 : Erreurs de suivi de vitesse avec un couple de charge de 1 Nm à $t \in [2 7]$ s, et pour chaque simulation, variations à $t \in [5 7]$ s, +20% de R_s , +20% du flux et +5% du coefficient de frottement visqueux (f).

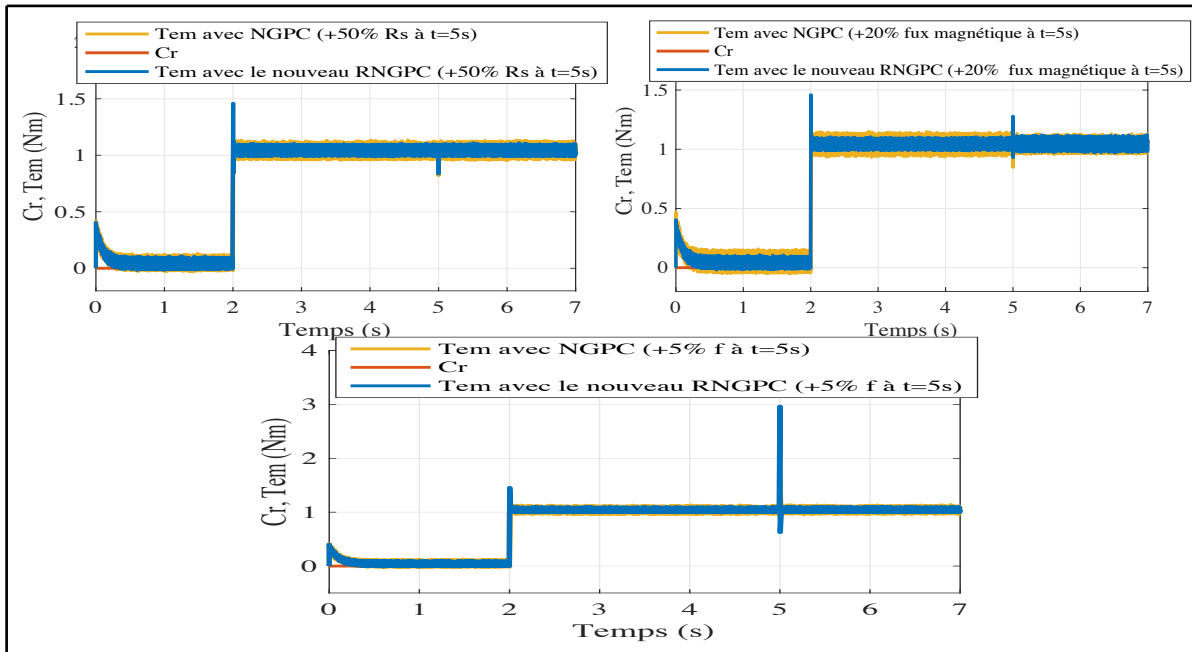


Figure 2.11 : L'évolution du couple de charge (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em}) avec le NGPC classique et le RNGPC proposé.

La Figure 2.10 illustre les résultats de simulation de l'erreur de suivi de la trajectoire de vitesse (en pu) pour le NGPC et le RNGPC proposé, avec des variations du couple résistant et des paramètres de la machine. Contrairement au NGPC classique sans observateur, qui présente une erreur augmentant progressivement avec chaque modification du couple de charge et des paramètres de la machine, le RNGPC proposé présente une erreur qui converge rapidement vers zéro avant d'atteindre un état stable.

La Figure 2.11 présente les résultats de simulation pour le couple électromagnétique et le couple de charge de la machine, soumis à des variations de couple résistant et des paramètres de la machine. Comme montré dans les graphiques pour le NGPC et le RNGPC proposé, le couple électromagnétique augmente jusqu'à atteindre une valeur égale au couple de charge et à la friction, s'alignant parfaitement avec celui-ci.

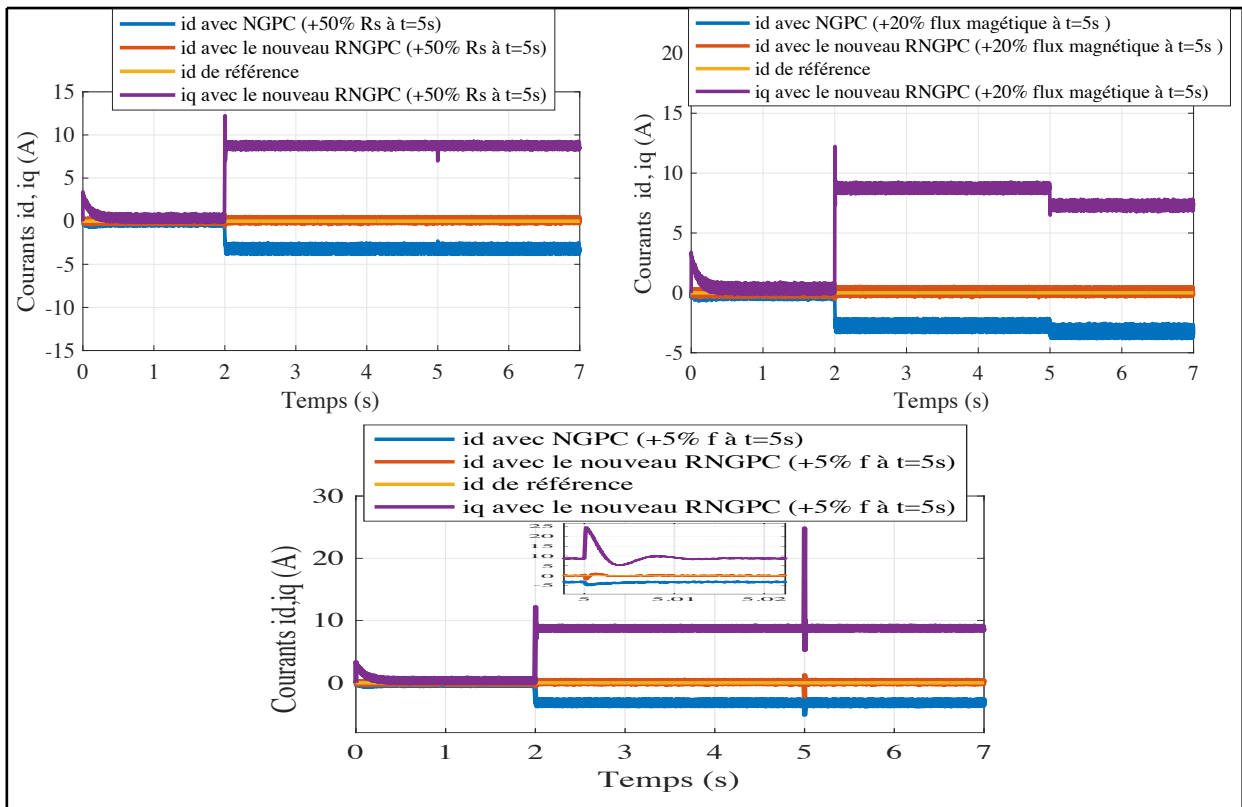


Figure 2.12 : Les composantes courants des axes i_d et i_q .

La Figure 2.12 montre les composantes des axes i_d et i_q du courant d'induit pour des variations de couple résistant et des paramètres de la machine, telles que démontrées pour le NGPC classique et le RNGPC proposé. En y regardant de plus près, on observe que dans le cas du RNGPC, la composante i_d reste constante à zéro pour toutes les variations de couple de charge et des paramètres de la machine. En revanche, dans le NGPC, la composante i_d ne suit pas sa valeur de référence.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité remarquable des performances de suivi de vitesse du contrôleur proposé. Après chaque variation brusque du couple de charge et des paramètres de la machine, l'erreur de vitesse converge rapidement vers zéro.

Pour évaluer la qualité des réponses contrôlées, deux métriques largement utilisées, à savoir l'erreur absolue pondérée par le temps intégral (ITAE) et l'erreur quadratique intégrale (ISE), ont été utilisées en conjonction avec diverses stratégies de contrôle, comme représenté dans les Figures 2.13 et 2.14. Les résultats indiquent que les réponses obtenues via la stratégie proposée sont généralement supérieures à celles obtenues par d'autres techniques, à savoir le NGPC sans observateur et le RNGPC classique.

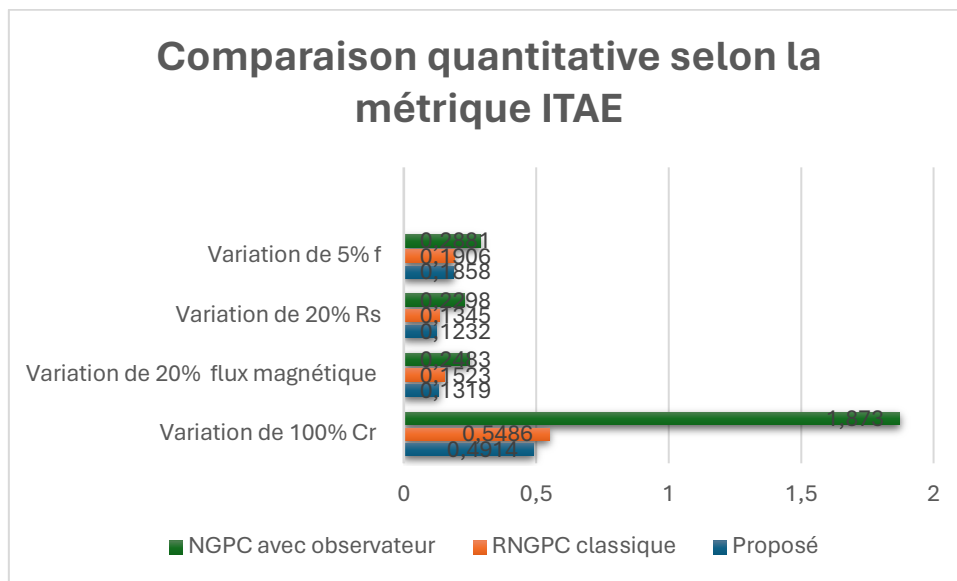


Figure 2.13 : La comparaison quantitative selon la métrique ITAE

Tableau 2.1 : Paramètres du système

Puissance nominale $P_n = 250 \text{ w}$	Inductance du stator sur l'axe d $L_d = 0.00025 \text{ H}$
Courant nominal $I_n = 5.7 \text{ A}$	Inductance du stator sur l'axe q $L_q = 0.00025 \text{ H}$
Tension nominale $V_n = 42 \text{ V}$	Flux magnétique $\phi_f = 0.015921 \text{ Wb}$
Vitesse nominale $N = 4000 \text{ tr/min}$	Moment d'inertie $J = 2.9127 \times 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
Résistance du stator $R_s = 0.1811 \Omega$	Coefficient de frottement $f = 3.6345 \times 10^{-4} \text{ N.m.s/rad}$
Nombre de paires de pôles $P = 5$	

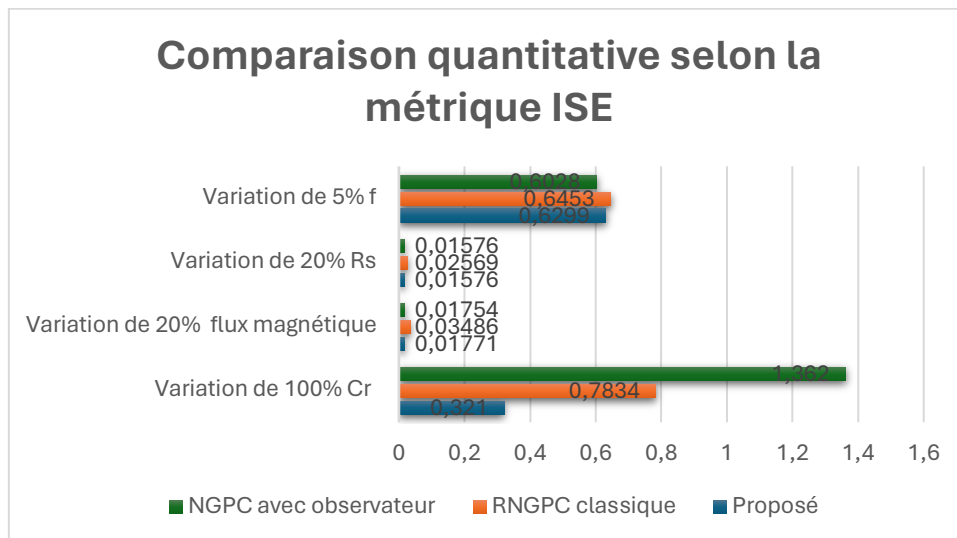


Figure 2.14 : La comparaison quantitative selon la métrique ISE.

2.8. Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau contrôleur prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) a été développé pour la MSAP qui sera utilisé ensuite pour le contrôle de vitesse d'un véhicule électrique. L'objectif de cette technique est d'assurer le suivi de la vitesse de référence tout en garantissant une robustesse face aux perturbations externes et aux incertitudes des paramètres. Pour ce faire, une nouvelle fonction de coût à horizon fini incluant une double action intégrale dans la boucle de commande a été proposée. Le RNGPC proposé améliore considérablement la robustesse du système face aux incertitudes et au rejet des perturbations, sans nécessiter l'utilisation d'un observateur de perturbations, ce qui constitue une nouvelle perspective intéressante. De plus, le contrôleur proposé a été rigoureusement testé dans une large gamme de conditions opérationnelles, de paramètres décalés et de perturbations externes, ce qui a donné des résultats de simulation qui démontrent sans équivoque un haut niveau de robustesse face aux variations de paramètres et au couple de charge. Ces résultats apportent ainsi des preuves convaincantes de l'efficacité, de la fiabilité et de la simplicité du schéma de contrôle proposé dans l'accomplissement du suivi de référence, en garantissant une convergence rapide, une haute stabilité et des erreurs de suivi minimales.

Chapitre 3 Entraînement de la MSAP par SMC d'ordre supérieur basé sur un modèle prédictif généralisé non linéaire

3.1. Introduction

La commande à structure variable (CSV) est une technique de commande non linéaire qui se caractérise par une loi de commande changeant de manière discontinue en fonction des variables d'état. Ces changements permettent de définir une hypersurface, appelée surface de glissement, dont l'objectif est d'imposer une dynamique désirée au système. Lorsque l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, on parle alors de régime glissant, conférant au système une robustesse remarquable face aux variations paramétriques, erreurs de modélisation et perturbations extérieures.

Cependant, un inconvénient majeur de la commande à mode glissant classique réside dans le phénomène de "chattering". Ce dernier se manifeste par des oscillations à haute fréquence qui peuvent non seulement dégrader les performances du système, mais aussi endommager les actionneurs. Pour pallier ce problème, des chercheurs ont introduit les modes glissants d'ordre supérieur (HSMC), qui permettent de réduire le chattering tout en maintenant les propriétés de robustesse et de convergence en temps fini.

Dans ce chapitre, nous présentons une approche hybride pour le contrôle des MSAP. Cette approche repose sur l'association d'une commande par mode glissant d'ordre supérieur (HSMC) pour la boucle externe de vitesse et d'un contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) pour la boucle interne de courant. L'objectif est d'éliminer le chattering tout en garantissant une réponse dynamique optimale et une robustesse accrue.

La méthodologie de conception du contrôleur repose sur plusieurs étapes clés :

1. Établissement d'un modèle d'état de la MSAP.
2. Application de la commande de mode glissant d'ordre supérieur pour le calcul du couple optimal.
3. Intégration d'une fonction de coût adaptée tenant compte des perturbations inconnues.
4. Utilisation d'un développement en série de Taylor pour prédire les sorties d'erreur et leurs références correspondantes.
5. Optimisation du critère de performance afin de déterminer le contrôle prédictif optimal.

3.2. Conception de l'approche de contrôle proposée

Le modèle mathématique de la MSAP est exprimé dans le référentiel d-q, lié au rotor, comme suit :

$$V_{dq} = R_{dq}i_{dq} + L_{dq} \frac{di_{dq}}{dt} + p\omega_r \mathcal{P}(L_{dq}i_{dq} + \psi_f) \quad (3.1)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = T_{em} - C_r \quad (3.2)$$

Où :

- $i_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ est le vecteur des courants statoriques dans le repère dq.
- $L_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$ est la matrice des inductances statoriques dans le repère dq.
- $\psi_f = \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix}$ est le vecteur des flux d'interconnexion dans le repère dq.
- $V_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$ est le vecteur des tensions statoriques dans le repère dq.
- $R_{dq} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$ est la matrice des résistances statoriques dans le repère dq.
- $\mathcal{P} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$,

Le couple électromagnétique T_{em} peut-être exprimé comme suit :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \psi_{dq} \mathcal{P} i_{dq} \quad (3.3)$$

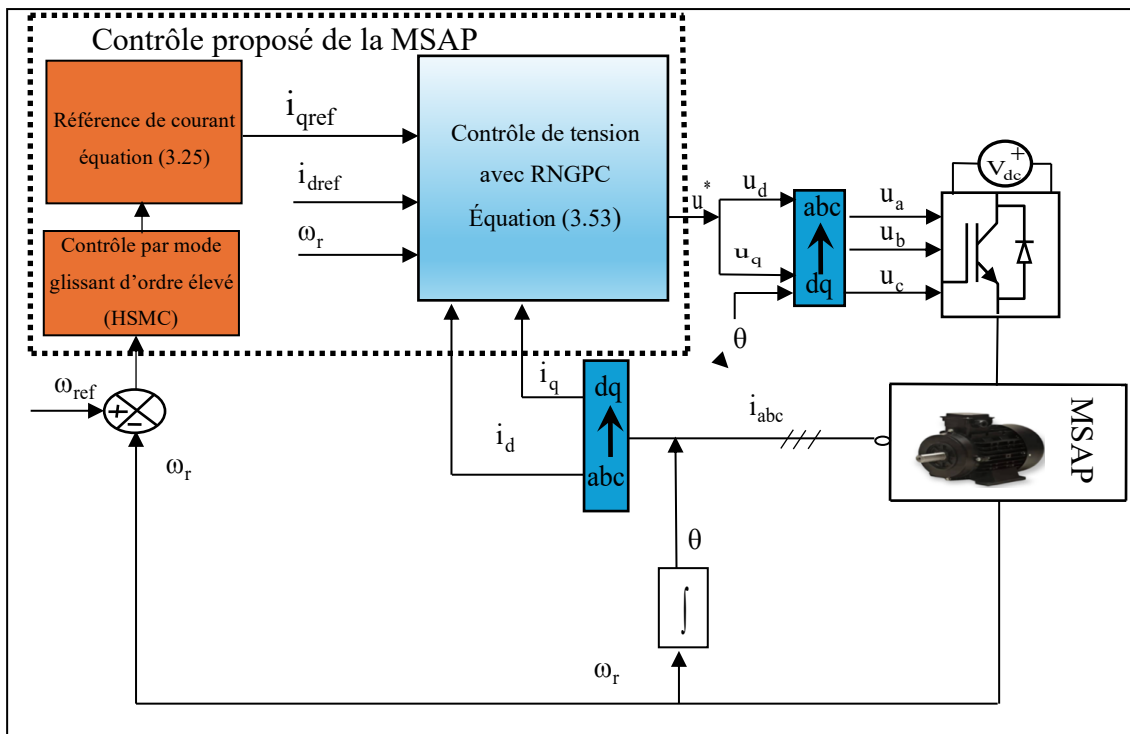


Figure 3.1 : Schéma global de la nouvelle stratégie proposée HSMC-RNGPC

$$\psi_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = (L_{dq} i_{dq} + \psi_f) \quad (3.4)$$

La dynamique du MSAP à commande de courant peut être réduite au modèle suivant :

$$\dot{\psi}_{dq} + p w_r \mathcal{P} \psi_{dq} = -R_{dq} i_{dq} \quad (3.5)$$

$$J w_r + f w_r = \frac{3}{2} p \psi_{dq}^T i_{dq} - C_r \quad (3.6)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \psi_{dq}^T i_{dq} \quad (3.7)$$

La Figure 3.1 illustre le processus de calcul de la stratégie étudiée, qui se compose de deux parties distinctes : la première phase consiste à concevoir le courant quadratique de référence à l'aide du couple électromagnétique calculé par la technique HSMC [49], et le courant requis est ensuite déterminé à partir du couple nécessaire. Dans la seconde partie, la loi de commande est calculée en utilisant la technique de contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste.

Si le courant direct i_d est nul, la MSAP fonctionne à son couple maximal. En tenant compte de la relation (3.4), le flux souhaité dans les axes d-q est sélectionné comme suit :

$$\psi_d^* = \varphi_f \quad (3.8)$$

$$\psi_q^* = L_q i_q^* \quad (3.9)$$

Le couple souhaité est déterminé par la relation suivante à partir des équations (3.4) et (3.5) :

$$T_{em}^* = \frac{3}{2} p \psi_{dq}^{*T} \mathcal{P} (\psi_{dq}^* - \psi_f) \quad (3.10)$$

Cela donne :

$$T_{em}^* = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q^* \quad (3.11)$$

Le flux souhaité le long de l'axe quadratique qq, selon les équations (3.9) et (3.11), est défini par :

$$\psi_q^* = \frac{2L_q}{3p\varphi_f} T_{em}^* \quad (3.12)$$

3.2.1. Calcul du couple électromagnétique de référence

A. Application de la commande par mode glissant d'ordre 1

En se basant sur l'équation (3.6) et en prenant en compte le couple de charge comme une perturbation à compenser, l'équation mécanique du système s'écrit sous la forme :

$$\dot{w}_r = \frac{1}{J}T_{em}^* - \frac{f}{J}w_r \quad (3.13)$$

On choisit une surface de glissement associée à la vitesse du rotor :

$$\begin{cases} S_{w_r} = w_r^* - w_r + \int_0^t (w_r^* - w_r) dt \\ \dot{S}_{\omega_r} = \frac{dw_r^*}{dt} - \frac{dw_r}{dt} + (w_r^* - w_r) \end{cases} \quad (3.14)$$

Les paramètres de commande sont définis de manière à garantir l'existence du régime glissant. La loi de commande retenue s'écrit alors sous la forme :

$$T_{em}^* = T_{em_{eq}} + T_{em_n} \quad (3.15)$$

En introduisant (3.13) et (3.15) dans (3.14), on obtient :

$$\dot{S}_{\omega_r} = \frac{dw_r^*}{dt} - \frac{1}{J}(T_{em_{eq}} + T_{em_n}) + \frac{f}{J}w_r + (w_r^* - w_r) \quad (3.16)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, les conditions suivantes sont vérifiées :

$$\begin{cases} S_{w_r} = 0 \\ \dot{S}_{\omega_r} = 0 \\ T_{em_n} = 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

En exploitant l'équation (3.16), le couple électromagnétique équivalent correspondant à cette surface de glissement s'écrit :

$$T_{em_{eq}} = J \left[\frac{dw_r^*}{dt} + \frac{f}{J}w_r + (w_r^* - w_r) \right] \quad (3.18)$$

Pour garantir la convergence du système vers le régime glissant, la condition suivante doit être respectée :

$$S_{w_r} \cdot \dot{S}_{\omega_r} < 0 \quad (3.19)$$

En injectant l'expression du couple équivalent dans (3.16), on obtient :

$$\dot{S}_{\omega_r} = -\frac{1}{J}T_{em_n} \quad (3.20)$$

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

Afin de satisfaire la condition (3.19), une fonction de commutation de type "sign" est introduite :

$$T_{em_n} = K_{\omega r} J \text{sign}(S_{\omega r}) \quad (3.21)$$

Où $K_{\omega r} > 0$ est un gain ajustable permettant de fixer le temps de réponse souhaité. Ainsi, la loi de commande globale devient :

$$T_{em}^* = J \left[\frac{dw_r^*}{dt} + \frac{f}{J} w_r + (w_r^* - w_r) \right] + K_{\omega r} J \text{sign}(S_{\omega r}) \quad (3.22)$$

Cependant, ce type de commande entraîne des oscillations à haute fréquence (chattering), causées par l'alternance rapide entre $-K_{\omega r}$ et $+K_{\omega r}$, qui peut :

- Causer des vibrations mécaniques.
- Détériorer les performances du moteur.

Pour éviter cela, on passe à une commande par mode glissant d'ordre supérieur (HSMC).

B. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2

Plusieurs algorithmes de mode glissant d'ordre deux ont été développés par les chercheurs, parmi lesquels l'algorithme Super Twisting.

La commande Super-Twisting vise à annuler simultanément: $(S = \dot{S} = 0)$ [49]. La loi de commande Super Twisting $U(t)$ est obtenue par la combinaison de deux termes. La première est définie par sa dérivée par rapport au temps de la variable de glissement, tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement [49].

La loi de commande est donnée par :

$$\begin{cases} u_1 = -l_1 |S|^{0.5} \text{sign}(S) + u_{11} \\ \dot{u}_{11} = -l_2 \text{sign}(S) \end{cases} \quad (3.23)$$

où :

- l_1, l_2 sont des gains positifs ajustables,
- u_{11} est une variable auxiliaire qui évolue dynamiquement.
- La partie $(-l_1 |S|^{0.5} \text{sign}(S))$ permet :
 - Une vitesse de convergence rapide, mais sans chattering.
 - Le terme proportionnel à $|S|^{0.5}$, ralentit la dynamique à l'approche de $S = 0$, évitant ainsi les oscillations brutales.
 - Le signe $\text{sign}(S)$ maintient le contrôle actif tant que $S \neq 0$.

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

- La partie u_{11} permet :
 - D'avoir une correction adaptative.
 - D'obtenir une entrée de commande continue en intégrant cette variation

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de S.

C. Application de l'algorithme super twisting sur la commande du couple :

En appliquant la commande de super twisting a la boucle de vitesse de la MSAP et en choisissant la surface de glissement $S = \varepsilon$ on trouve :

$$T_{em}^* = J \frac{dw_r^*}{dt} + fw_r + a_1 |\varepsilon|^{0.5} \text{sign}(\varepsilon) + a_2 \int_0^t \text{sign}(\varepsilon) d\tau \quad (3.24)$$

Où, $a_1 > 0$, et $a_2 > 0$, $\varepsilon = (w_r^* - w_r)$ représente l'erreur de vitesse. La dynamique appropriée consiste à réduire cette erreur de suivi de vitesse autant que possible.

En utilisant la loi de commande HSMC décrite par l'équation (3.24) et en utilisant l'équation (3.11), le point de consigne du composant transversal du courant est donné par :

$$i_q^* = \frac{3}{2p\phi_f} \left(\left[J \frac{dw_r^*}{dt} + fw_r \right] + a_1 |\varepsilon|^{0.5} \text{sign}(\varepsilon) + a_2 \int_0^t \text{sign}(\varepsilon) d\tau \right) \quad (3.25)$$

3.2.2. Conception du contrôle prédictif non linéaire généralisé (NGPC) classique

Afin de prendre en compte de manière exhaustive les erreurs de modularisation et les perturbations externes, les conditions suivantes ont été délimitées :

$$\begin{cases} R_s = R_{s0} + \Delta R_s \\ L_d = L_{d0} + \Delta L_d \\ L_q = L_{q0} + \Delta L_q \\ \phi_f = \phi_{f0} + \Delta \phi_f \\ J = J_0 + \Delta J \\ f = f_0 + \Delta f \end{cases} \quad (3.26)$$

Le modèle du sous-système électrique pour la machine synchrone, en tenant compte de l'influence de l'équation (3.26), peut être formulé de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d + Pw_r L_q i_q) - \frac{1}{L_d} F_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - R_s i_q - Pw_r L_d i_d - Pw_r \phi_f) - \frac{1}{L_q} F_q \end{cases} \quad (3.27)$$

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

Les composants F_d et F_q correspondent aux fluctuations des paramètres et sont expliqués comme suit :

$$\begin{cases} F_d = \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \Delta L_q P \omega_r i_q + \Delta R_s i_d \\ F_q = \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \Delta L_d P \omega_r i_d + \Delta R_s i_q + \Delta \phi_f P \omega_r \end{cases} \quad (3.28)$$

En l'absence d'une compréhension précise des dynamiques sous-jacentes des diverses incertitudes, il est supposé que leur évolution se produit à un rythme relativement lent par rapport aux constantes de temps du système. Par conséquent, nous pouvons l'exprimer de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{dF_d}{dt} = 0 \\ \frac{dF_q}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

Le système bilinéaire qui représente le sous-système électrique pourrait être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, \omega_r) + g_1 u(t) + g_2 F(t) \\ y_i(t) = h_i(x), i = 1, 2 \end{cases} \quad (3.30)$$

Avec :

$x(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ est le vecteur des états ; $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ est le vecteur des sorties; le

vecteur de commande: $u(t) = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$; $g_1 = [g_d g_q] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$, $g_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$; le champ vectoriel f est

donné par: $f(x, \omega_r) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\phi_f p \omega_r}{L_q} \end{bmatrix}$, le vecteur des perturbations causées

par les variations de paramètres est $F(t) = \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix}$, L'objectif du contrôleur est la régulation des

composants de courant, ce qui signifie que le vecteur de sortie : $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}$.

Pour surmonter le défi du calcul en temps réel et atteindre un contrôle prédictif généralisé non linéaire (NGPC) sous forme fermée, une nouvelle approche a été proposée. Dans l'objectif est réalisé par la minimisation de la fonction de coût \mathfrak{J} sur un horizon de prédiction de temps T_r [50].

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_r} (y_r(t + \tau) - y(t + \tau))^T (y_r(t + \tau) - y(t + \tau)) d\tau \quad (3.31)$$

Avec : $y_r(t) = \begin{bmatrix} y_{1r}(t) \\ y_{2r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$, $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(t) \\ h_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$, T_r signifie l'horizon de temps de prédiction, où $y_r(t + \tau)$ représente la trajectoire de référence future envisagée, tandis

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

que $y(t + \tau)$ représente la valeur anticipée de la sortie du système à τ étapes à venir. Par conséquent, l'indice de performance quadratique incorporé dans la fonction de coût \mathfrak{J} subit une modification comme suit :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_{r1}} (y_{1r}(t + \tau) - y_1(t + \tau))^2 d\tau + \frac{1}{2} \int_0^{T_{r2}} (y_{2r}(t + \tau) - y_2(t + \tau))^2 d\tau \quad (3.32)$$

La prédiction de la sortie est calculée à l'aide d'un développement en série de Taylor, comme expliqué dans le chapitre précédent.

En utilisant l'équation (3.30):

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u(t) + L_{g_2} h_1(x) F(t) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u(t) + L_{g_2} h_2(x) F(t) \end{cases} \quad (3.33)$$

Le degré relatif des sorties $y_1(t)$ et $y_2(t)$ est noté $\rho_{1,2} = 1$. Cela signifie que les dérivées de Lie des fonction $h_k(x)$ sont non nulles et peuvent être exprimées comme suit :

$$y_1(t + \tau) = h_1(x) + \tau [L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u(t) + L_{g_2} h_1(x) F(t)] \quad (3.34)$$

$$y_2(t + \tau) = h_2(x) + \tau [L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u(t) + L_{g_2} h_2(x) F(t)] \quad (3.35)$$

Afin de déterminer l'ordre optimal, il est impératif de satisfaire la condition préalable suivante :

$$\frac{\partial \mathfrak{J}(x, u)}{\partial u} = 0 \quad (3.36)$$

En intégrant les équations (3.34) et (3.35) dans l'équation (3.32) et en minimisant cette dernière, le contrôle non linéaire optimal résultant peut être expliqué comme suit :

$$u(t) = H_1(x)^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^1 Z_i^1 (y_{1r}^{(i)}(t) - L_f^{(i)} h_1(x)) - K_1 F(t) \\ \sum_{i=0}^1 Z_i^2 (y_{2r}^{(i)}(t) - L_f^{(i)} h_2(x)) - K_2 F(t) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Avec :

$$\begin{cases} Z_0^1 = \frac{3}{2T_{r1}} ; Z_1^1 = 1 \\ Z_0^2 = \frac{3}{2T_{r2}} ; Z_1^2 = 1 \end{cases} \quad (3.38)$$

Les matrices K_1, K_2 et $H_1(x)$ sont présentées comme suit :

$$K_1 = L_{g_2} h_1(x) = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ L_d & \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$K_2 = L_{g_2} h_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ L_q & \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$H_1(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

3.2.3. Analyse de stabilité

Pour analyser la stabilité du système en boucle fermée, il est nécessaire de déterminer les erreurs de suivi à l'origine. Cela peut être réalisé en obtenant l'équation caractéristique du système en boucle fermée, qui est dérivée en substituant l'équation (3.37) dans l'équation (3.33) :

$$\begin{cases} Z_1^1 s + Z_0^1 = 0 \\ Z_1^2 s + Z_0^2 = 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

Les pôles de l'équation caractéristique sont les suivants : $s_d = \frac{-3}{2T_{r1}}$; $s_q = \frac{-3}{2T_{r2}}$. Le système en boucle fermée atteint une stabilité asymptotique en raison de la présence de parties réelles négatives dans tous ses pôles. Lorsque la connaissance de la perturbation est disponible, la dynamique de l'erreur de suivi est uniquement dictée par le temps de prédiction, une réponse plus rapide correspondant à un temps de prédiction plus court. Néanmoins, même lorsque le couple résistant est connu, l'identification des incertitudes et des variations du modèle reste une tâche difficile, nécessitant l'intervention d'un observateur. L'intégration de la compensation des perturbations dans le contrôleur est complexe en raison du degré relatif de la perturbation étant inférieur à celui de l'entrée [46]. De plus, si la perturbation est négligée dans le contrôleur, elle entraîne une erreur en régime permanent dans le système en boucle fermée, comme l'indique l'équation suivante :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty^+} e_1(t) = \lim_{t \rightarrow \infty^+} \frac{-K_1 F(t)}{Z_0^1} \\ \lim_{t \rightarrow \infty^+} e_2(t) = \lim_{t \rightarrow \infty^+} \frac{-K_2 F(t)}{Z_0^2} \end{cases} \quad (3.43)$$

3.3. Conception du contrôle prédictif non linéaire robuste (RNGPC)

La principale limitation du contrôle prédictif classique mentionné ci-dessus réside dans sa dépendance à l'acquisition de connaissances sur les perturbations, une tâche qui s'avère difficile à obtenir et doit être estimée par l'expertise d'un observateur.

Pour améliorer l'atténuation des perturbations, nous avons introduit une action intégrale dans le contrôleur. Pour cela le critère de quadrature traduisant l'objectif de la boucle interne proposée est écrit sous la forme suivante :

$$J(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_{r1}} I_d(t + \tau)^2 d\tau + \frac{1}{2} \int_0^{T_{r2}} I_q(t + \tau)^2 d\tau \quad (3.44)$$

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

Où T_{r1}, T_{r2} sont respectivement les temps de prédiction pour les sorties 1 et 2. L'intégrale de l'erreur de sortie est $I_i(t) = \int_0^t e_i(\tau) d\tau$ $i = d, q$. L'erreur de sortie avec y_{ri} étant la trajectoire souhaitée et y_i étant la sortie du système est $e_i(\tau) = (y_{ri}(\tau) - y_i(\tau))$ $i = d, q$, avec $y(t + \tau)$, $y_r(t + \tau)$ étant respectivement la prédiction à τ étapes à l'avance de la sortie du système et de la trajectoire souhaitée dans le futur.

La valeur prédite de $I_i(t + \tau)$ dans ce cas est obtenue par un développement en série de Taylor avec $(\rho_i + 1)$.

$$I_i(t + \tau) = \sum_{j=0}^{\rho_i+1} \frac{\tau^j}{j!} I_i^{(j)}(t) \quad (3.45)$$

Si nous négligeons la perturbation, l'expression (3.33) donne :

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u(t) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u(t) \end{cases} \quad (3.46)$$

La prédiction du terme $I_i(t + \tau)$ est calculée par :

$$I(t + \tau) = \begin{bmatrix} I_d(t + \tau) \\ I_q(t + \tau) \end{bmatrix} = T(\tau) Y(t) \quad (3.47)$$

Avec :

$$T(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \tau & 0 & \frac{\tau^2}{2!} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \tau & 0 & \frac{\tau^2}{2!} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1(\tau) \\ \gamma_2(\tau) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Et

$$Y(t) = \left[\int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad \int_0^t e_2(\tau) d\tau \quad e_1(t) \quad e_2(t) \quad e_1(t) \quad e_2(t) \right]^T \quad (3.49)$$

En utilisant l'équation (3.47) dans la fonction de coût (3.44), nous aurons :

$$J(x, u) = \frac{1}{2} [Y(t)^T \nabla(T_{r1}, T_{r2}) Y(t)] \quad (3.50)$$

Avec :

$$\nabla(T_{r1}, T_{r2}) = \int_0^{T_{r1}} \gamma_1(\tau)^T \gamma_1(\tau) d\tau + \int_0^{T_{r2}} \gamma_2(\tau)^T \gamma_2(\tau) d\tau \quad (3.51)$$

Pour trouver l'ordre optimal, nous devons satisfaire la condition nécessaire suivante :

$$\frac{\partial J(x, u)}{\partial u} = 0 \quad (3.52)$$

En appliquant directement la loi de contrôle définie par (3.50), nous obtenons la loi de contrôle optimale dans le sens du critère (3.52) :

$$u(t) = (L_{g_1} h(x))^{-1} \left[\begin{array}{l} Z_0^1 \int_0^t e_d(\tau) d\tau + \sum_{i=1}^2 Z_i^1 (y_{dr}^{(i-1)}(t) - L_f^{(i-1)} h_1(x)) \\ Z_0^2 \int_0^t e_q(\tau) d\tau + \sum_{i=1}^2 Z_i^2 (y_{qr}^{(i-1)}(t) - L_f^{(i-1)} h_2(x)) \end{array} \right] \quad (3.53)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_0^1 = \frac{10}{3T_{r1}^2} ; Z_1^1 = \frac{5}{2T_{r1}} ; Z_2^1 = 1 \\ Z_0^2 = \frac{10}{3T_{r2}^2} ; Z_1^2 = \frac{5}{2T_{r2}} ; Z_2^2 = 1 \\ L_{g_1} h(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \\ L_f h_1(x) = \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ L_f h_2(x) = \frac{-R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\varphi_f p \omega_r}{L_q} \end{array} \right. \quad (3.54)$$

3.4. Stabilité du système en boucle fermée

Pour évaluer la stabilité du système en boucle fermée, il est nécessaire d'examiner la stabilité des erreurs de suivi de la sortie à l'origine. L'équation caractéristique suivante du système en boucle fermée de la boucle externe est produite en substituant (3.53) dans (3.46) :

$$\begin{cases} Z_2^1 s^2 + Z_1^1 s + Z_0^1 = 0 \\ Z_2^2 s^2 + Z_1^2 s + Z_0^2 = 0 \end{cases} \quad (3.55)$$

Les pôles de l'équation caractéristique :

$$s_d = \frac{-1.25 \mp 1.3307i}{T_{r1}} ; s_q = \frac{-1.25 \mp 1.3307i}{T_{r2}}$$

Parce que chaque pôle a une partie réelle négative, le système en boucle fermée est asymptotiquement stable. Dans le cas où la perturbation est connue, la dynamique de l'erreur de suivi dépend uniquement du temps de prédiction. Plus le temps de prédiction est petit, plus la réponse est rapide.

3.5. Résultats de simulation

Les simulations ont été réalisées en utilisant le programme Matlab/Simulink pour évaluer l'efficacité et la performance du contrôle proposé. Les temps de prédiction T_{r1} et T_{r2} sont fixés à 0.7ms. Le temps d'échantillonnage du contrôleur T_c et le temps d'échantillonnage dans le modèle mathématique du PMSM T_s sont choisis égaux à 10^{-5} s. L'approche de placement des pôles est utilisée pour déterminer les gains du HSMC a_1 et a_2 . Les valeurs utilisées sont $a_1=13$, et $a_2=2000$. Les performances de suivi de la trajectoire de référence sont étudiées sous un couple de charge inconnu et des incertitudes des paramètres. La trajectoire de référence de la vitesse passe par un filtre afin que la dynamique de la trajectoire de référence soit adéquate, ce qui évite

un courant de phase trop élevé. Le moteur est entraîné par un onduleur de tension sous contrôle PWM, et les paramètres du PMSM étudié sont spécifiés dans le Tableau 2.1.

3.5.1. Évaluation des performances avec des valeurs constantes

Le couple résistif se manifeste par des magnitudes distinctes pendant les intervalles de temps $t \in [0 \ 1]$ s, $[1 \ 3]$ s, $[3 \ 7]$ s, $[7 \ 9]$ s et $[9 \ 12]$ s, correspondant aux valeurs de 0 Nm, 0,5 Nm, 0 Nm, 0,5 Nm et 0 Nm, respectivement. La Figure 3.2 montre les résultats de simulation du suivi de la trajectoire de vitesse du RNGPC et du contrôle proposé, en tenant compte du couple de charge variable. Il est à noter que le contrôleur proposé élimine efficacement l'influence du couple de charge. De manière remarquable, le signal de vitesse montre un temps de réponse rapide en maintenant parfaitement son point de référence avec une latence extrêmement courte.

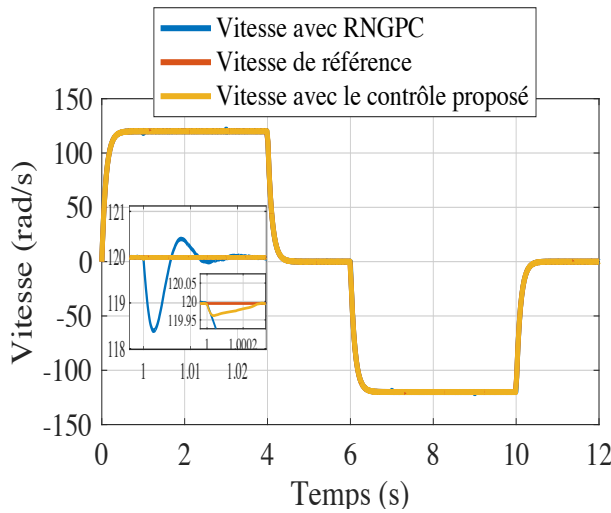


Figure 3.2 : Suivi de la vitesse.

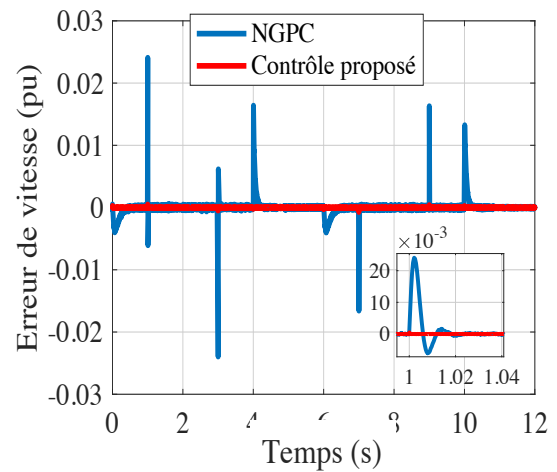


Figure 3.3 : L'erreur de vitesse.

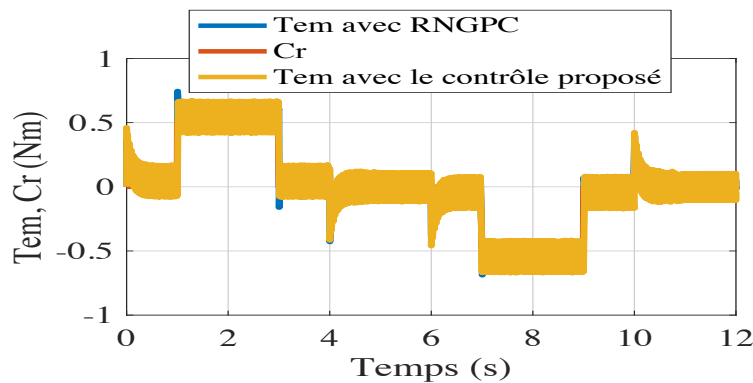


Figure 3.4 : L'évolution du couple résistif (C_r) et du couple électromagnétique (T_{em})

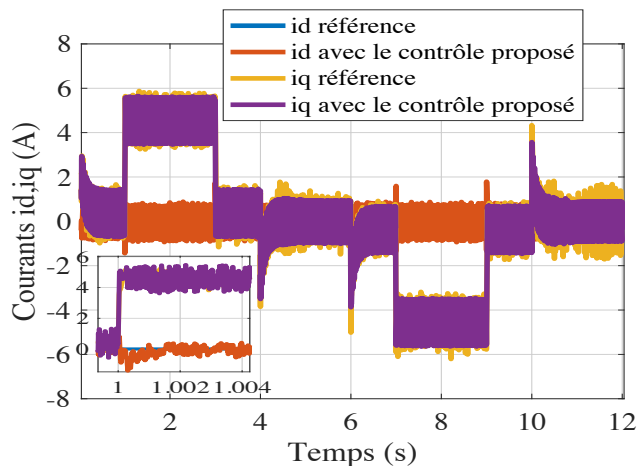


Figure 3.5 : Les composants de l'axe i_d et i_q

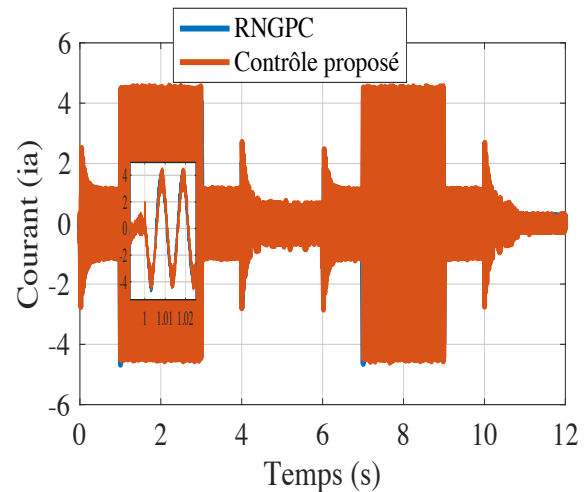


Figure 3.6 : L'évolution du courant d'induit (i_a).

La Figure 3.3 illustre les résultats de simulation de l'erreur de suivi de la trajectoire de vitesse (en pu) pour le RNGPC et le contrôle proposé, en tenant compte des variations du couple de charge. Les graphiques montrent que, dans les deux stratégies, l'erreur converge rapidement vers zéro en un laps de temps court et atteint un état stationnaire stable. Cependant, le contrôle proposé se distingue par une convergence plus rapide et sans dépassement, assurant un suivi précis de la trajectoire de vitesse.

La Figure 3.4 montre les résultats de simulation pour le couple électromagnétique et le couple de charge, en comparant les performances du RNGPC et du contrôle proposé sous des conditions de couple résistif variable. D'après les graphiques, il est évident que le couple électromagnétique augmente progressivement jusqu'à atteindre une magnitude équivalente à la somme du couple de charge et du frottement, suivant précisément leurs valeurs.

La Figure 3.5 illustre les résultats de simulation des composants du courant du stator, i_q et i_d , sous l'influence de variations du couple de charge, spécifiquement avec l'implémentation du contrôle proposé. La figure montre qu'avec le contrôle proposé, le composant i_d reste constamment aligné avec sa valeur de référence de zéro à travers toutes les variations du couple de charge. De plus, le composant i_q s'aligne avec sa valeur de référence, i_{qref} , et la suit pour chaque variation du couple de charge. Il est à noter que les oscillations observées dans les signaux sont dues à l'onduleur d'alimentation du moteur, tandis que les pics sont une conséquence de la forme de la vitesse de consigne. Il est évident que la méthode proposée offre des performances remarquables, assurant la stabilité de tous les signaux.

La Figure 3.6 présente les résultats de simulation de l'évolution du courant de phase i_a pour les RNGPC et le contrôle proposé, en tenant compte des variations du couple de charge. Le

contrôle proposé offre des performances remarquables, assurant la stabilité de tous les signaux. Par conséquent, les pics observés peuvent être attribués à la variation brusque du couple de charge.

3.5.2. Tests de robustesse

Pour examiner de manière approfondie la robustesse de RNGPC et du contrôle proposé vis-à-vis des variations paramétriques de la MSAP, une série de simulations a été réalisée. Dans chaque simulation, un seul paramètre a été modifié dans l'intervalle de temps $t \in [5 \ 7]$ s. Plus précisément, les tests de robustesse ont consisté à modifier la résistance du stator R_s de +100%, à diminuer le flux du rotor de -20%, et à augmenter le coefficient de friction visqueuse f de +5%. De plus, le couple de charge a été fixé à 1 Nm dans la plage de temps de $t \in [2 \ 7]$ s, tandis qu'un échelon de consigne de 120 rad/s a été appliqué pour chaque test.

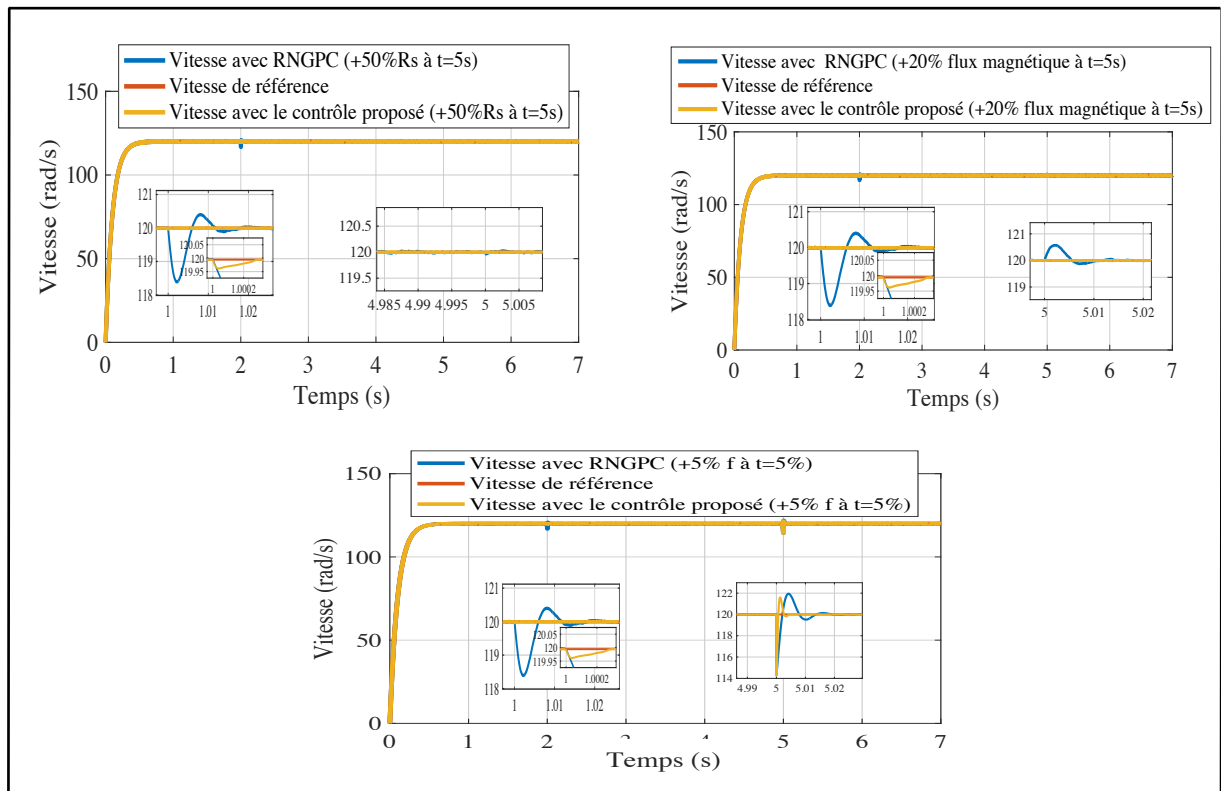


Figure 3.7 : Réponse de vitesse pour un couple de charge de 1 Nm à $t \in [2 \ 7]$ s, et une variation à $t \in [5 \ 7]$ s, +20% de R_s , +20% du flux et +5% du coefficient de friction visqueuse (f) pour chaque simulation.

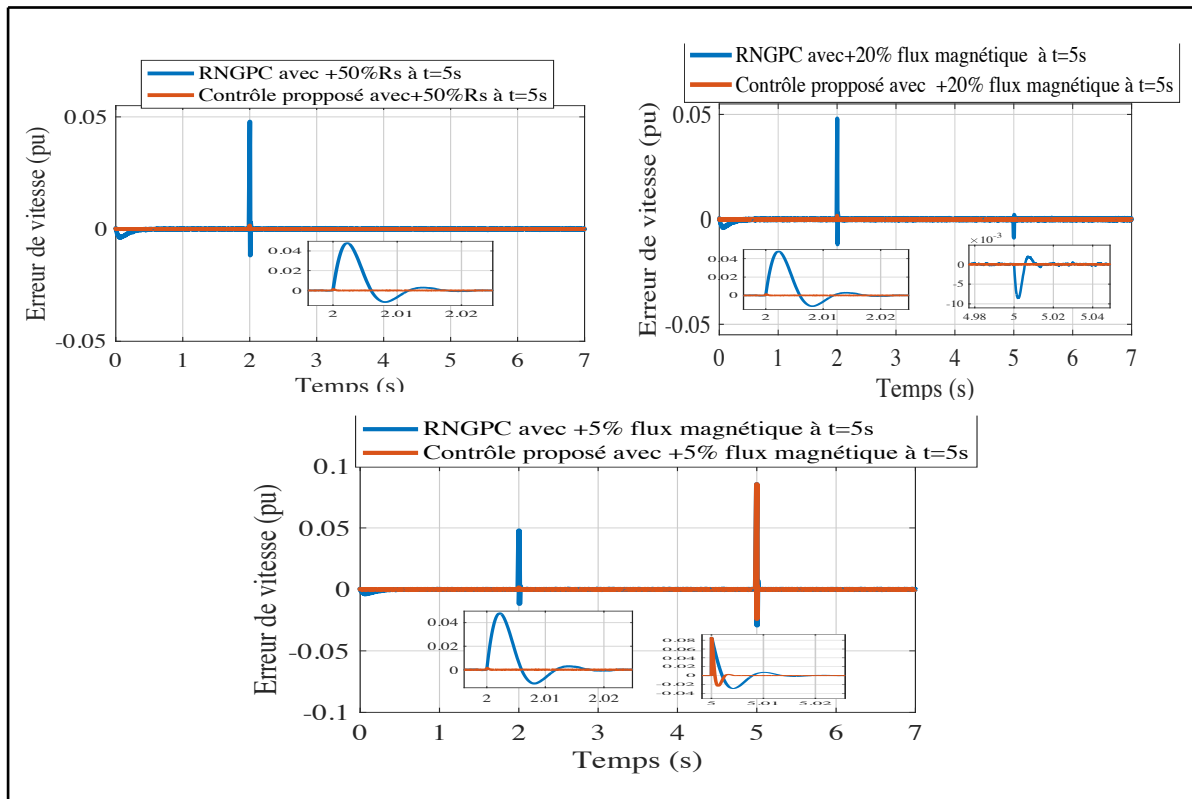


Figure 3.8 : Erreur de vitesse avec RNGPC et le contrôle proposé.

La Figure 3.7 illustre la simulation du suivi de trajectoire de vitesse pour le RNGPC et le contrôle proposé, en tenant compte des fluctuations du couple de charge et des paramètres de la machine. Les résultats démontrent que la vitesse du moteur suit efficacement la trajectoire souhaitée, avec une réponse rapide et une bonne capacité de rejet des perturbations pour les deux algorithmes. Cependant, l'algorithme proposé se distingue par une meilleure stabilité et une robustesse face aux variations.

La Figure 3.8 met en évidence l'erreur de suivi de vitesse (en pu) en fonction des changements de couple résistif et des paramètres de la machine. On observe que le contrôle proposé réduit significativement cette erreur par rapport au RNGPC, avec une convergence rapide vers zéro et une bonne stabilité en régime permanent, tout en limitant le dépassement lors des variations paramétriques.

En parallèle, la Figure 3.9 présente les résultats relatifs au couple électromagnétique et au couple de charge sous l'influence des mêmes variations. Il apparaît que le couple électromagnétique évolue progressivement jusqu'à atteindre un équilibre précis avec la somme du couple de charge et du frottement, assurant ainsi une réponse cohérente.

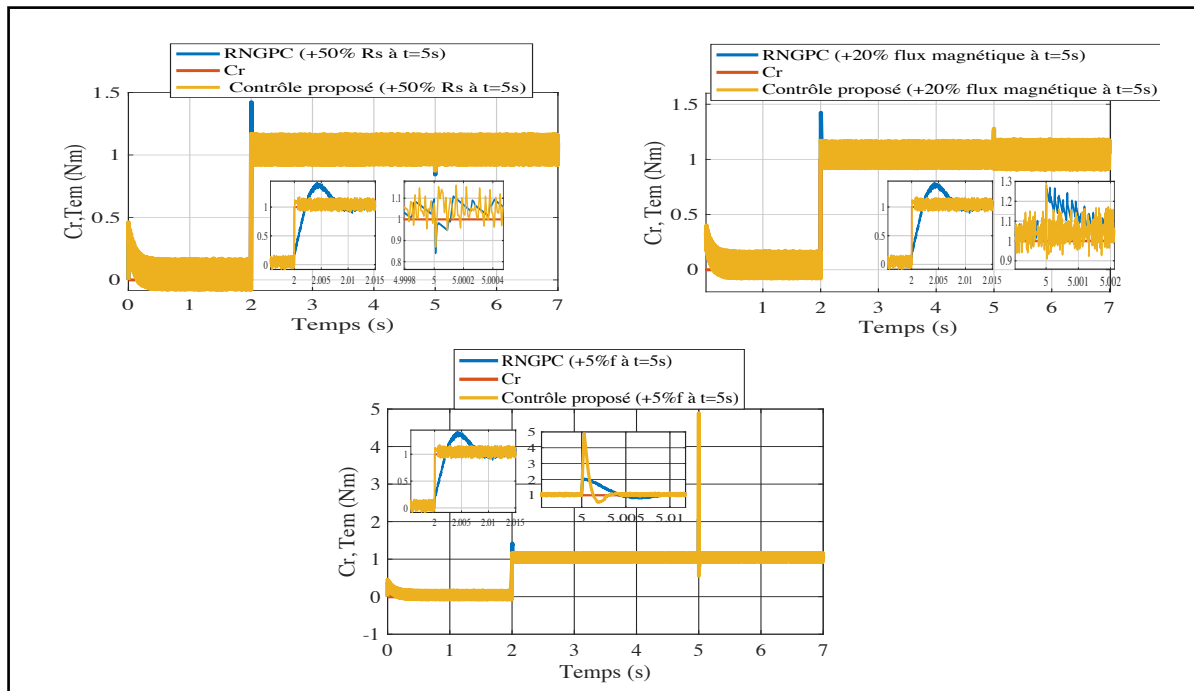


Figure 3.9 : L'évolution du couple de charge (Cr) et du couple électromagnétique (Tem) avec RNGPC et le contrôle proposé.

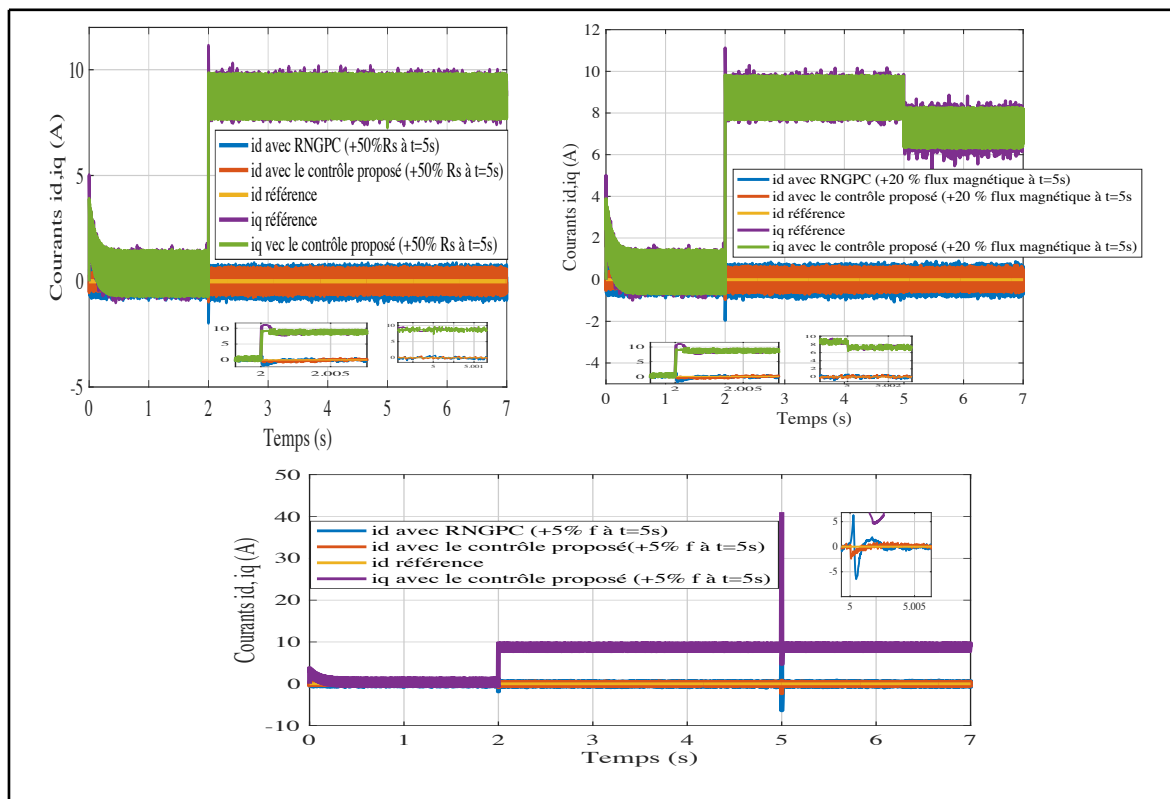


Figure 3.10 : Les composants des axes id et iq .

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

Quant aux composants du courant d'induit, illustrés dans la Figure 3.10, on constate que la composante directe i_d reste constamment nulle, quelle que soit la variation du couple de charge et des paramètres de la machine, tandis que la composante i_q suit correctement sa référence.

Afin d'évaluer la qualité des performances des algorithmes de contrôle, les critères ITAE (Erreur Absolue Pondérée par le Temps Intégral) et ISE (Erreur Carrée Intégrale) ont été appliqués. Les résultats, illustrés dans les Figures 3.11 et 3.12, confirment que la stratégie proposée offre des performances supérieures par rapport aux autres techniques, notamment le NGPC avec observateur et le RNGPC.

Cette étude valide les objectifs définis en introduction en démontrant l'efficacité de l'approche proposée. Celle-ci assure un suivi précis de la vitesse de référence tout en garantissant un fonctionnement efficace de la MSAP, même face aux variations des paramètres dues à l'usure ou aux conditions de travail de la machine.

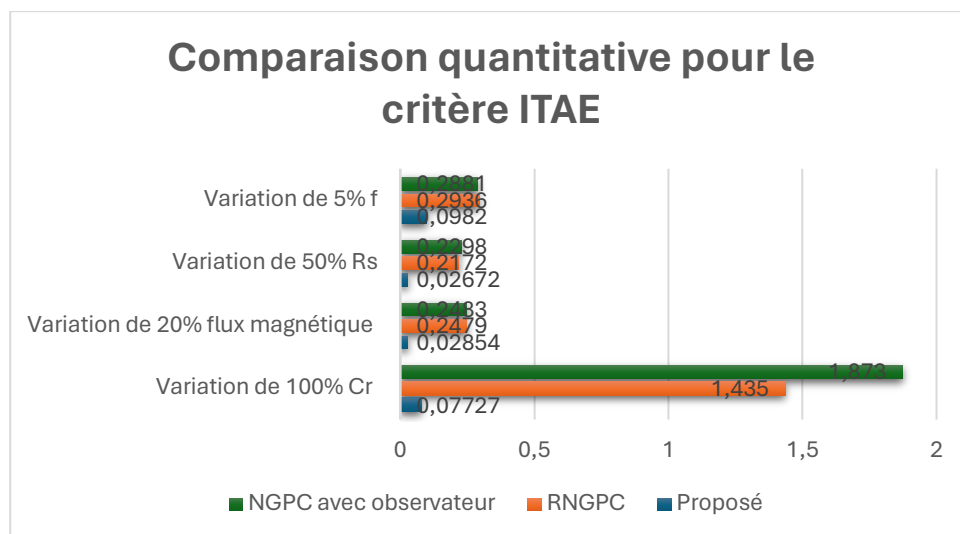


Figure 3.11 : La comparaison quantitative pour le critère ITAE (erreur absolue pondérée par le temps).

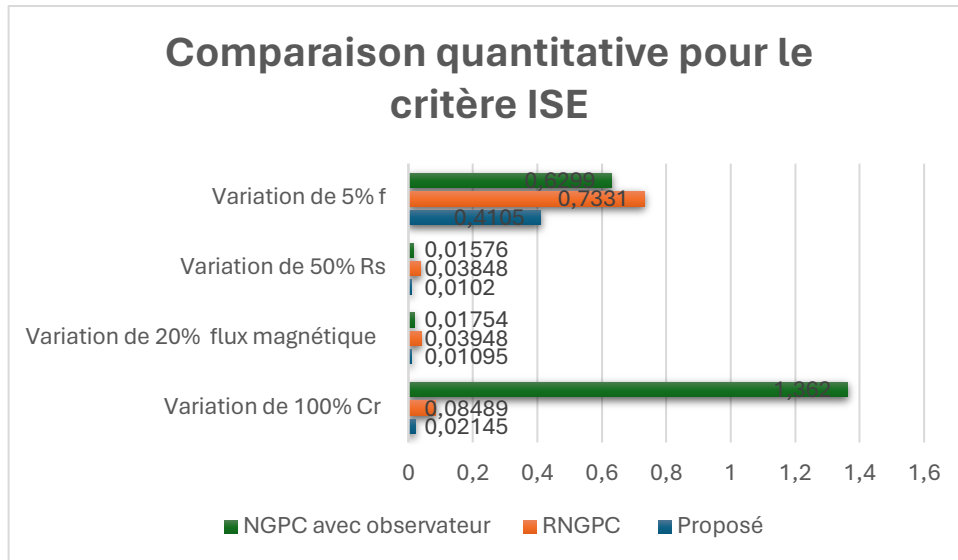


Figure 3.12 : La comparaison quantitative pour le critère (erreur carrée intégrale).

3.5.3. Résultats expérimentaux

Le système OPAL-RT sert de plateforme sophistiquée incarnant le concept de simulation Hardware in the Loop (HIL), une technique largement utilisée dans les domaines de l'ingénierie et de la recherche. Au cœur de cette simulation, le HIL comble l'écart entre les simulations basées sur des logiciels et le matériel réel en intégrant des composants ou des systèmes réels avec des modèles virtuels. OPAL-RT se spécialise dans le développement de solutions HIL avancées facilitant l'interaction en temps réel entre le matériel physique et les simulations de haute-fidélité. Le paradigme de simulation Hardware in the Loop implique la connexion du matériel physique, dans ce cas la carte OP 4510 et d'autres composants pertinents, à un environnement de simulation en temps réel. La carte OP 4510 est un élément clé du système OPAL-RT et est conçue pour fournir une plateforme robuste et flexible pour réaliser des simulations HIL. Elle intègre généralement des blocs puissants de FPGA (Field-Programmable Gate Array) qui sont essentiels pour émuler et interagir avec les systèmes simulés.

Dans le cadre de l'étude présentée, l'interface RT-Lab agit comme un pont entre le logiciel MATLAB/Simulink, souvent utilisé pour la modélisation et la simulation, et les composants matériels en temps réel. Cette interface permet l'exécution de simulations dans un environnement en temps réel, où les réponses du système simulé sont renvoyées de manière interactive aux composants matériels réels. Cette interaction en temps réel permet une évaluation dynamique et réaliste du comportement du modèle virtuel lorsqu'il est couplé à des éléments physiques. L'approche de simulation HIL fournie par le système OPAL-RT est

Commande prédictif généralisé non linéaire utilisant la SMC d'ordre supérieur

particulièrement utile pour diverses applications, telles que le test des algorithmes de contrôle, la validation des conceptions de systèmes et l'étude du comportement des systèmes complexes. Elle permet aux chercheurs et ingénieurs d'explorer et d'analyser la performance de leurs conceptions de manière contrôlée et répétable, éliminant souvent le besoin de tests réels coûteux et risqués. Cela est particulièrement crucial dans des domaines comme les systèmes d'énergie, l'ingénierie automobile, l'aérospatiale et les énergies renouvelables, où l'interaction entre les modèles logiciels et le matériel physique est complexe et influente. En résumé, le système OPAL-RT, équipé de capacités HIL, permet aux chercheurs et ingénieurs de fusionner sans effort les simulations virtuelles avec le matériel réel, favorisant un environnement de tests et de développement précis, dynamique et efficace dans divers domaines.

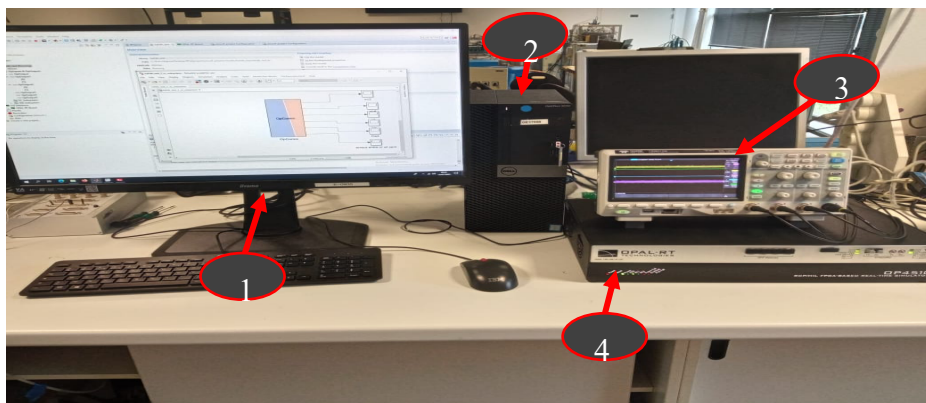


Figure 3.13 : Résultats des tests en temps réel avec OPAL-RT

La configuration de la simulation en temps réel est illustrée à la Figure 3.13. Elle implique plusieurs composants essentiels, à savoir : (1) le logiciel MATLAB/Simulink et la plateforme RT-Lab pour l'exécution, (2) un PC hôte, (3) l'équipement OPAL-RT 4510, et (4) un oscilloscope numérique. Le processus commence par la décomposition et l'adaptation du système de simulation MASP pour son intégration à la plateforme RT-Lab, aboutissant finalement à l'exécution des simulations en temps réel.

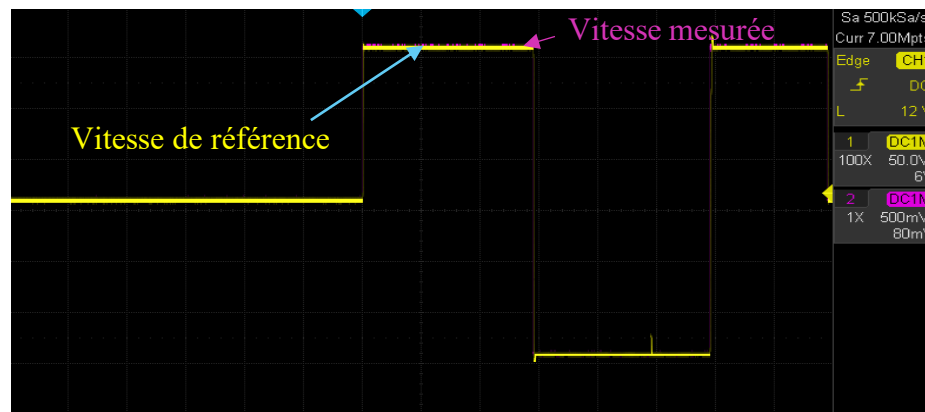


Figure 3.14 : Test en temps réel de la vitesse MSAP.

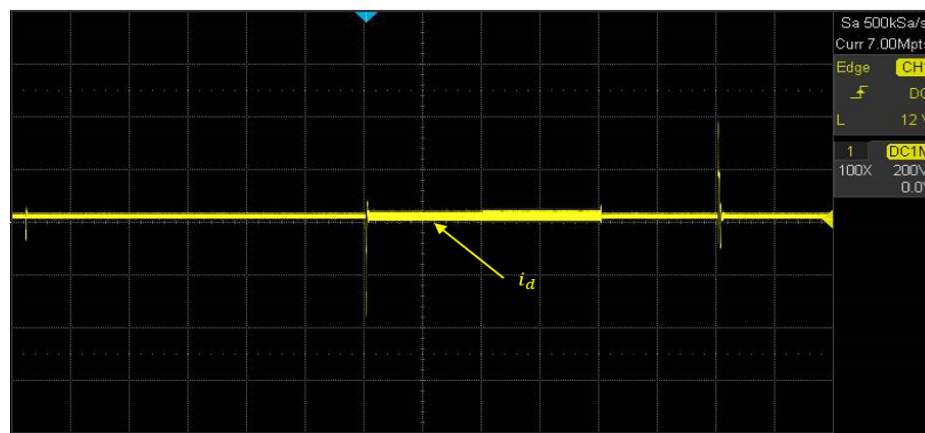


Figure 3.15 : Réponse en temps réel du courant direct.

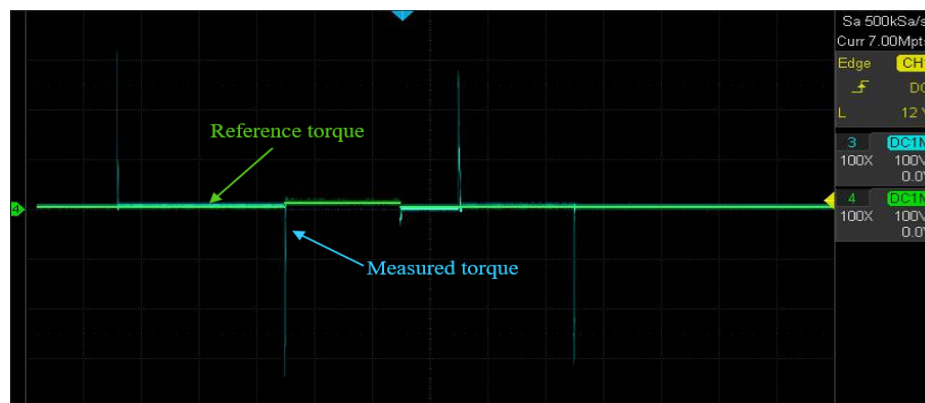


Figure 3.16 : Réponse en temps réel du couple MSAP.

Le cadre expérimental a été davantage manifesté par les Figures 3.14 à 3.16, qui présentent les résultats obtenus à partir de la technique proposée lorsqu'elle est soumise à des perturbations du couple de charge. De manière remarquable, les résultats dérivés du simulateur en temps réel discret RT-LAB présentent une proximité remarquable avec les résultats anticipés de la simulation. Cela souligne la fidélité et la précision du processus de simulation en temps réel facilité par le système OPAL-RT. La Figure 3.14 présente les résultats de simulation du suivi

de la trajectoire de vitesse du rotor. On observe que la vitesse réelle suit fidèlement la référence, avec une erreur en régime permanent efficacement éliminée malgré la présence du couple de charge. La Figure 3.15 illustre l'évolution du couple électromagnétique, qui suit précisément sa référence avec de faibles ondulations, même lors de changements brusques des trajectoires. Quant à la Figure 3.16, elle montre la simulation du composant de courant de l'armature dans l'axe dd . Les résultats confirment que ce composant reste stable à sa valeur de référence prescrite. Ces résultats expérimentaux valident ainsi l'efficacité de l'approche de contrôle proposée.

3.6. Conclusion

Ce chapitre introduit une approche de contrôle combinant le HSMC avec le contrôle RNGPC pour la MSAP. L'objectif du contrôle est de réaliser un suivi précis de la vitesse tout en maximisant les performances dynamiques et en garantissant la robustesse face aux perturbations externes ainsi qu'aux incertitudes sur les paramètres du moteur. Pour atteindre cet objectif, le contrôleur HSMC est utilisé pour déterminer la référence de courant i_q , et ensuite le contrôleur RNGPC est utilisé pour déterminer la tension de référence.

Un aspect notable de cette méthode est qu'elle ne repose pas sur un observateur de perturbation, mais améliore considérablement le rejet des perturbations et la robustesse face aux variations des paramètres. Cet aspect de l'approche proposée représente une contribution novatrice. L'efficacité du contrôleur proposé a été validée par des tests approfondis sous diverses conditions de fonctionnement, avec des changements paramétriques et des perturbations externes. Les résultats de simulation fournissent des preuves claires de la robustesse du contrôleur, démontrant sa capacité à gérer les modifications des paramètres et les variations du couple de charge. L'approche de contrôle proposée présente une convergence rapide, une grande stabilité, et des erreurs de suivi minimales, tout en restant simple à mettre en œuvre. Afin d'enrichir le contenu de notre thèse et de présenter les travaux réalisés dans cette dernière une autre technique de contrôle de la MSAP sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 Commande prédictive de modèle robuste améliorée pour MSAP utilisant la commande par backstepping

4.1. Introduction

Dans la conception d'un contrôleur pour un système non linéaire, la dimension élevée du vecteur d'état peut souvent poser des défis considérables, voire rendre la tâche impossible. La méthode du backstepping offre une approche systématique pour surmonter cette difficulté en combinant la fonction de Lyapunov avec une procédure récursive de conception.

Cette méthode exploite la flexibilité des contrôleurs pour résoudre les problèmes de commande sans recourir à la linéarisation. Contrairement aux autres approches, le backstepping conserve les non-linéarités utiles, ce qui peut préserver certaines caractéristiques dynamiques du système [51]. Bien que l'origine exacte du backstepping ne soit pas entièrement définie, cette approche a suscité un intérêt croissant, notamment grâce aux travaux de V. Kokotovic et ses collaborateurs dans les années 1980 [52].

Le principe fondamental du contrôle backstepping repose sur la stabilisation progressive de sous-systèmes en cascade, leur conférant robustesse et stabilité asymptotique globale au sens de Lyapunov [53,54]. Ce processus multi-étapes génère un contrôle virtuel à chaque phase, assurant la convergence du système vers son état d'équilibre. L'utilisation de fonctions de Lyapunov permet une stabilisation progressive, en garantissant que la dérivée de la fonction reste constamment négative [51, 52]. Le calcul itératif de cette fonction repose sur l'état précédent du système. En augmentant progressivement la fonction de commande de Lyapunov (CLF), une nouvelle CLF peut être construite, garantissant ainsi la stabilité globale. L'intégration progressive de cette approche dans la commande du MSAP renforce encore sa robustesse [55, 56].

L'objectif de cette section est d'introduire une structure de commande alternative qui permet aux sorties de suivre de près les trajectoires de référence tout en maintenant une grande précision et une robustesse face aux erreurs de modélisation et aux variations du couple de charge. Une stratégie de commande en cascade est proposée, similaire en structure à la commande en cascade classique avec régulateur PI. La boucle interne utilise une technique de backstepping pour le contrôle du courant, tandis que la boucle externe utilise une commande prédictive robuste pour réguler la vitesse.

4.2. Principe de la commande Backstepping avec action intégrale

Pour illustrer le principe de la méthode du Backstepping avec intégration, nous considérons le système non linéaire défini dans l'équation (4.1) de deuxième ordre (n=2)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u \end{cases} \quad (4.1)$$

La première étape consiste à définir la variable d'erreur :

$$e_1 = y_{1ref} - x_1 + \alpha_1 \int_0^t (y_{1ref} - x_1) dt \quad (4.2)$$

Avec $\alpha_1 > 0$ un gain ; et $\int_0^t (y_{1ref} - x_1) dt$, l'action intégrale ajoutée à la commande par backstepping, garantit la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro à chaque étape de l'algorithme.

La dérivée de (4.2) s'exprime comme suivant :

$$\dot{e}_1 = \dot{y}_{1ref} - \dot{x}_1 + \alpha_1 (y_{1ref} - x_1) = \dot{y}_{1ref} - (f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2) + \alpha_1 (y_{1ref} - x_1) \quad (4.3)$$

La fonction de Lyapunov et sa dérivée temporelle est exprimée par :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4.4)$$

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (\dot{y}_{1ref} - (f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2) + \alpha_1 (y_{1ref} - x_1)) \quad (4.5)$$

Un choix judicieux de la variable d'état (x_2) rendrait \dot{V}_1 négative et cela assure la stabilité de l'origine du sous-système décrit par (4.4). Pour cela elle est choisie sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 ; \quad k_1 > 0 \quad (4.6)$$

Avec k_1 le gain de conception.

L'égalité de (4.5) et (4.6) revient à avoir :

$$x_2 = \frac{1}{g_1(x_1)} (\dot{y}_{1ref} - f_1(x_1) + \alpha_1 (y_{1ref} - x_1) + k_1 e_1) \quad (4.7)$$

En deuxième lieu, on considère la deuxième équation du système (4.1) ou on définit la deuxième valeur désirée par $x_{2d} = u_1$, ce qui revient à avoir la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = u_1 - x_2 + \alpha_2 \int_0^t (u_1 - x_2) dt \quad (4.8)$$

Avec $\alpha_2 > 0$ un gain de la commande.

Pour garantir la stabilité du sous-système (4.9), nous choisissons la fonction de Lyapunov étendue appropriée (4.10).

Commande prédictive robuste utilisant la commande par backstepping

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u \quad (4.9)$$

Cette fonction est exprimée comme suite :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (4.10)$$

Et sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2(\dot{u}_1 - (f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3) + \alpha_2(u_1 - x_2)) \quad (4.11)$$

Pour garantir la stabilité du sous-système décrit par l'équation (4.11), il faut que la condition $\dot{V}_2 \leq 0$ soit vérifiée. Pour cela, nous choisissons la forme suivante pour \dot{V}_2 :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (4.12)$$

Avec $k_2 > 0$ un gain constant.

L'égalité des équations (4.11) et (4.12) revient à avoir :

$$u = \frac{1}{g_2(x_1, x_2)}(\dot{u}_1 - f_2(x_1, x_2) + \alpha_2(u_1 - x_2) + k_2 e_2) \quad (4.13)$$

Avec :

$$\dot{u}_1 = \frac{g_1(x_1)[\dot{y}_{1ref} - \dot{f}_1(x_1) + \alpha_1(\dot{y}_{1ref} - \dot{x}_1) + k_1 \dot{e}_1] - \dot{g}_1(x_1)[\dot{y}_{1ref} - f_1(x_1) + \alpha_1(\dot{y}_{1ref} - x_1) + k_1 e_1]}{g_1^2(x_1)} \quad (4.14)$$

Ce contrôle assurant la convergence vers la référence et garantissant la stabilité globale du système.

4.3. Description de la méthode de commande proposée

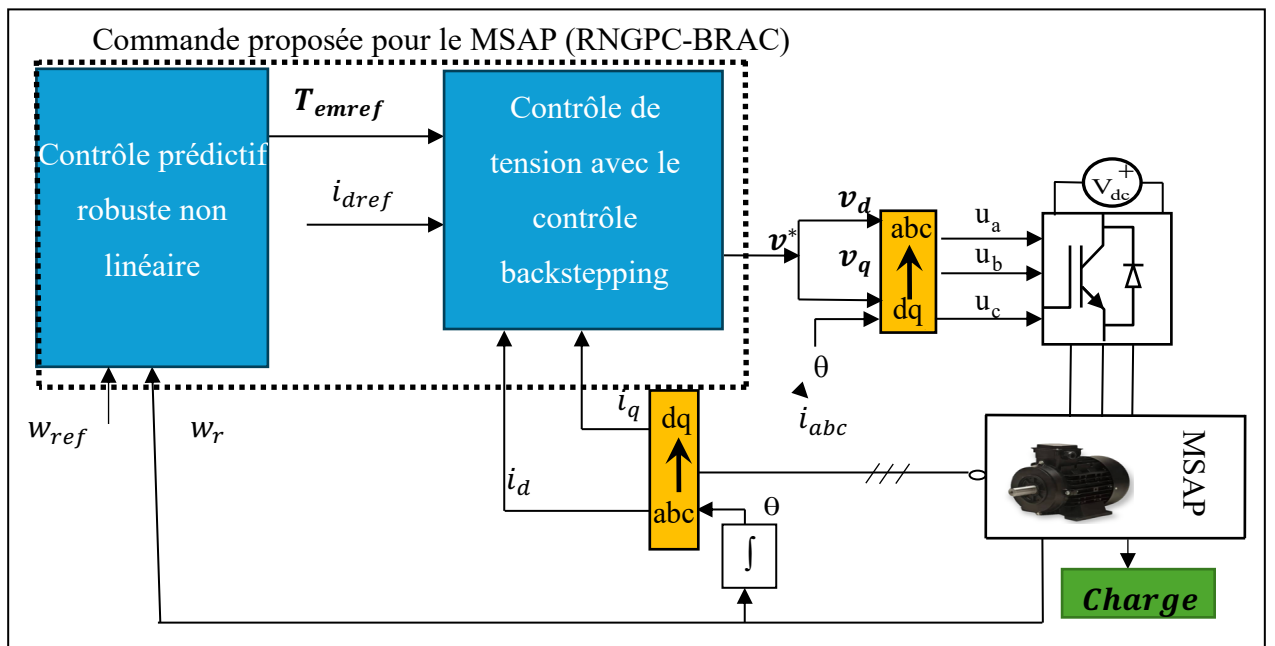


Figure 4.1: Schéma de configuration générale du scénario de stratégie de commande proposé.

Le diagramme fonctionnel illustré à la Figure 4.1 représente le système complet de commande de vitesse du MSAP, comprenant un moteur synchrone à aimants permanents gérant une charge, un onduleur source de tension, et deux contrôleurs. Le premier contrôleur constitue la boucle externe, qui utilise une commande prédictive pour réguler la vitesse. Une commande prédictive robuste est employée dans la boucle externe pour stabiliser la vitesse à la valeur de référence. Le second contrôleur constitue la boucle interne, où la loi de commande de l'axe d applique la stratégie $i_d = 0$. La commande de l'axe d est mise en œuvre à l'aide de l'algorithme de commande intégrale backstepping, visant à fixer le courant d'axe d. De même, la commande de l'axe q est conçue sur la base de l'algorithme de commande intégrale backstepping pour stabiliser le couple au niveau de couple de référence défini. Les commandes correspondant à la stratégie de commande de vitesse du MSAP proposée sont illustrées à la Figure 4.2.

4.3.1. Commande Prédictive Non Linéaire Robuste (Boucle Externe)

L'équation dynamique représentant l'évolution de la vitesse de rotation peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)u(t) + g_2b(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.15)$$

Avec :

- $x = w_r$: Vitesse mécanique du rotor.
- $u = T_{em}$: Couple électromagnétique.
- $b = C_r$: Couple de charge.

Et:

$$\begin{cases} f(x) = -\frac{f}{J}w_r \\ g_1(x) = \frac{1}{J} ; g_2 = -\frac{1}{J} \end{cases} \quad (4.16)$$

L'objectif du contrôle est la régulation de la vitesse ; ainsi, nous avons : $h(x) = y(t) = w_r$. Étant donné que la dérivée de la sortie par rapport au temps révèle la commande (la composante transversale du couple électromagnétique), le degré relatif ρ est égal à 1 et représente le couple de charge, traité comme une perturbation inconnue et non prise en compte lors de la conception du contrôleur. Par conséquent, nous aurons :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.17)$$

L'objectif principal de la commande prédictive généralisée non linéaire robuste (RNGPC) est de déterminer l'entrée optimale afin que la sortie future du système, notée $w_r(t +$

Commande prédictive robuste utilisant la commande par backstepping

τ), puisse suivre avec précision une trajectoire de référence future, notée $w_{rref}(t + \tau)$ malgré la présence de perturbations externes. Le paramètre τ désigne l'horizon de prédiction ou la période temporelle sur laquelle la prédiction est effectuée. Le système peut atteindre une erreur moyenne nulle, même face à des modifications des paramètres du système et à des perturbations externes, lorsque l'action intégrale est incorporée dans la conception du contrôleur [40]. La fonction de coût suivante peut être minimisée pour atteindre cet objectif :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_r} I_w(t + \tau)^2 d\tau \quad (4.18)$$

Avec :

$$I_w(t) = \int_0^t e_w(\tau) d\tau = \int_0^t (w_{rref}(\tau) - w_r(\tau)) d\tau \quad (4.19)$$

Étant donné que le degré relatif ρ est égal à 1 dans ce cas, le terme prédit $I_w(t + \tau)$ est développé sous forme d'un développement en série de Taylor de degré $(\rho+1)$, il peut être écrit comme suit :

$$I_w(t + \tau) = T(\tau)Y(t) \quad (4.20)$$

Avec :

$$Y(t) = \begin{bmatrix} \int_0^t e_w(\tau) d\tau \\ e_w(t) \\ \dot{e}_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0^t w_{rref}(\tau) d\tau \\ w_{rref}(t) \\ \dot{w}_{rref}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \int_0^t h(x) d\tau \\ h(x) \\ L_f h(x) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h(x) u(t) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Et :

$$T(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & \tau & \frac{\tau^2}{2!} \end{bmatrix}; \quad L_f h(x) = -\frac{f}{j} w_r; \quad L_{g_1} h(x) = \frac{1}{j}.$$

Supposons :

$$Z(t) = \begin{bmatrix} \int_0^t w_{rref}(\tau) d\tau \\ w_{rref}(t) \\ \dot{w}_{rref}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \int_0^t h(x) d\tau \\ h(x) \\ L_f h(x) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

En utilisant (4.21), la fonction objective sera :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} [Y(t)]^T \nabla(T_r) Y(t) \quad (4.23)$$

Avec :

$$\nabla(T_r) = \int_0^{T_r} T(\tau)^T T(\tau) d\tau = \begin{bmatrix} T_r & \frac{T_r^2}{2} & \frac{T_r^3}{6} \\ \frac{T_r^2}{2} & \frac{T_r^3}{3} & \frac{T_r^4}{8} \\ \frac{T_r^3}{6} & \frac{T_r^4}{8} & \frac{T_r^5}{20} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \nabla_1 & \nabla_2 \\ \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Ainsi, nous pouvons écrire :

$$\mathfrak{S}(x, u) = \frac{1}{2} \left[\left(Z(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h(x) u(t) \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} \nabla_1 & \nabla_2 \\ \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} \left(Z(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h(x) u(t) \end{bmatrix} \right) \right] \quad (4.25)$$

La condition nécessaire pour trouver le contrôle optimal est la suivante :

$$\frac{\partial \mathfrak{S}(x, u)}{\partial u} = 0 \quad (4.26)$$

À partir de l'équation (4.25), la condition dans l'équation (4.26) peut être représentée par la relation suivante :

$$- \left(L_{g_1} h(x) \right)^T \begin{bmatrix} \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} Z(t) + \left(L_{g_1} h(x) \right)^T \nabla_3 L_{g_1} h(x) u(t) = 0 \quad (4.27)$$

Le contrôle non linéaire optimal après minimisation de la fonction de coût est donné par :

$$u(t + T_r) = \left(L_{g_1} h(x) \right)^{-1} \begin{bmatrix} K_i & K_p & K_d \end{bmatrix} Z(t) \quad (4.28)$$

Avec, $K_i = \frac{10}{3T_r^2}$; $K_p = \frac{5}{2T_r}$; $K_d = 1$; et T_r est le temps de prédiction.

Le contrôleur prédictif (4.28) de nature non linéaire intègre une action intégrale. Ainsi, indépendamment des perturbations imprévues ou des discordances de variables, le contrôleur proposé élimine complètement l'erreur en régime permanent si le système en boucle fermée fait preuve de résilience [57]. Une indication de la stabilité du système en boucle fermée serait la convergence de l'erreur de suivi de la sortie vers la source. En substituant la loi de commande (4.28) dans l'équation (4.18), nous obtenons :

$$K_i \int_0^t e_w(t) dt + K_p e_w(t) + K_d \dot{e}_w(t) = 0 \quad (4.29)$$

Avec : K_i, K_p et K_d sont les gains proportionnels, intégral et dérivé. En développant (4.15), nous pouvons exprimer l'équation du polynôme caractéristique du système en boucle fermée comme suit :

$$K_d S^2 + K_p S + K_i = 0 \quad (4.30)$$

Les racines du polynôme (4.30) sont données comme suit :

$$s_{1,2} = \frac{-1.25 \pm 1.33j}{T_r} \quad (4.31)$$

Les parties réelles des racines (4.31) présentent des valeurs négatives sous la condition que le temps de prédiction T_r soit positif, ce qui implique que la boucle externe est stable en boucle fermée, et plus le temps de prédiction est court, plus le temps de réponse sera court.

4.3.2. Contrôle par backstepping intégral (boucle interne)

Le contrôle par backstepping est utilisé pour la boucle interne de courant. L'objectif est de stabiliser les sous-systèmes en cascade en utilisant des fonctions de Lyapunov, garantissant ainsi la stabilité globale du système.

A. Boucle de courant i_d

Pour atteindre un objectif supplémentaire de notre stratégie de contrôle, à savoir l'élimination de l'effet de réluctance, le courant de référence est fixé à zéro. Cela donne un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, où nous définissons l'erreur de suivi suivante.

$$e_{i_d} = i_{dref} - i_d + K_d \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \quad (4.32)$$

Avec :

$$e'_{i_d} = K_d \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \quad (4.33)$$

Et en définissant la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{i_d}^2 + \frac{1}{2} e'_{i_d}{}^2 \quad (4.34)$$

Dans ce cas, la dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_{i_d} \left(\frac{di_{dref}}{dt} - \frac{di_d}{dt} + K_d (i_{dref} - i_d) \right) + e'_{i_d} K_d (i_{dref} - i_d) \quad (4.35)$$

En supposant que ($i_{dref} = 0$) et $i_d = e'_{i_d} - e_{i_d}$ par conséquent,

$$\dot{V}_1 = e_{i_d} \left(-\frac{di_d}{dt} - K_d (e'_{i_d} - e_{i_d}) \right) - e'_{i_d} K_d (e'_{i_d} - e_{i_d}) = e_{i_d} \left\{ \left(-\frac{di_d}{dt} \right) \right\} + K_d (e_{i_d} - e'_{i_d}) (e_{i_d} + e'_{i_d}) \quad (4.36)$$

En sélectionnant la loi de commande v_d comme suit :

$$v_d = L_d \left(K_{1d} \left[i_{dref} - i_d + K_d \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \right] + \frac{R_S}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q \right) \quad (4.37)$$

En substituant l'équation (4.37) dans (4.35), où $K_{1d} \geq K_d > 0$, cela donne :

$$\dot{V}_1 = -(K_{1d} - K_d) e_{i_d}^2 - K_d e'_{i_d}{}^2 \quad (4.38)$$

Dans ce cas, (4.38) est négative pour $K_{1d} \geq K_d > 0$. Cela implique que la référence de courant désirée $i_d = 0$ est correctement suivie sous l'action de la loi de commande v_d .

B. Boucle du couple électromagnétique T_{em} :

En conséquence, étant donné que l'entrée virtuelle T_{emref} est ajustée pour stabiliser la dynamique (4.29), la conception de l'entrée de commande v_q nécessite la définition de l'erreur de suivi, qui est formulée comme suit.

$$\begin{cases} e_{T_{em}} = T_{emref} - T_{em} + K_{T_{em}} \int_0^t (T_{emref} - T_{em}) dt \\ e'_{T_{em}} = K_{T_{em}} \int_0^t (T_{emref} - T_{em}) dt \end{cases} \quad (4.39)$$

En définissant la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_{T_{em}}^2 + \frac{1}{2} e_{T_{em}}'^2 \quad (4.40)$$

La dérivée temporelle de V_2 est donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = e_{T_{em}} \left(\frac{dT_{emref}}{dt} - \left[\frac{3P}{2} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \frac{di_q}{dt} + \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_q \frac{di_d}{dt} \right] + K_{T_{em}} (T_{emref} - T_{em}) \right) + \\ e_{T_{em}}' K_{T_{em}} (T_{emref} - T_{em}) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Avec :

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_S}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f P \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \quad (4.42)$$

Ainsi, (4.41) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = e_{T_{em}} \left(\frac{dT_{emref}}{dt} - \left[\frac{3P}{2} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \left(-\frac{R_S}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f P \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \right) + \frac{3P}{2} (L_d - \right. \right. \\ \left. \left. L_q) i_q \frac{di_d}{dt} \right] + K_{T_{em}} (T_{emref} - T_{em}) \right) + e_{T_{em}}' K_{T_{em}} (T_{emref} - T_{em}) \end{aligned} \quad (4.43)$$

En choisissant l'entrée de commande v_q comme :

$$v_q = \frac{L_q}{H} \left(\frac{dT_{emref}}{dt} + H \frac{R_S}{L_q} i_q + H \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d + H \frac{1}{L_q} \varphi_f P \omega_r - \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_q \frac{di_d}{dt} + K_{1T_{em}} e_{T_{em}} \right) \quad (4.44)$$

Avec, $H = \frac{3P}{2} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d)$ et $K_{1T_{em}} \geq K_{T_{em}} > 0$ étant des constantes de conception positives, en remplaçant l'équation (4.44) dans (4.41), nous aurons :

$$\dot{V}_2 = -(K_{1T_{em}} - K_{T_{em}}) e_{T_{em}}^2 - K_{T_{em}} e_{T_{em}}'^2 \quad (4.45)$$

Dans ce cas, on peut observer que $\dot{V}_2 < 0$ pour $K_{1T_{em}} > K_{T_{em}} > 0$, ce qui indique que le couple électromagnétique T_{em} suit l'entrée T_{emref} entrée sous la loi de commande de v_q . En sélectionnant l'entrée de contrôle virtuelle T_{emref} déterminée à partir du contrôle de la boucle de vitesse, la vitesse suit sa référence. Par conséquent, pour satisfaire l'objectif de contrôle, nous définissons l'erreur de suivi comme décrite dans (4.32) et (4.39), et choisissons la fonction de Lyapunov complète comme $V = V_1 + V_2$. Sa dérivée est ensuite calculée comme suit :

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \quad (4.46)$$

En appliquant les entrées de commande v_d, v_q :

$$\dot{V} = -(K_{1d} - K_d)e_{id}^2 - K_d e_{id}^{\prime 2} - (K_{1Tem} - K_{Tem})e_{Tem}^2 - K_{Tem} e_{Tem}^{\prime 2} \quad (4.47)$$

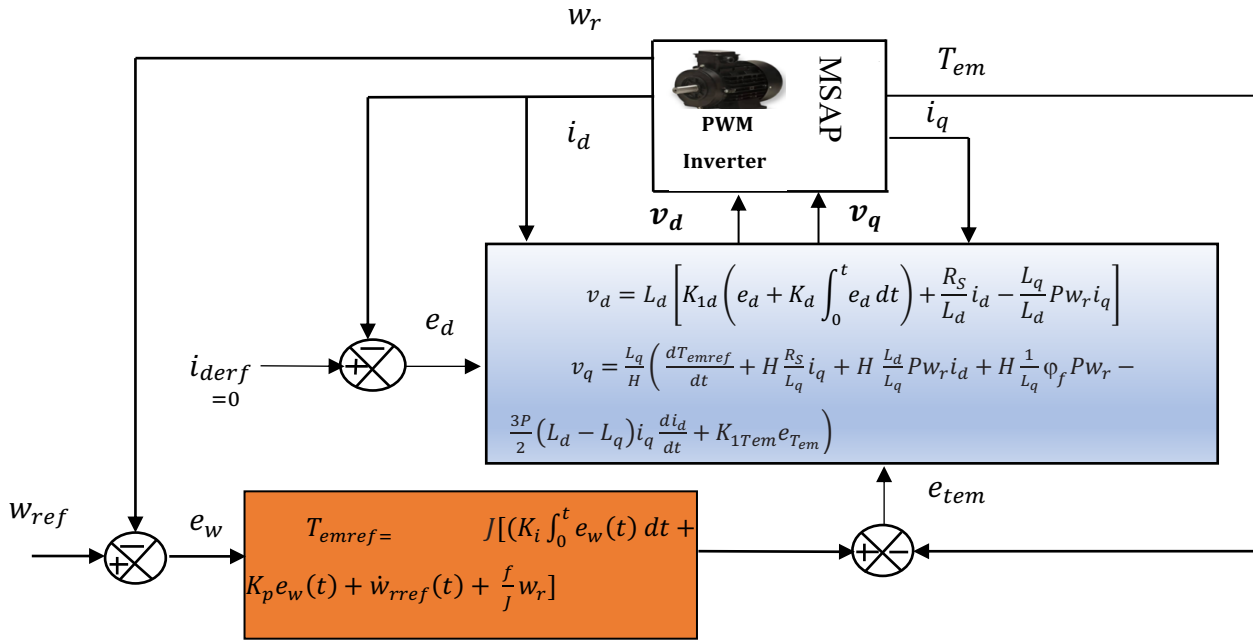


Figure 4.2 : Le contrôleur concret prédictif non linéaire et par backstepping.

4.4. Simulation et Résultats Expérimentaux

Cette section présente les résultats d'une étude réalisée à l'aide de Matlab/Simulink et OPAL-RT. Le tableau 4.1 liste les paramètres du MSAP simulé. L'objectif principal de la simulation est d'évaluer la performance du système de commande en employant la stratégie de commande proposée, ainsi que les algorithmes de commande prédictive robuste (RNGPC). Les temps de prédiction T_r sont pris à 0.5ms. Un temps d'échantillonnage uniforme de $T_c = T_s = 10^{-5}$ s est utilisé à la fois pour le contrôleur et le modèle mathématique du PMSM. Pour déterminer les gains du backstepping, la méthode de placement des pôles est utilisée. Les valeurs utilisées sont $K_d = 700, K_{1d} = 1000, K_{Tem} = 700, K_{1Tem} = 1000$.

Pour garantir une dynamique adaptée de la trajectoire de référence et éviter des courants de phase excessifs, la vitesse de référence est filtrée. La machine démarre à vide, puis un couple de charge de 22 Nm est appliqué brusquement à $t = 0,6$ s, avant d'être supprimé à $t = 0,8$ s. À $t = 1,2$ s, la direction de rotation est inversée, passant de 80 rad/s à -80 rad/s.

La Figure 3 illustre la réponse de la vitesse du MSAP, mettant en évidence que, pour les deux algorithmes, la vitesse du moteur suit précisément et rapidement sa référence. L'effet de la perturbation de charge disparaît rapidement, et le couple électromagnétique se stabilise à la

valeur du couple de charge. L'algorithme proposé se distingue par sa robustesse et sa stabilité, comme l'indique la réponse de la vitesse à $t = 0.6s$, en accord avec l'analyse théorique développée dans la section 3. En revanche, l'algorithme de commande prédictive robuste traditionnel présente des oscillations au moment de présence d'une variation soudaine du couple de charge et ce dernier réussit à les faire disparaître rapidement et converger l'erreur à zéros. Assurer un suivi précis de la vitesse est une exigence essentielle du système de commande du MSAP, et le contrôleur proposé se révèle particulièrement performant en conciliant à la fois dynamique optimisée et robustesse du système.

La Figure 4.4 met en évidence une réduction significative de l'erreur de suivi de la vitesse avec la nouvelle méthode de commande, comparée à la stratégie RNGPC. Par ailleurs, la Figure 4.5 (a, b) représente les formes d'onde du couple électromagnétique pour les deux stratégies. Dans la Figure 4.5 (a), l'algorithme proposé génère un couple électromagnétique avec un faible niveau un faible niveau d'ondulation, témoignant d'une meilleure précision de commande. En revanche, la Figure 4.5 (b) montre des oscillations plus marquées avec la stratégie RNGPC.

En outre, la Figure 4.7 mentre les formes d'onde du courant statorique i_a du MSAP sous les deux stratégies de commande. L'analyse des résultats montre que le contrôleur proposé génère un courant sinusoïdal plus propre, avec une amplitude plus faible, ce qui réduit les pertes d'énergie et améliore l'efficacité globale du système.

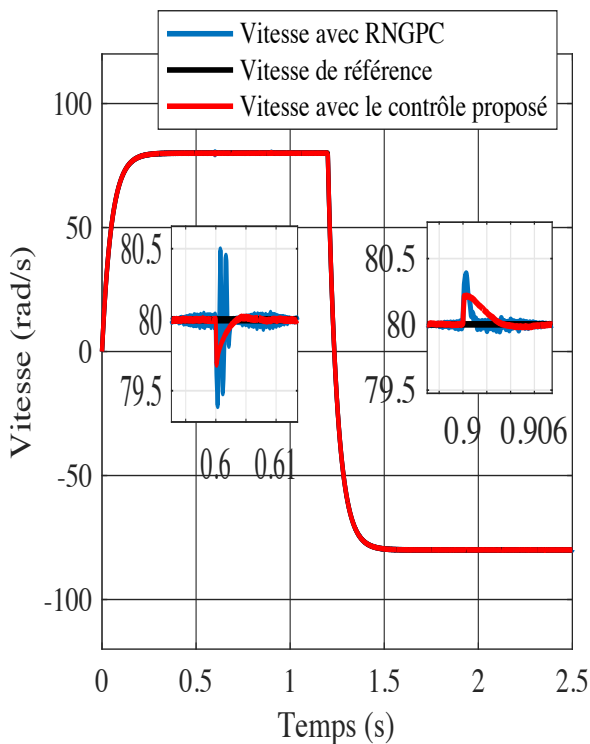


Figure 4.3 : Réponse de la vitesse

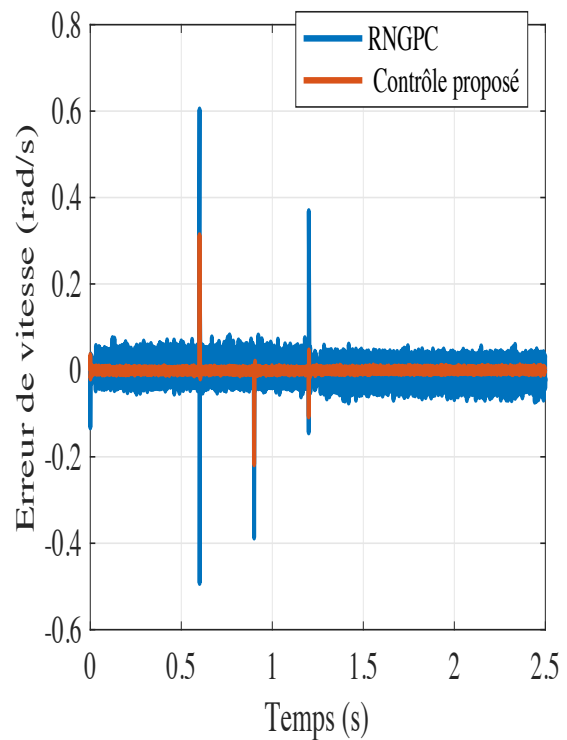


Figure 4.4 : Erreur de vitesse

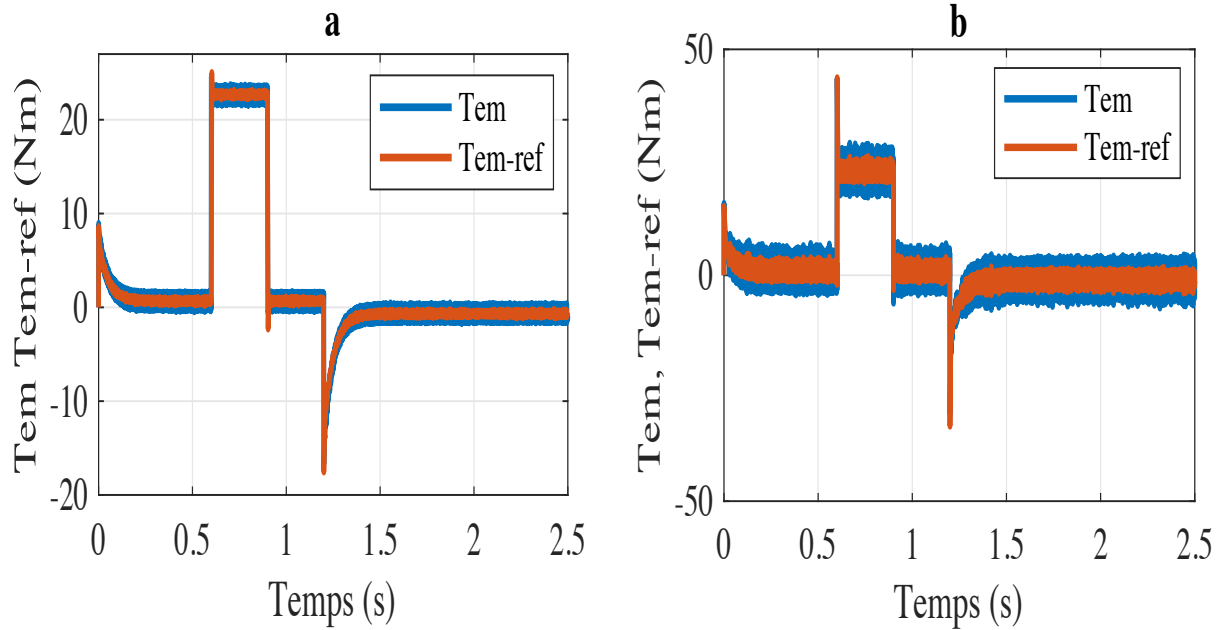


Figure 4.5 : Forme d'onde électromagnétique (a : Proposée) (b : RNGPC)

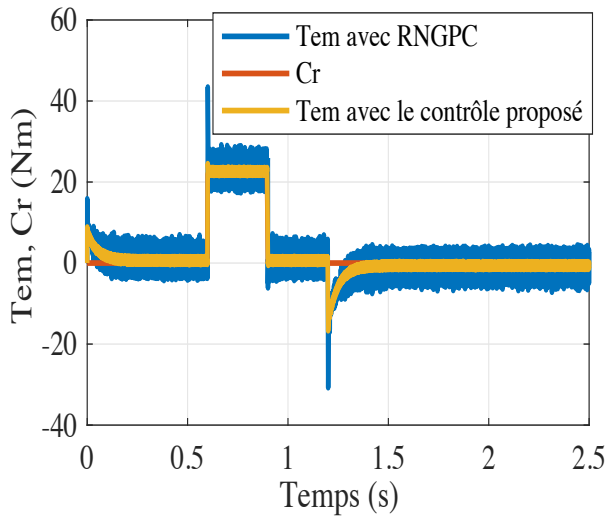


Figure 4.6 : La forme d'onde de T_{em} et le couple de charge

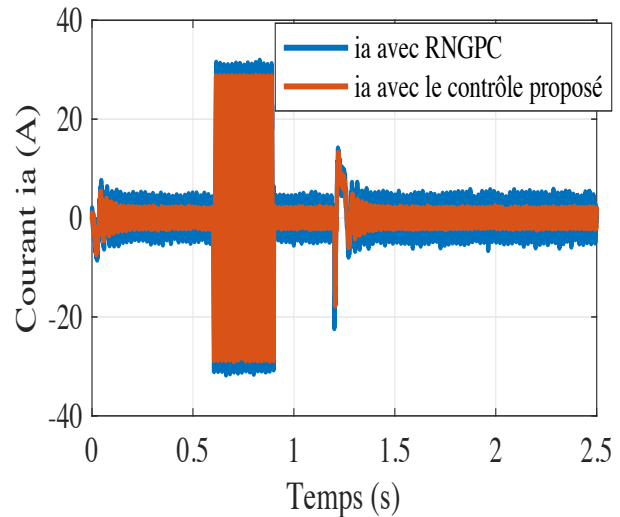


Figure 4.7 : Les formes d'onde du courant i_a

Pour observer le comportement des deux commandes en présence de variations paramétriques, nous avons réalisé des tests de simulation avec une variation de 100 % de R_s à $t=1.5s$ et de -20 % de φ_f à $t=2s$. Initialement, nous avons fait tourner le moteur à vide, puis à $t=0.6s$, un couple de 22 Nm a été appliqué. Les résultats sont présentés dans la figure 4.8. Ensuite, nous avons effectué un autre test, cette fois avec une variation de +50 % de J à $t=4s$ et de +20 % de f à $t=5s$. Initialement, nous avons commencé avec une charge vide, et à $t=1s$, C_r a été réglé à 22 Nm. Les résultats sont présentés dans la figure 4.9.

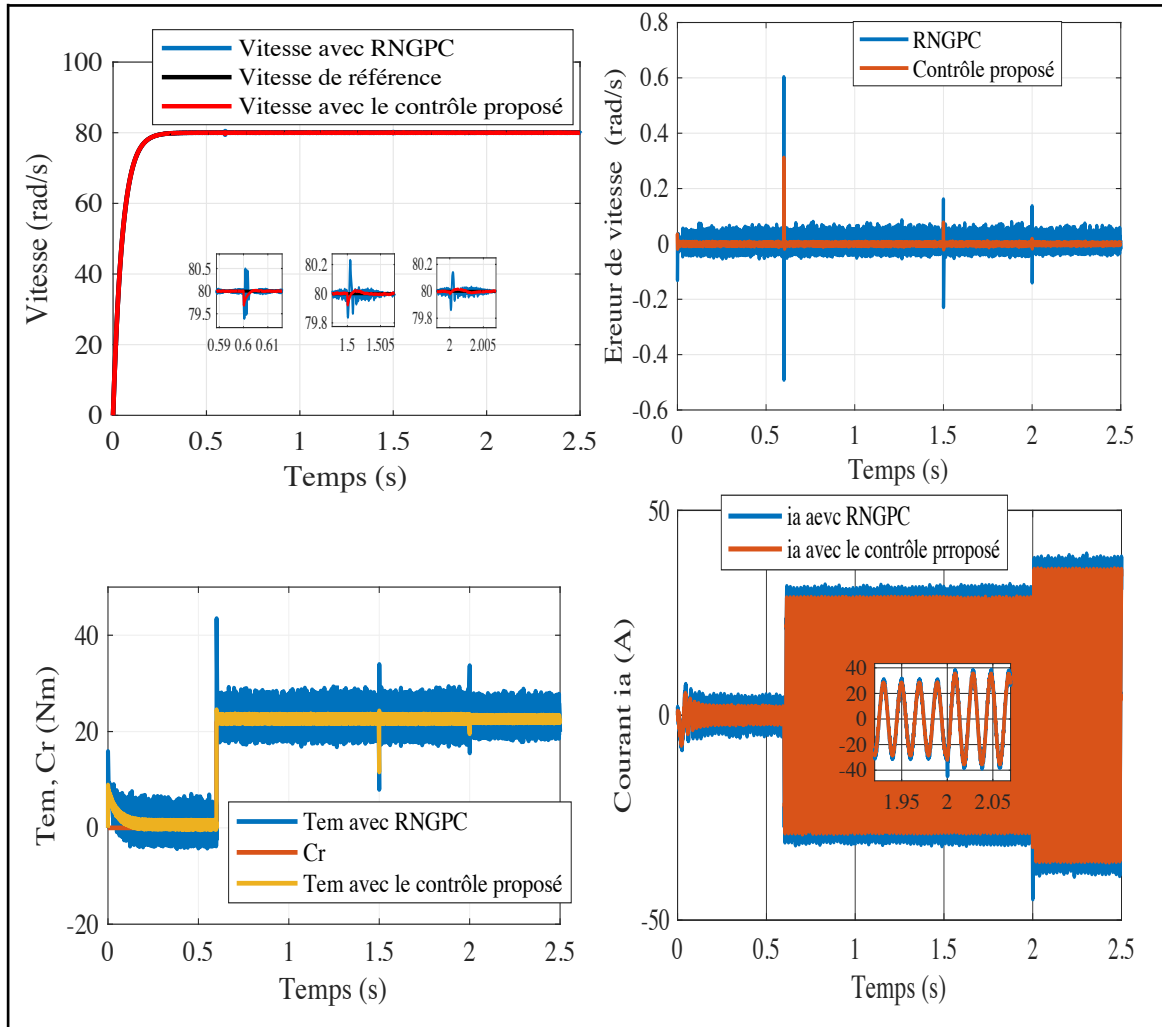


Figure 4.8 : Réponses du PMSM pour un pas de vitesse de référence = 80 rad/s avec des variations de + 100 % de R_s pour $t \in [1.5 \ 2.5]s$, -20% de ϕ_f pour $t \in [2 \ 2.5]s$ et un couple de charge de 22 Nm pour $t \in [0.6 \ 2.5]s$.

L'analyse des Figures 4.8 et 4.9 nous permet de conclure que la vitesse du moteur s'aligne étroitement avec sa trajectoire de vitesse de référence, affichant une réaction rapide et une suppression des perturbations très efficace pour les deux algorithmes de commande. Toutefois, l'algorithme proposé présente des caractéristiques de stabilité nettement supérieures, limitant les ondulations du couple électromagnétique même en présence de perturbations. De plus, une comparaison des formes d'onde du courant indique que le contrôleur proposé génère des courants sinusoïdaux supérieurs avec moins de courants harmoniques. En conséquence, il permet de réduire les pertes de puissance pendant le fonctionnement du MSAP, ce qui en fait une option plus efficace.

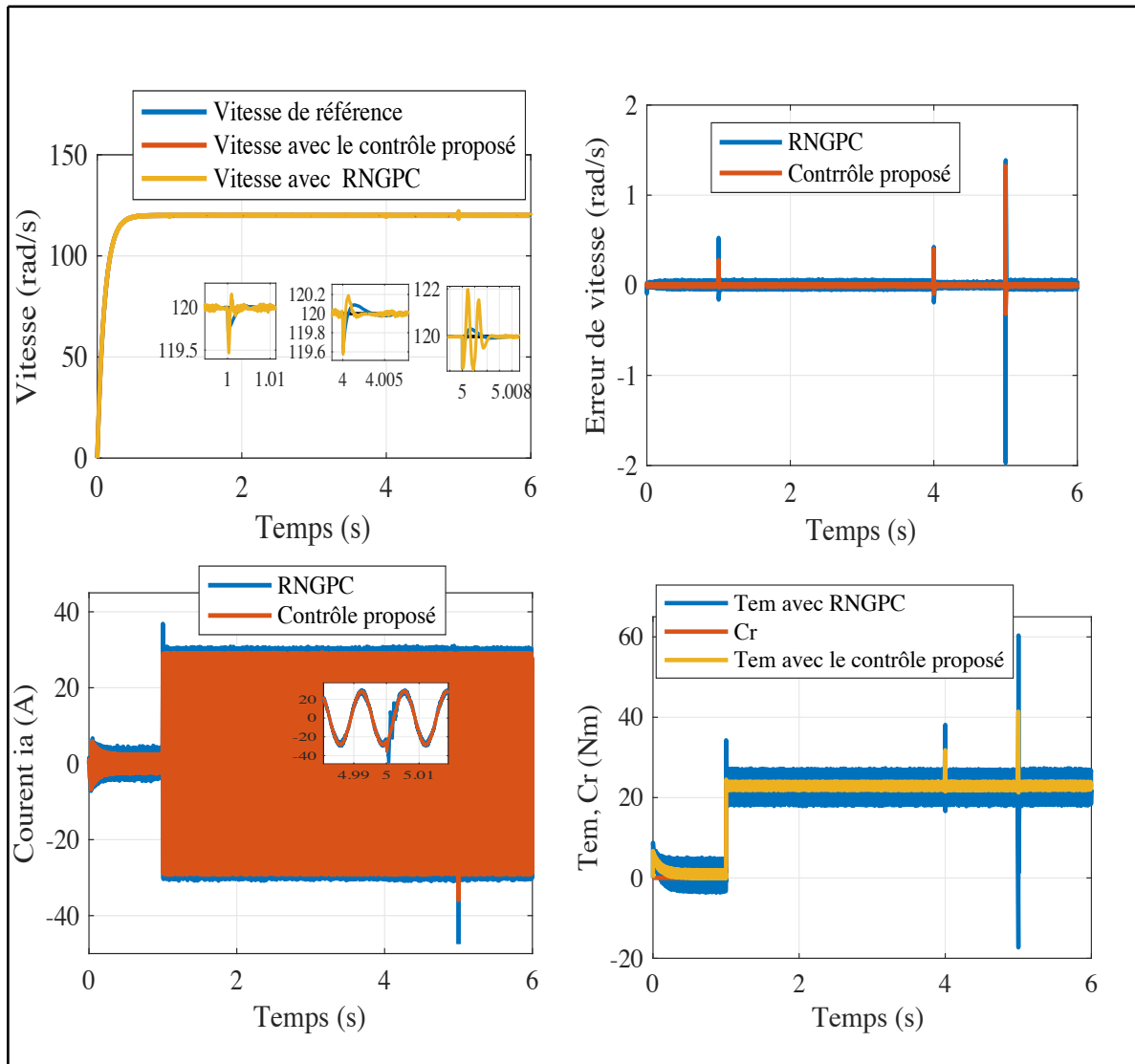


Figure 4.9 : Réponses du PMSM pour une consigne de vitesse de 120 rad/s avec des variations de +50 % du moment d'inertie J pour $t \in [4 \ 6]$ s, +20% du coefficient de friction visqueuse f pour $t \in [5 \ 6]$ s et un couple de charge de 22 Nm pour 22 Nm pour $t \in [1 \ 6]$ s.

Afin d'évaluer les performances des différentes stratégies de commande, nous avons utilisé deux métriques d'évaluation classiques : l'erreur absolue pondérée par le temps intégral (ITAE) et l'erreur quadratique intégrale (ISE), présentées respectivement dans les Figures 4.10 et 4.11. Les résultats démontrent que la stratégie proposée surpasse systématiquement les autres approches, notamment le NGPC avec observateur et le RNGPC.

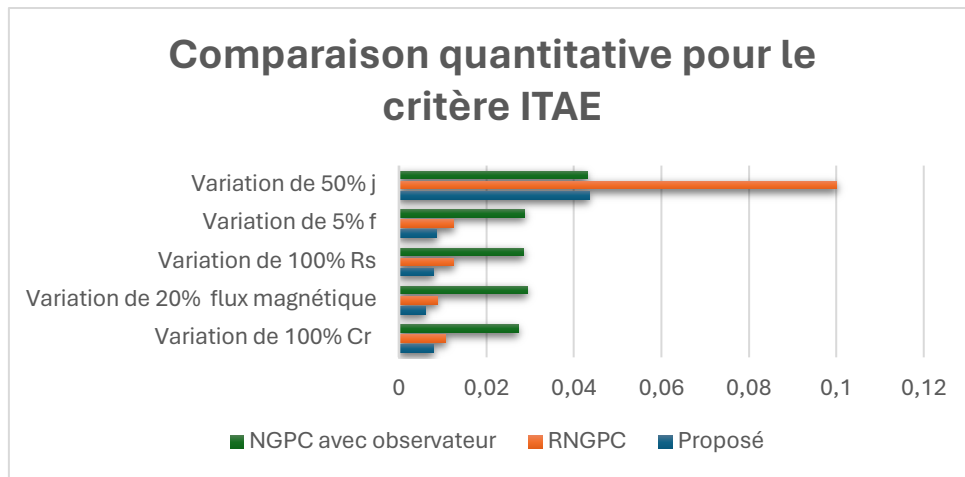


Figure 4.10 : La comparaison quantitative pour le critère ITAE.

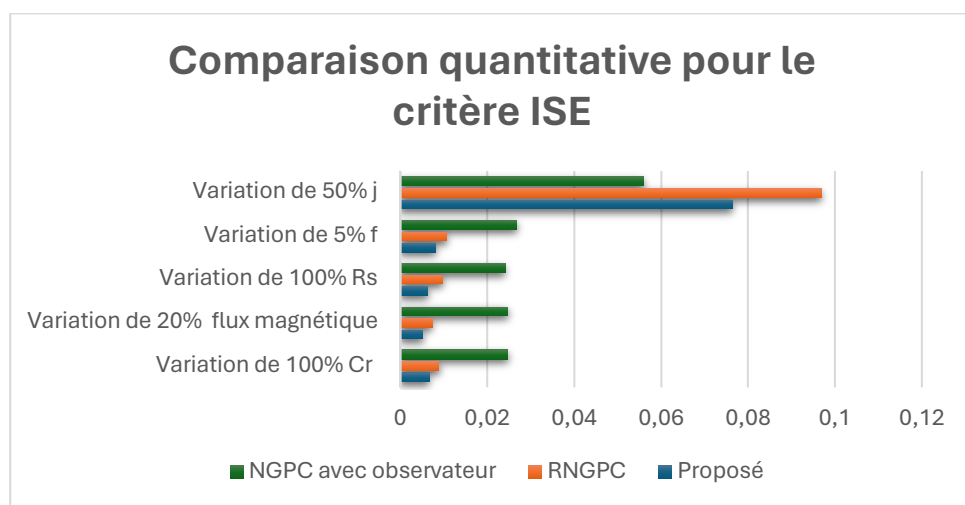


Figure 4.11 : La comparaison quantitative pour le critère ISE.

Les tests expérimentaux ont été réalisés en utilisant un simulateur en temps réel basé sur la plateforme RT-LAB, couplée à MATLAB/Simulink. L'algorithme proposé a été implémenté et testé sous différentes conditions de charge afin d'évaluer ses performances en situation réelle. Les Figures 4.13 à 4.15 présentent les résultats expérimentaux obtenus pour analyser la réponse du système face aux perturbations. La Figure 4.13 illustre la trajectoire de la vitesse du rotor, qui suit précisément la consigne, démontrant ainsi une bonne capacité de suivi, même en présence de variations du couple de charge. La Figure 4.14 montre l'évolution du couple électromagnétique, qui parvient à atteindre sa valeur de référence avec un minimum de fluctuations, garantissant ainsi une commande stable et robuste. Enfin, la Figure 4.15 met en évidence la réponse du courant d'armature sur l'axe d, qui demeure stable et alignée avec la consigne, confirmant ainsi l'efficacité du contrôleur proposé.

Commande prédictive robuste utilisant la commande par backstepping

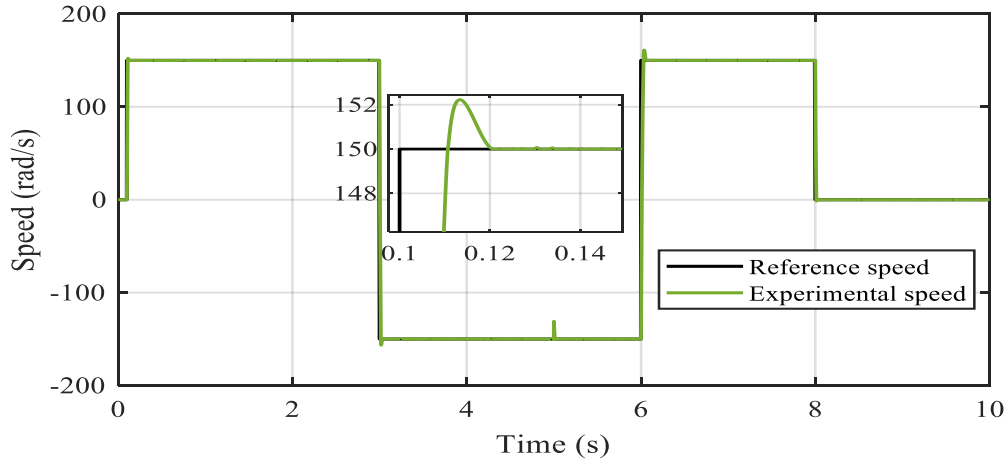


Figure 4.12 : Réponse expérimentale de la vitesse.

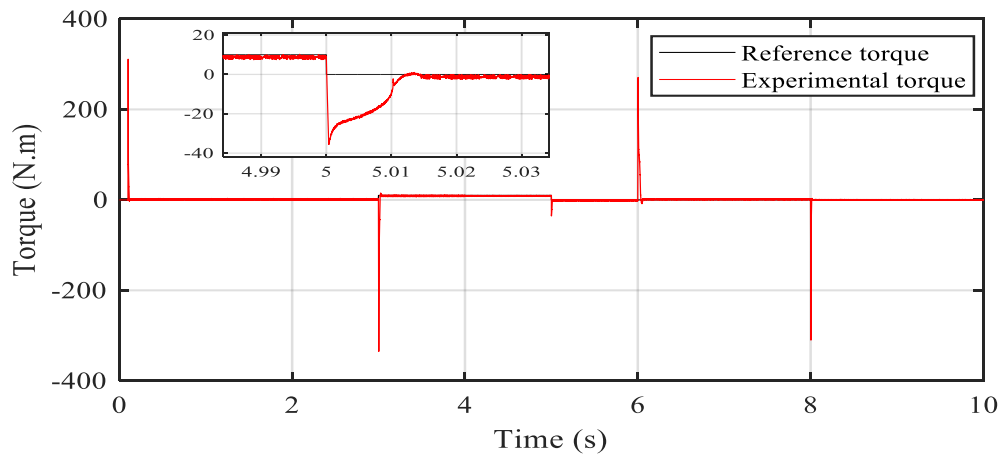


Figure 4.13 : Réponse expérimentale au couple.

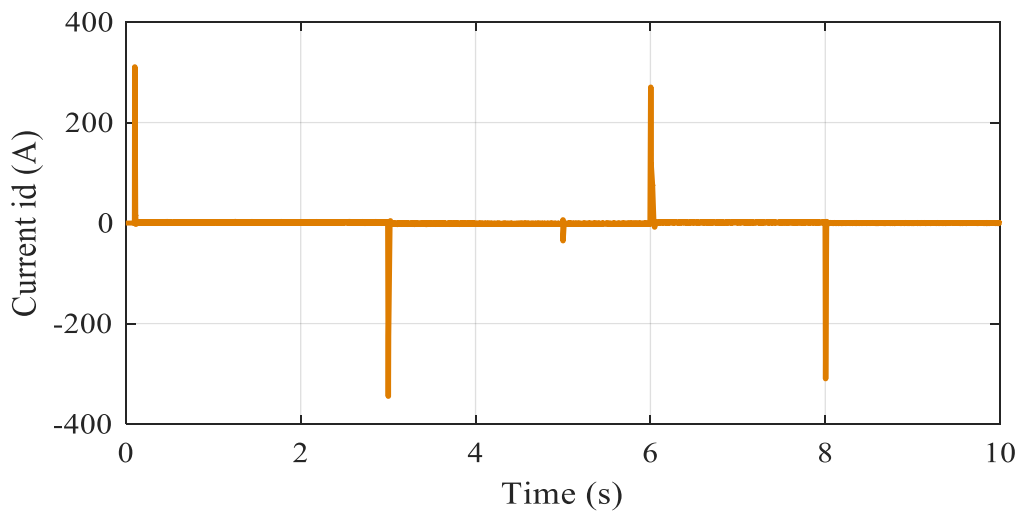


Figure 4.14 : Réponse expérimentale du courant direct.

Tableau 4.1 : Paramètres du système

Couple nominal $T_{em} = 22 \text{ w}$	Inductance statorique selon l'axe d $L_d = 0.0008524 \text{ H}$
Courant nominal $I_n = 31 \text{ A}$	Inductance statorique selon l'axe q $L_q = 0.0009515 \text{ H}$
Tension nominale $V_n = 310 \text{ V}$	Flux d'excitation $\varphi_f = 0.1112 \text{ Wb}$
Vitesse nominale $N = 3000 \text{ tr/min}$	Moment d'inertie $J = 0.0048 \text{ kg.m}^2$
Résistance statorique $R_s = 0.17377\Omega$	Coefficient de frottement visqueux $f = 0.0085 \text{ N.m.s/rad}$
Nombre de paires de pôles $P = 4$	Poids = 25 Kg

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu une stratégie de contrôle innovante qui combine les techniques de contrôle par backstepping et de contrôle prédictif non linéaire robuste pour les MSAP. L'objectif principal de cette approche est d'assurer un suivi précis de la vitesse désirée tout en garantissant une résilience face aux perturbations externes et aux incertitudes des paramètres. Pour ce faire, nous avons utilisé le RNGPC pour déterminer le couple de référence, puis employé le contrôleur robuste par backstepping pour définir la tension de référence. Un aspect notable de notre méthode est l'intégration de l'action intégrale dans le contrôle prédictif robuste et le backstepping, ce qui améliore la capacité du système à gérer les incertitudes des paramètres et les perturbations externes. Il convient de mentionner que notre approche permet ces améliorations sans avoir recours à un observateur de perturbations, ce qui la distingue des méthodes existantes.

De plus, nous avons testé de manière approfondie l'efficacité du contrôleur proposé dans diverses conditions de fonctionnement, y compris des scénarios impliquant des variations de paramètres et des perturbations externes. Les résultats illustrent la capacité supérieure de l'algorithme de contrôle proposé à aligner les performances dynamiques du système avec les objectifs du système de contrôle, offrant d'excellents résultats en régulation de vitesse, atténuation des perturbations, stabilité du système, précision du contrôle et efficacité énergétique. Cette méthode de contrôle sera utilisée pour le contrôle de vitesse d'un véhicule électrique, comme détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre 5 *Application des commandes développées pour la commande de vitesse d'un Véhicule électrique*

5.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons développé des contrôleurs non linéaires dédiés à la commande de vitesse des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Ces contrôleurs ont démontré leur efficacité en assurant un suivi précis de la consigne tout en garantissant la stabilité du système.

Dans ce chapitre, nous étendons l'application de ces techniques à un nouveau système : un véhicule électrique (VE) équipé d'une MSAP. L'objectif est de concevoir une commande robuste et performante permettant un contrôle précis de la vitesse du véhicule. Pour ce faire, nous avons sélectionné deux des contrôleurs développés précédemment, à savoir le Nouveau RNGPC et le RNGPC-BRAC, afin d'évaluer leur performance dans ce contexte spécifique.

5.2. Modèle d'état du véhicule électrique

Le modèle d'état du VE propulsé par une MSAP est exprimé dans le référentiel d-q, lié au rotor, comme suit (voir annexe B pour plus de détaille) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1 u(t) + g_2 F(t) \\ y_i(t) = h_i(x), i = 1,2 \end{cases} \quad (5.1)$$

Ou :

- $y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ w_r \end{bmatrix}$: Vecteur de sortie.
- $x(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ w_r \end{bmatrix}$: Vecteur d'état.
- $u(t) = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$: Vecteur de commande.

Le vecteur des perturbations causées par le couple de charge et les variations des paramètres est

$$F(t) = \begin{bmatrix} F_d = \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \Delta L_q p w_r i_q + \Delta R_s i_d \\ F_q = \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \Delta L_d p w_r i_d + \Delta R_s i_q + \Delta \phi_f p w_r \\ F_w = \Delta f_e w_r - \frac{3P}{2} \Delta \phi_f i_q - \frac{3P}{2} (\Delta L_d - \Delta L_q) i_d i_q + C_{rt} + \Delta J_e \frac{dw_r}{dt} \end{bmatrix},$$

Les fonctions g_1 , g_2 et $f(x)$ sont donner par : $g_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $g_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_e} \end{bmatrix}$ et

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} (-R_s i_d + p w_r L_q i_q) \\ \frac{1}{L_q} (-R_s i_q - p w_r L_d i_d - p w_r \varphi_f) \\ \frac{3p}{2J_e} \{ (L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \} - \frac{f_e}{J_e} w_r \end{bmatrix};$$

Les perturbations sont supposées être lentes, de sorte que :

$$\frac{\partial F}{\partial t} = 0 \quad (5.2)$$

5.3. Application du nouveau contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) pour la commande vitesse d'un véhicule électrique

Le contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) est utilisé pour la commande de vitesse du VE. La fonction de coût à minimiser est définie comme suit :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \left[\int_0^{T_{r1}} M_1(t + \tau)^2 d\tau + \int_0^{T_{r2}} M_2(t + \tau)^2 d\tau \right] \quad (5.3)$$

Si nous négligeons la perturbation, les expressions des dérivés de lie obtenue sont données par :

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u(t) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u(t) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u(t) \end{cases} \quad (5.4)$$

Pour calculer l'intégrale double de l'erreur de sortie dans le futur, $M_i(t + \tau)$, nous procédons comme suit :

$$M(t + \tau) = [M_1(t + \tau) \quad M_2(t + \tau)]^T = T(\tau) Y(t) \quad (5.5)$$

Avec :

$$T(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \tau & 0 & \frac{\tau^2}{2!} & 0 & 0 & \frac{\tau^3}{3!} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \tau & \frac{\tau^2}{2!} & \frac{\tau^3}{3!} & 0 & \frac{\tau^4}{4!} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1(\tau) \\ \Gamma_2(\tau) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Et

$$Y(t) = [M_1(t) \quad M_2(t) \quad \int_0^t e_1(\tau) d\tau \quad \int_0^t e_2(\tau) d\tau \quad e_1(t) \quad e_2(t) \quad \dot{e}_2(t) \quad \dot{e}_1(t) \quad \ddot{e}_2(t)]^T \quad (5.7)$$

Ce qui donne :

$$Y(t) = \begin{bmatrix} \iint_0^t e_1(t) d\tau \\ \iint_0^t e_2(t) d\tau \\ \int_0^t e_1(t) d\tau \\ \int_0^t e_2(t) d\tau \\ e_1(t) \\ e_2(t) \\ e_2'(t) \\ e_1'(t) \\ e_2'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \iint_0^t y_{1r}(t) d\tau \\ \iint_0^t y_{2r}(t) d\tau \\ \int_0^t y_{1r}(t) d\tau \\ \int_0^t y_{2r}(t) d\tau \\ y_{1r}(t) \\ y_{2r}(t) \\ y_{2r}'(t) \\ y_{1r}'(t) \\ y_{2r}'(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \iint_0^t h_1(x) d\tau \\ \iint_0^t h_2(x) d\tau \\ \int_0^t h_1(x) d\tau \\ \int_0^t h_2(x) d\tau \\ h_1(x) \\ h_2(x) \\ L_f h_2(x) \\ L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h_1(x) u(t) \\ L_{g_1} (L_f h_2(x)) u(t) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Posant :

$$H_1(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(x) \\ L_{g_1} (L_f h_2(x)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3p(L_d - L_q)i_q}{2 J e L_d} & \frac{3p(\varphi_f + (L_d - L_q)i_d)}{2 J e L_q} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

En utilisant l'équation (5.5) dans la fonction de coût (5.3), on obtient :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} [Y(t)^T \Delta(T_{r1}, T_{r2}) Y(t)] \quad (5.10)$$

Avec :

$$\Delta(T_{r1}, T_{r2}) = \int_0^{T_{r1}} \Gamma_1(\tau)^T \Gamma_1(\tau) d\tau + \int_0^{T_{r2}} \Gamma_2(\tau)^T \Gamma_2(\tau) d\tau \quad (5.11)$$

$$\nabla(T_{r1}, T_{r2}) = \begin{bmatrix} T_{r1} & 0 & \frac{T_{r1}^2}{2!} & 0 & \frac{T_{r1}^3}{3!} & 0 & 0 & \frac{T_{r1}^4}{4!} & 0 \\ 0 & T_{r2} & 0 & \frac{T_{r2}^2}{2!} & 0 & \frac{T_{r2}^3}{3!} & \frac{T_{r2}^4}{4!} & 0 & \frac{T_{r2}^5}{5!} \\ \frac{T_{r1}}{2} & 0 & \frac{T_{r1}^3}{3} & 0 & \frac{T_{r1}^4}{8} & 0 & 0 & \frac{T_{r1}^5}{30} & 0 \\ 0 & \frac{T_{r2}^2}{2} & 0 & \frac{T_{r2}^3}{3} & 0 & \frac{T_{r2}^4}{8} & \frac{T_{r2}^5}{30} & 0 & \frac{T_{r2}^6}{144} \\ \frac{T_{r1}^3}{6} & 0 & \frac{T_{r1}^4}{8} & 0 & \frac{T_{r1}^5}{20} & 0 & 0 & \frac{T_{r1}^6}{72} & 0 \\ 0 & \frac{T_{r2}^3}{6} & 0 & \frac{T_{r2}^4}{8} & 0 & \frac{T_{r2}^5}{20} & \frac{T_{r2}^6}{72} & 0 & \frac{T_{r2}^7}{336} \\ 0 & \frac{T_{r2}^4}{24} & 0 & \frac{T_{r2}^5}{30} & 0 & \frac{T_{r2}^6}{72} & \frac{T_{r2}^7}{252} & 0 & \frac{T_{r2}^8}{1152} \\ \frac{T_{r1}^4}{24} & 0 & \frac{T_{r1}^5}{30} & 0 & \frac{T_{r1}^6}{72} & 0 & 0 & \frac{T_{r1}^7}{252} & 0 \\ 0 & \frac{T_{r2}^5}{120} & 0 & \frac{T_{r2}^6}{144} & 0 & \frac{T_{r2}^7}{336} & \frac{T_{r2}^8}{1152} & 0 & \frac{T_{r2}^9}{5184} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \nabla_1 & \nabla_2 \\ \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

A partir de l'équation (5.8) on peut écrire :

$$Y(t) = N - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h_1(x) \\ L_{g_1} (L_f h_2(x)) \end{bmatrix} u \quad (5.13)$$

Avec :

$$N = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \\ N_5 \\ N_6 \\ N_7 \\ N_8 \\ N_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \iint_0^t y_{1r}(t) d\tau \\ \iint_0^t y_{2r}(t) d\tau \\ \int_0^t y_{1r}(t) d\tau \\ \int_0^t y_{2r}(t) d\tau \\ y_{1r}(t) \\ y_{2r}(t) \\ y_{2r}'(t) \\ y_{1r}'(t) \\ y_{2r}''(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \iint_0^t h_1(x) d\tau \\ \iint_0^t h_2(x) d\tau \\ \int_0^t h_1(x) d\tau \\ \int_0^t h_2(x) d\tau \\ h_1(x) \\ h_2(x) \\ L_f h_2(x) \\ L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

En remplaçant (5.12) et (5.13) dans (5.10) on aura :

$$J(x, u) = \frac{1}{2} \left(\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} N \\ H_1(x)u(t) \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} \nabla_1 & \nabla_2 \\ \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} N \\ H_1(x)u(t) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Afin de trouver la commande optimale, la condition nécessaire à satisfaire est la suivante :

$$\frac{\partial J(x, u)}{\partial u} = 0 \quad (5.16)$$

A partir de l'équation (5.15), la condition de l'équation (5.16) peut être représentée par la relation suivante :

$$-H_1(x)^T [\nabla_2^T \quad \nabla_3] N + H_1(x)^T \nabla_3 H_1(x) u(t) = 0 \quad (5.17)$$

Après la minimisation de la fonction de cout, on obtient la commande non linéaire optimale suivante :

$$u(t) = G_1(x)^{-1} [\nabla_3^{-1} \nabla_2^T \quad I_{2 \times 2}] N \quad (5.18)$$

$$u(t) = H_1(x)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{10.5}{t_1^3} & 0 & \frac{8.4}{t_1^2} & 0 & \frac{3.5}{t_1} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{43.2}{t_2^4} & 0 & \frac{36}{t_2^3} & 0 & \frac{15.429}{t_2^2} & \frac{4.5}{t_2} & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \\ N_5 \\ N_6 \\ N_7 \\ N_8 \\ N_9 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Ce qui donne :

$$u(t) = H_1(x)^{-1} \begin{bmatrix} Z_0^1 M_1(t) + Z_1^1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau + \sum_{i=2}^3 Z_i^1 (y_{1r}^{(i-2)}(t) - L_f^{(i-2)} h_1(x)) \\ Z_0^2 M_2(t) + Z_1^2 \int_0^t e_2(\tau) d\tau + \sum_{i=2}^4 Z_i^2 (y_{2r}^{(i-2)}(t) - L_f^{(i-2)} h_2(x)) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Avec :

$$\begin{cases} Z_0^1 = \frac{10.5}{T_1^3}; Z_1^1 = \frac{8.4}{T_1^2}; Z_2^1 = \frac{3.5}{T_1}; Z_3^1 = 1 \\ Z_0^2 = \frac{43.2}{T_1^4}; Z_1^2 = \frac{36}{T_1^3}; Z_2^2 = \frac{15.429}{T_2^2}; Z_3^2 = \frac{4.5}{T_2}; Z_4^2 = 1 \end{cases} \quad (5.21)$$

Pour garantir que $H_1(x)$ est inversible, il est nécessaire de vérifier la condition $3P(\phi_f + (L_d - L_q)i_d) \neq 0$. Dans ce travail, l'intégration d'une action intégrale dans la commande permet d'éliminer toute erreur en régime permanent, même en présence de perturbations inconnues. Toutefois, le contrôleur donné par (5.20) ne prenant pas explicitement en compte ces perturbations, sa mise en œuvre reste relativement simple.

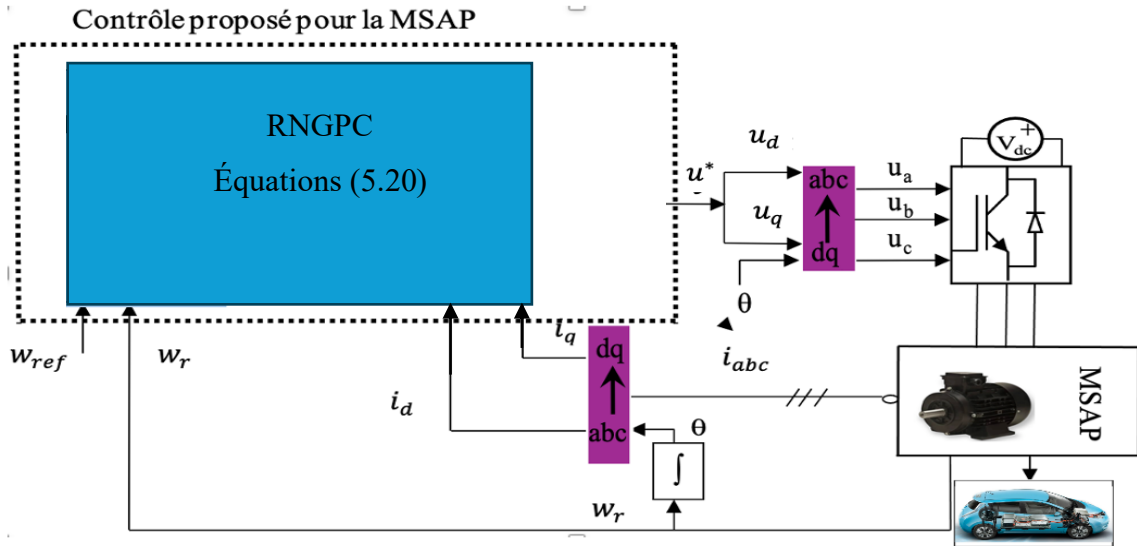


Figure 5.1 : Schéma général du système proposé.

5.3.1. Analyse de stabilité

Lorsque nous substituons (5.20) dans (5.4), nous obtenons :

$$\begin{cases} Z_0^1 M_1(t) + Z_1^1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau + Z_2^1 e_1(t) + Z_3^1 \dot{e} = 0 \\ Z_0^2 M_2(t) + Z_1^2 \int_0^t e_2(\tau) d\tau + Z_2^2 e_2(t) + Z_3^2 \dot{e} + Z_4^2 \ddot{e} = 0 \end{cases} \quad (5.22)$$

Ces équations peuvent être écrites dans le nouveau repère de référence (μ, σ) , comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\mu} = A_1 \mu \\ \dot{\sigma} = A_2 \sigma \end{cases} \quad (5.23)$$

Application des commande développées pour la commande de vitesse d'un VE

Avec : $\mu = [M_1 \quad \dot{M}_1 \quad e_1]^T$, $\sigma = [M_2 \quad \dot{M}_2 \quad e_2 \quad \dot{e}_2]^T$, $A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -Z_0^1 & -Z_1^1 & -Z_2^1 \end{bmatrix}$, et

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -Z_0^2 & -Z_1^2 & -Z_2^2 & -Z_3^2 \end{bmatrix}$$

Les valeurs propres de la matrice A_1 sont égales à :

$$\begin{cases} s_{11} = \frac{-1.9523}{T_{r1}} \\ s_{12} = \frac{-0.7739 \pm 2.1862j}{T_{r1}} \end{cases} \quad (5.24)$$

Et les valeurs propres de la matrice A_2 sont données par :

$$\begin{cases} s_{21} = \frac{-0.2375 \pm 2.8768j}{T_{r2}} \\ s_{22} = \frac{-2.0125 \pm 1.0652j}{T_{r2}} \end{cases} \quad (5.25)$$

Le système en boucle fermée est asymptotiquement stable, toutes ses valeurs propres ayant des parties réelles négatives. La dynamique de l'erreur de suivi dépend uniquement du temps de prédiction.

5.4. Application du nouveau contrôle hybride prédictif- backstepping (RNGPC-BRAC) proposer pour la commande de la vitesse d'un véhicule électrique

Le contrôle hybride prédictif-backstepping (RNGPC-BRAC) combine le contrôle prédictif non linéaire robuste (RNGPC) pour la boucle externe de vitesse et le contrôle par backstepping intégral pour la boucle interne de courant.

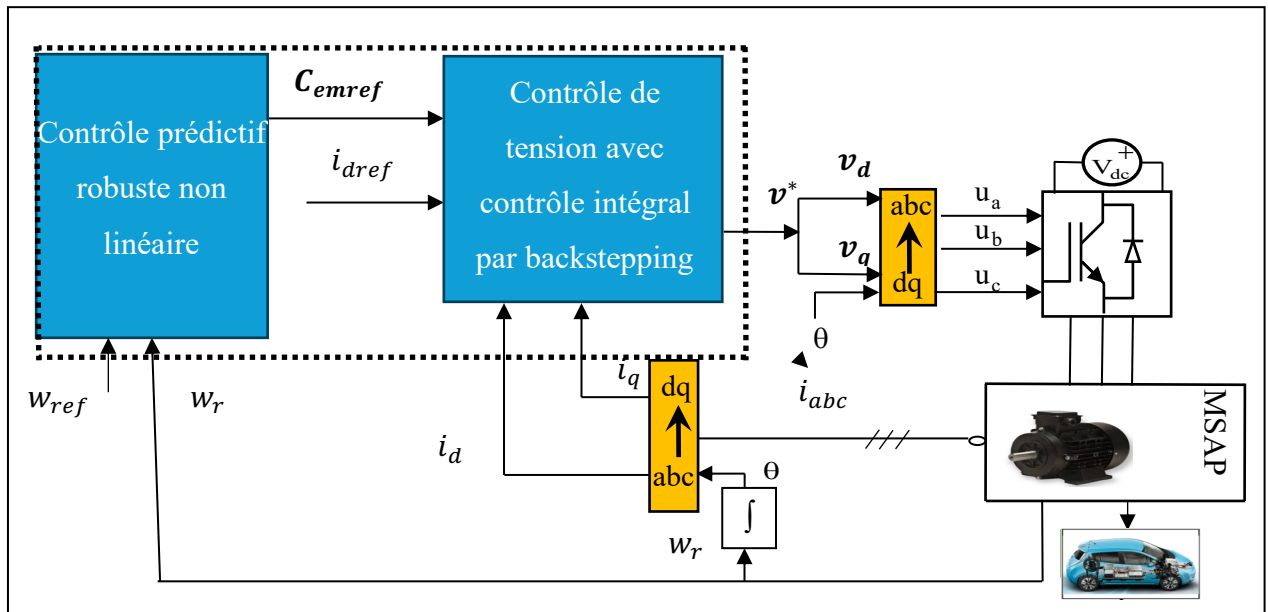


Figure 5.2 : Diagramme de configuration générale du scénario de contrôle proposé.

5.4.1. Application du Contrôle Prédictif Non Linéaire Robuste (Boucle Externe)

L'équation dynamique représentant l'évolution de la vitesse de rotation peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)u(t) + g_2b(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5.26)$$

Avec : $x = w_r$; $u = C_{em}$; $b = C_{rt}$

Et:

$$\begin{cases} f(x) = -\frac{f_e}{J_e} w_r \\ g_1(x) = \frac{1}{J_e} ; g_2 = -\frac{1}{J_e} \end{cases} \quad (5.27)$$

L'objectif du contrôle est la régulation de la vitesse ; ainsi, nous avons : $h(x) = y(t) = w_r$. Par conséquent, nous aurons :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5.28)$$

Le contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) est utilisé pour la commande de vitesse du VE. La fonction de coût à minimiser est définie comme suit :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{T_r} I_w(t + \tau)^2 d\tau \quad (5.29)$$

Avec :

$$I_w(t) = \int_0^t e_w(\tau) d\tau = \int_0^t (w_{rref}(\tau) - w_r(\tau)) d\tau \quad (5.30)$$

Dans ce cas, le degré relatif ρ est égal à 1, le terme prédit $I_w(t + \tau)$ est développé sous forme d'une série de Taylor d'ordre $(\rho+1)$ comme suit :

$$I_w(t + \tau) = T(\tau)Y(t) \quad (5.31)$$

Avec :

$$Y(t) = \begin{bmatrix} \int_0^t e_w(\tau) d\tau \\ e_w(t) \\ \dot{e}_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0^t w_{rref}(\tau) d\tau \\ w_{rref}(t) \\ \dot{w}_{rref}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \int_0^t h(x) d\tau \\ h(x) \\ L_f h(x) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h(x) u(t) \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Et : $T(\tau) = \left[1 \quad \tau \quad \frac{\tau^2}{2!} \right]$; $L_f h(x) = -\frac{f_e}{J_e} w_r$; $L_{g_1} h(x) = \frac{1}{J_e}$.

Supposons :

$$Z(t) = \begin{bmatrix} \int_0^t w_{rref}(\tau) d\tau \\ w_{rref}(t) \\ \dot{w}_{rref}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \int_0^t h(x) d\tau \\ h(x) \\ L_f h(x) \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Application des commande développées pour la commande de vitesse d'un VE

En utilisant l'équation (5.32), la fonction objective sera :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} [Y(t)^T \nabla(T_r) Y(t)] \quad (5.34)$$

Avec :

$$\nabla(T_r) = \int_0^{T_r} T(\tau)^T T(\tau) d\tau = \begin{bmatrix} T_r & \frac{T_r^2}{2} & \frac{T_r^3}{6} \\ \frac{T_r^2}{2} & \frac{T_r^3}{3} & \frac{T_r^4}{8} \\ \frac{T_r^3}{6} & \frac{T_r^4}{8} & \frac{T_r^5}{20} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \nabla_1 & \nabla_2 \\ \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Donc, on peut écrire :

$$\mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} \left[\left(Z(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h(x) u(t) \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} \nabla_1 & \nabla_2 \\ \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} \left(Z(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{g_1} h(x) u(t) \end{bmatrix} \right) \right] \quad (5.36)$$

La condition nécessaire pour trouver la commande optimale est la suivante :

$$\frac{\partial \mathfrak{J}(x, u)}{\partial u} = 0 \quad (5.37)$$

À partir de l'équation (5.36), la condition de l'équation (5.37) peut être représentée par la relation suivante :

$$- \left(L_{g_1} h(x) \right)^T \begin{bmatrix} \nabla_2^T & \nabla_3 \end{bmatrix} Z(t) + \left(L_{g_1} h(x) \right)^T \nabla_3 L_{g_1} h(x) u(t) = 0 \quad (5.38)$$

La commande non linéaire optimale, après minimisation de la fonction de coût, est donnée par :

$$u(t + T_r) = \left(L_{g_1} h(x) \right)^{-1} \begin{bmatrix} K_i & K_p & K_d \end{bmatrix} Z(t) \quad (5.39)$$

Avec, $K_i = \frac{10}{3T_r^2}$; $K_p = \frac{5}{2T_r}$; $K_d = 1$; et T_r le temps de prédiction.

En substituant la loi de commande (5.39) dans l'équation (5.28), nous obtenons :

$$K_i \int_0^t e_w(t) dt + K_p e_w(t) + K_d \dot{e}_w(t) = 0 \quad (5.40)$$

Avec : K_i, K_p et K_d sont les gains proportionnels, intégral et dérivé. En développant l'équation (5.40), nous pouvons exprimer l'équation polynomiale caractéristique du système en boucle fermée comme suit :

$$K_d S^2 + K_p S + K_i = 0 \quad (5.41)$$

Les racines du polynôme (5.41) sont données comme suit :

$$s_{1,2} = \frac{-1.25 \pm 1.33j}{T_r} \quad (5.42)$$

Les racines de l'équation (5.41) possèdent des parties réelles négatives tant que le temps de prédiction T_r reste positif. Cela garantit la stabilité de la boucle externe en régime fermé.

5.4.2. Application du Contrôle par backstepping intégral (boucle interne)

a. Boucle de courant i_d

Définissons l'erreur de suivi par :

$$e_{i_d} = i_{dref} - i_d + K_d \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \quad (5.43)$$

choisissant :

$$e'_{i_d} = K_d \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \quad (5.44)$$

Et en définissant la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{i_d}^2 + \frac{1}{2} e'_{i_d}{}^2 \quad (5.45)$$

Dans ce cas, la dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_{i_d} \left(\frac{di_{dref}}{dt} - \frac{di_d}{dt} + K_d (i_{dref} - i_d) \right) + e'_{i_d} K_d (i_{dref} - i_d) \quad (5.46)$$

En supposant que ($i_{dref} = 0$) et $i_d = e'_{i_d} - e_{i_d}$ par conséquent,

$$\dot{V}_1 = e_{i_d} \left(-\frac{di_d}{dt} - K_d (e'_{i_d} - e_{i_d}) \right) - e'_{i_d} K_d (e'_{i_d} - e_{i_d}) = e_{i_d} \left\{ \left(-\frac{di_d}{dt} \right) \right\} + K_d (e_{i_d} - e'_{i_d}) (e_{i_d} + e'_{i_d}) \quad (5.47)$$

En sélectionnant la loi de commande v_d comme suit :

$$u_d = L_d \left(K_{1d} \left[i_{dref} - i_d + K_d \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \right] + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \right) \quad (5.48)$$

En substituant l'équation pour (5.48) dans (5.47) où $K_{1d} \geq K_d > 0$, on obtient :

$$\dot{V}_1 = -(K_{1d} - K_d) e_{i_d}^2 - K_d e'_{i_d}{}^2 \quad (5.49)$$

Dans ce cas, (5.49) est inférieur à zéro pour K_{1d} supérieur à $K_d > 0$. Cela implique que le courant de référence désiré $i_d = 0$ est suivi sous la loi de commande v_d .

b. Boucle de Couple Électromagnétique C_{em} :

Définissant l'erreur de suivi comme suit :

$$\begin{cases} e_{C_{em}} = C_{emref} - C_{em} + K_{Cem} \int_0^t (C_{emref} - C_{em}) dt \\ e'_{C_{em}} = K_{Cem} \int_0^t (C_{emref} - C_{em}) dt \end{cases} \quad (5.50)$$

En définissant la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_{C_{em}}^2 + \frac{1}{2} e'_{C_{em}}{}^2 \quad (5.51)$$

La dérivée temporelle de V_2 est donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = e_{C_{em}} \left(\frac{dC_{emref}}{dt} - \left[\frac{3p}{2} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \frac{di_q}{dt} + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q \frac{di_d}{dt} \right] + K_{Cem} (C_{emref} - C_{em}) \right) + \\ e'_{C_{em}} K_{Cem} (C_{emref} - C_{em}) \end{aligned} \quad (5.52)$$

Avec :

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_S}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f p w_r + \frac{1}{L_q} v_q \quad (5.53)$$

Ainsi, (5.52) devient :

$$\dot{V}_2 = e_{C_{em}} \left(\frac{dC_{emref}}{dt} - \left[\frac{3p}{2} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) \left(-\frac{R_S}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f p w_r + \frac{1}{L_q} v_q \right) + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q \frac{di_d}{dt} \right] + K_{C_{em}} (C_{emref} - C_{em}) \right) + e'_{C_{em}} K_{C_{em}} (C_{emref} - C_{em}) \quad (5.54)$$

En choisissant l'entrée de commande v_q comme suit :

$$u_q = \frac{L_q}{H} \left(\frac{dC_{emref}}{dt} + H \frac{R_S}{L_q} i_q + H \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d + H \frac{1}{L_q} \varphi_f p w_r - \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q \frac{di_d}{dt} + K_{1C_{em}} e_{C_{em}} \right) \quad (5.55)$$

Avec, $H = \frac{3p}{2} (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d)$ et $K_{1C_{em}} \geq K_{C_{em}} > 0$ étant des constantes de conception positives, en remplaçant l'équation (5.55) dans (5.54), nous aurons :

$$\dot{V}_2 = -(K_{1C_{em}} - K_{C_{em}}) e_{C_{em}}^2 - K_{C_{em}} e_{C_{em}}'^2 \quad (5.56)$$

Dans ce cas, on observe que $\dot{V}_2 < 0$ pour $K_{1C_{em}} > K_{C_{em}} > 0$, ce qui signifie que le couple électromagnétique C_{em} suit l'entrée de référence C_{emref} sous l'action de la loi de commande v_q .

Ainsi, afin d'atteindre l'objectif de contrôle, nous définissons l'erreur de suivi comme indiqué dans (5.45) et (5.51), puis nous choisissons la fonction de Lyapunov complète sous la forme $V = V_1 + V_2$. Sa dérivée est ensuite calculée comme suit :

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \quad (5.57)$$

En appliquant les entrées de commande v_d, v_q :

$$\dot{V} = -(K_{1d} - K_d) e_{i_d}^2 - K_d e_{i_d}'^2 - (K_{1C_{em}} - K_{C_{em}}) e_{C_{em}}^2 - K_{C_{em}} e_{C_{em}}'^2 \quad (5.58)$$

5.5. Résultats de Simulation

Afin d'évaluer la performance et l'efficacité des commandes proposées (Nouveau RNGPC) et (RNGPC-BRAC), nous les comparons à la commande backstepping avec observateur de couple de charge (BRAC). Pour ce faire, des simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

Les temps de prédiction T_{r1}, T_{r2} sont fixés à 0,5 ms, 0.3 pour Nouveau RNGPC et $T_r = 0,5$ ms pour le RNGPC-BRAC, et un temps d'échantillonnage uniforme de $T_c = T_s = 10^{-5}$ s est utilisé aussi bien pour le contrôleur que pour le modèle mathématique du VE. Les gains du contrôleur backstepping ont été déterminés à l'aide de l'approche de placement de pôles, avec

Application des commande développées pour la commande de vitesse d'un VE

les valeurs suivantes : $K_d = 700$, $K_{1d} = 1000$, $K_{Tem} = 700$, $K_{1Tem} = 1000$. Les paramètres de la MSAP et du VE sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau 5.1: Paramètres de la MSAP et du VE

Paramètres de la MSAP du VE	
Résistance du stator	$R_s = 0.8 \Omega$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Inductance de l'axe d du stator	$L = 0.0011 H$
Inductance de l'axe q du stator	$L_q = 0.0011 H$
Flux	$\phi_f = 0.2 Wb$
Moment d'inertie	$J = 0.00011 kg.m^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.000195 N.m.s/rad$
Paramètres du VE	
Masse totale du véhicule	$M=300 kg$
Constante gravitationnelle	$g=9.81 m/s^2$
Surface frontale du véhicule	$A_f=1.9 m^2$
Coefficient de traînée aérodynamique	$C_d=0.25$
Constante de la force de résistance au roulement	$C_{rr}=0.017$
Rayon de la roue	$R=0.23$
Rapport de réduction de la vitesse	$n=6$
Densité de l'air	$\rho_a=1.23 Kg/m^3$
Moment d'inertie de la roue	$J_w = 1.6 kg.m^2$

5.5.1. Performance des contrôleurs MSAP du VE sous des paramètres fixes

Pour assurer une dynamique appropriée de la trajectoire de référence et éviter un appel des courants de phase élevé au démarrage, la vitesse de référence est lissée à l'aide d'un filtre.

La machine démarre avec une pente nulle, puis une pente de 20 degrés est appliquée à partir de $t = 5$ s, ce qui entraîne une augmentation brusque et significative du couple de charge. Le profil de vitesse est telle illustré par le graphe de la référence donner en (Km/h). Les figures 5.3 à 5.5 illustrent les performances des contrôleurs proposés pour la commande de vitesse du VE propulsé par une MSAP.

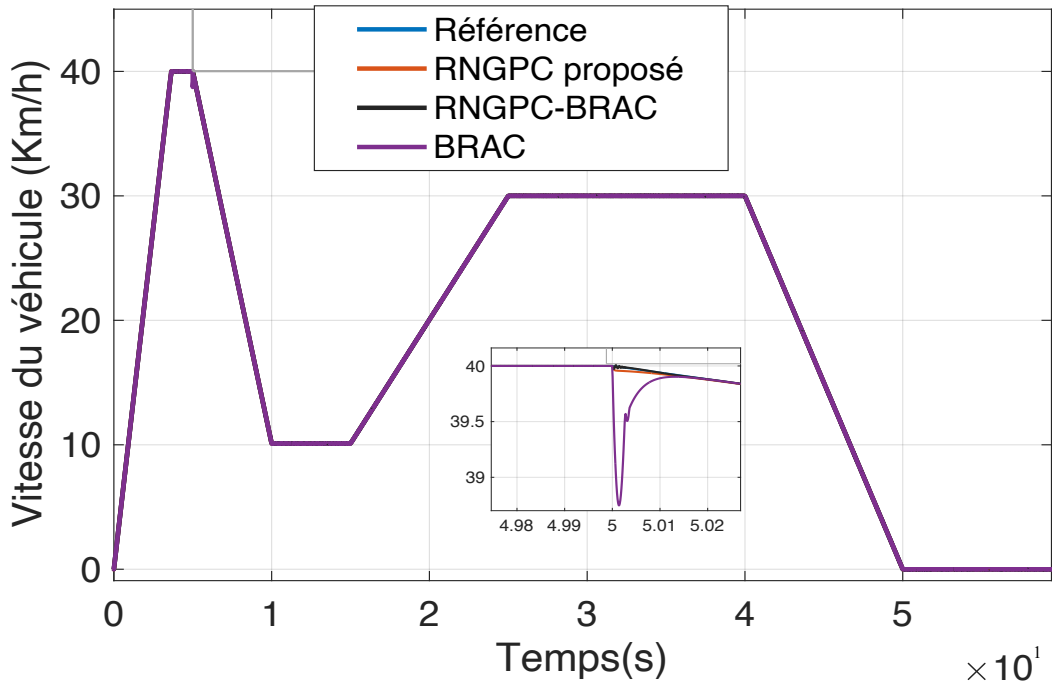


Figure 5.3 : Réponse de la vitesse

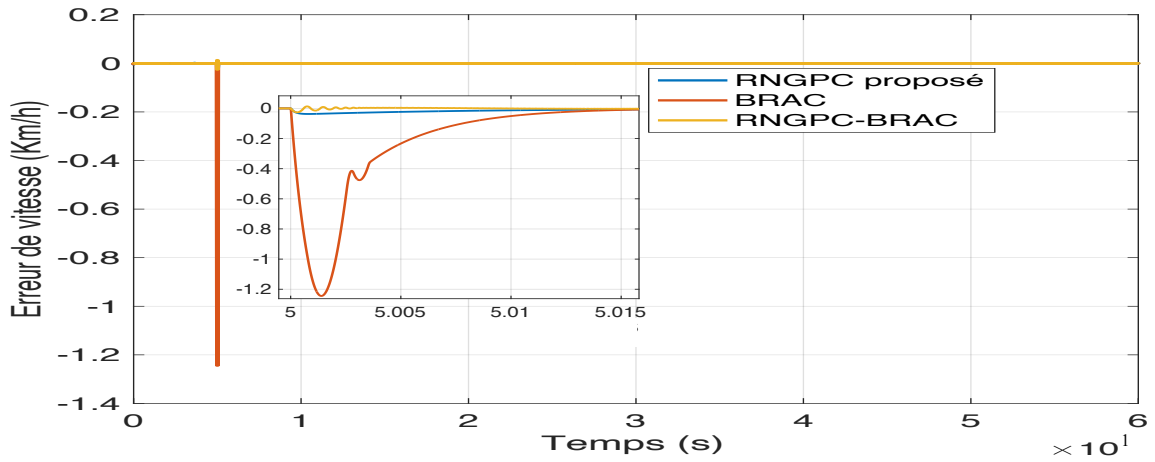


Figure 5.4 : Erreur de vitesse

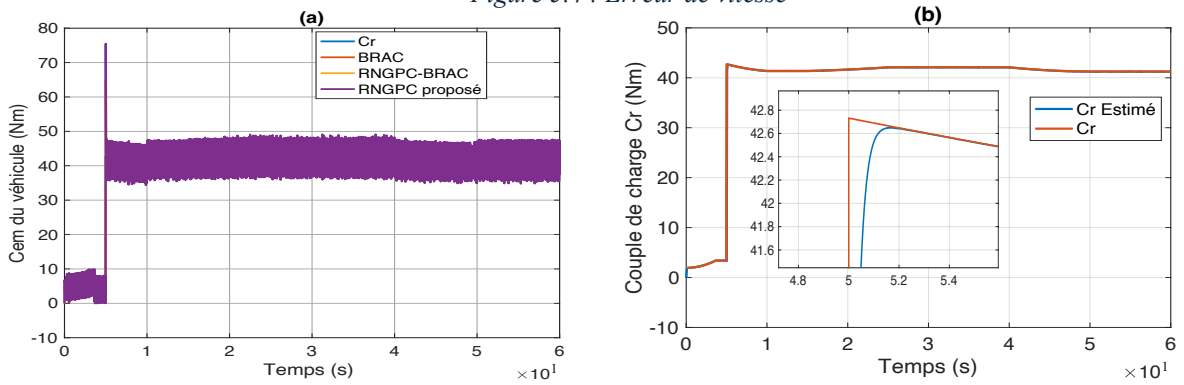


Figure 5.5 : La forme du couple électromagnétique et du couple de charge (a) et l'estimation du couple de charge avec BRAC (b).

Application des commande développées pour la commande de vitesse d'un VE

La figure 5.3 illustre les réponses de la vitesse du véhicule électrique obtenues avec les stratégies de commande proposées : Nouveau RNGPC, RNGPC-BRAC et BRAC. Pour les trois contrôleurs, la vitesse atteint rapidement sa référence au démarrage, démontrant un temps de réaction relativement court.

L'effet de la perturbation de charge est rapidement atténué dans tous les cas (figure 5.3). Cependant, les contrôleurs Nouveau RNGPC et RNGPC-BRAC réagissent plus rapidement pour compenser l'effet du couple de charge. En revanche, le BRAC, bien que légèrement plus lent en raison de son observateur de couple, présente un avantage : une fois que l'estimation du couple de charge converge, il élimine complètement l'effet de la perturbation sans dépassement. De plus, le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple de charge (figure 5.5). Ainsi, les algorithmes proposés offrent de bonnes caractéristiques de stabilité et une réponse robuste, comme le montre l'évolution de la vitesse à $t = 5$ s.

5.5.2. Test de robustesse

Dans cette étude, les variations des paramètres du modèle mathématique du MSAP du véhicule électrique (VE) ont été introduites afin d'évaluer la robustesse des algorithmes de commande. Les modifications suivantes ont été appliquées :

- La masse du véhicule a été augmentée de 50 % pour $t \in [0,60]$ s.
- Une pente de 20 degrés et appliquer à partir de $t \in [5,60]$ s
- La résistance d'induit a été augmentée de 50 % pour $t \in [4,60]$ s.
- Le moment d'inertie a été augmenté de 50 % pour $t \in [14,60]$ s.
- Le coefficient de viscosité a été augmenté de 20 % pour $t \in [28,60]$ s.
- Le flux des aimants permanents a été réduit de 20 % pour $t \in [35,60]$ s.

Trois algorithmes ont été testés dans ces conditions :

- **RNGPC proposé,**
- **RNGPC-BRAC,**
- **Un algorithme de commande Backstepping avec observateur de charge (BRAC).**

Ces tests permettent d'évaluer la capacité des algorithmes à s'adapter aux variations des paramètres du système et à maintenir des performances optimales malgré ces perturbations.

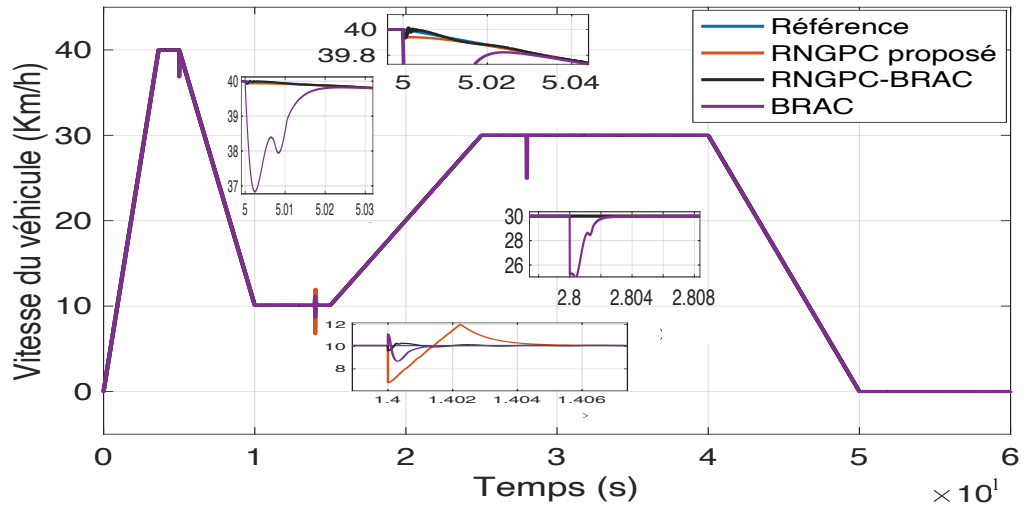


Figure 5.6 : Réponse de la vitesse.

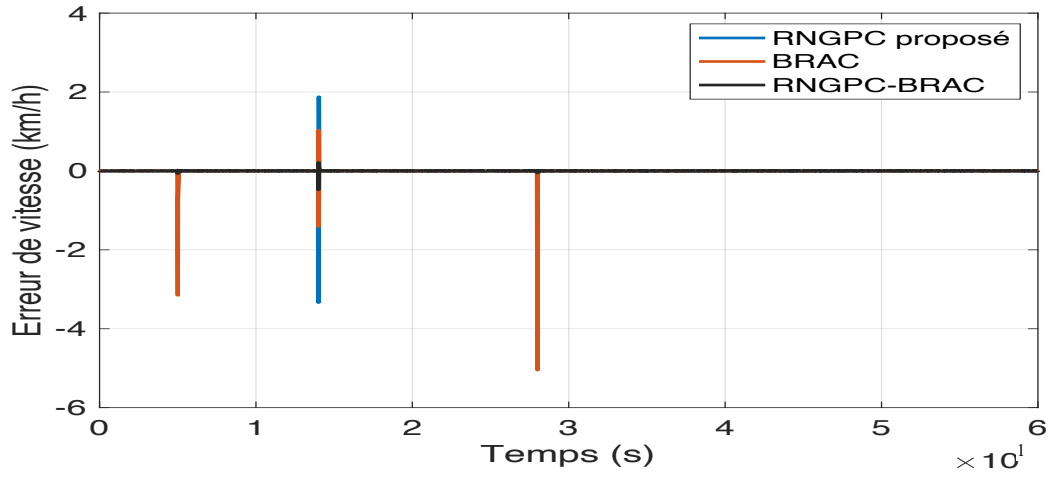


Figure 5.7 : Erreur de vitesse.

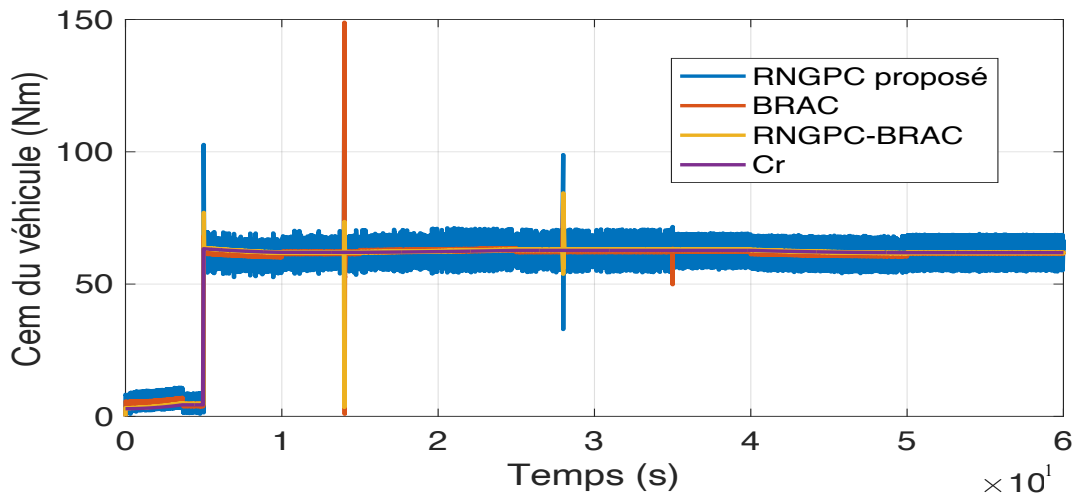


Figure 5.8 : La forme du couple électromagnétique et du couple résistive.

Application des commande développées pour la commande de vitesse d'un VE

La Figure 5.6 illustre la réponse en vitesse du véhicule électrique (VE) face à des variations paramétriques. Les résultats montrent que les stratégies proposées, à savoir le RNGPC-BRAC, RNGPC et BRAC, démontrent une robustesse remarquable face à ces variations, les éliminant avec un temps de réponse très rapide. Au moment des perturbations, une légère déviation par rapport à la référence est observée pour RNGPC-BRAC et RNGPC, mais celle-ci est rapidement corrigée. En revanche en vois bien avec le BRAC une grande déviation par rapport à la référence est observé au moment de la variation brusque de paramètre de la machine avant être corriger par le contrôleur.

La Figure 5.7 présente la réponse du couple en fonction des variations paramétriques, indiquant que le couple est également légèrement affecté par ces variations. Cette sensibilité est attribuée au calcul du couple qui dépend des paramètres J_e et f_e , comme expliqué dans l'équation (5.26). Cette variation a également un impact sur la puissance du VE, puisque celle-ci est proportionnelle au couple et à la vitesse, comme le montre également la Figure 5.8.

Concernant la variation de la masse M , la Figure 5.8 montre que le contrôle proposé assure le suivi de la vitesse en générant un couple élevé pour compenser cette perturbation. Il en découle que les contrôleurs proposés ne sont pas affectés par les variations de masse. Les oscillations observées dans les signaux sont principalement dues aux variations soudaines des paramètres de la machine.

5.6. Comparaison quantitative

Pour une analyse complète des différentes stratégies proposées, une comparaison a été effectuée en calculant l'ISE de l'erreur entre la consigne et la vitesse du VE. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes :

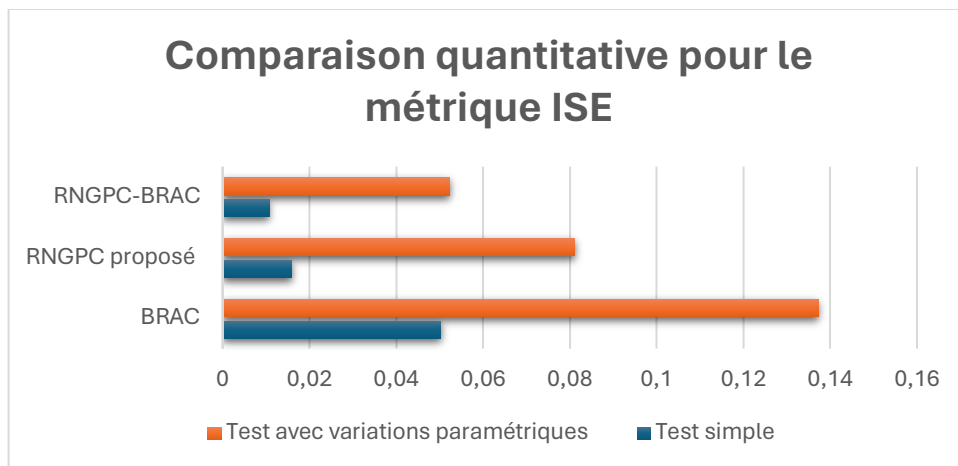


Figure 5.9 : Comparaison quantitative pour le métrique ISE.

En se basant sur les résultats obtenus on constate que les contrôles proposés permettent d'obtenir d'excellentes performances, surpassant ainsi le contrôle BRAC.

5.7. Conclusion

Cette étude approfondie visait à optimiser l'utilisation et de garantir la robustesse du système de contrôle face aux défis posés par la variation de couple de charge et les variations paramétriques de la machine, en ajustant les gains des compensateurs en fonction des paramètres spécifiques de la machine. Cette approche a permis de modéliser le contrôleur de manière qu'il soit directement adaptable aux paramètres de la machine et aux exigences du cahier des charges, tout en assurant une réponse optimale et stable dans des conditions variées. Les résultats obtenus fournissent une base solide et rigoureuse pour la conception et l'implémentation de systèmes de contrôle avancés, qui peuvent répondre avec précision aux spécifications du cahier des charges.

Dans cette partie nous avons mis en lumière deux types de stratégies de contrôle du VE intégré pour corriger les non-linéarités et atteindre la vitesse opérationnelle du VE, les perturbations externes et les fluctuations paramétriques à l'aide des nouvelles stratégies de contrôles proposées. La dimension intelligente du système ne réside pas uniquement dans le contrôle de la vitesse ou du couple, mais dans la gestion intelligente de l'énergie. En effet, l'objectif est d'exploiter de manière optimale les ressources énergétiques embarquées, en adaptant dynamiquement les stratégies de commande en fonction des conditions de fonctionnement du VE, de l'état de charge de la batterie, et des profils de conduite. Cette gestion énergétique intelligente permettra de prolonger l'autonomie, d'améliorer l'efficacité globale du système, et de répondre aux contraintes d'usage en temps réel.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion Générale

Cette thèse a exploré et développé des stratégies de contrôle non linéaires avancées pour la commande de vitesse des MSAP et leur application aux véhicules électriques. Les travaux réalisés ont permis de concevoir et de valider plusieurs approches de contrôle, notamment le contrôle prédictif généralisé non linéaire robuste (RNGPC) et le contrôle hybride prédictif-backstepping (RNGPC-BRAC). Ces méthodes ont été testées dans des conditions variées, incluant des perturbations externes, des variations paramétriques et des changements de charge, démontrant ainsi leur efficacité et leur robustesse.

Les principaux résultats obtenus sont les suivants :

1. **Robustesse et précision** : Les contrôleurs proposés, en particulier le RNGPC-BRAC, ont montré une capacité à maintenir une performance stable et précise même en présence de perturbations externes et de variations paramétriques. L'intégration d'une action intégrale dans les contrôleurs a permis d'éliminer les erreurs en régime permanent, garantissant ainsi un suivi de consigne optimal.
2. **Réduction du phénomène de "chattering"** : L'utilisation du contrôle par mode glissant d'ordre supérieur (HSMC) dans la boucle externe a permis de réduire significativement le phénomène de "chattering", tout en conservant les propriétés de convergence et de robustesse du système.
3. **Efficacité énergétique** : Les contrôleurs proposés ont démontré une efficacité énergétique supérieure, avec une réduction des pertes d'énergie et une amélioration de la qualité des signaux de courant, ce qui est crucial pour les applications de véhicules électriques.
4. **Simplicité de mise en œuvre** : Les contrôleurs développés ne nécessitent pas d'observateur de perturbations, simplifiant ainsi leur mise en œuvre tout en garantissant une robustesse accrue.

Ces résultats confirment que les approches proposées sont adaptées aux exigences des systèmes de propulsion électrique modernes, offrant des performances supérieures en termes de précision, de robustesse et d'efficacité énergétique.

Perspectives

Les travaux réalisés dans cette thèse ouvrent plusieurs voies de recherche et de développement pour l'avenir :

1. **Discrétisation des contrôleurs pour leur intégration industrielle** : Une des premières étapes cruciales pour la mise en œuvre industrielle des contrôleurs proposés est leur discrétisation. Cette phase permettrait d'adapter les contrôleurs aux systèmes embarqués et aux applications industrielles, où les contraintes de calcul en temps réel et la capacité à fonctionner sur des plateformes matérielles spécifiques sont primordiales. La discrétisation des contrôleurs garantirait également une meilleure efficacité et un contrôle optimal dans des environnements de travail réels, tout en préservant leurs performances.
2. **Intégrations des estimateurs de position** : En parallèle, l'intégration d'observateurs de position dans le cadre des contrôleurs serait une avenue prometteuse pour améliorer leur performance. En effet, pour ce type de contrôle, une connaissance précise de la position du rotor est indispensable. L'utilisation d'estimateurs de position permettrait de réduire les coûts liés aux capteurs physiques, tout en maintenant une grande précision dans le contrôle du système.
3. **Optimisation des paramètres des contrôleurs** : Une autre perspective importante concerne l'optimisation des paramètres des contrôleurs. Pour cela, des techniques d'optimisation avancées telles que les algorithmes génétiques ou l'apprentissage automatique pourraient être exploitées. Ces approches permettraient d'ajuster les paramètres du contrôleur de manière dynamique, en fonction des conditions de fonctionnement, pour maximiser les performances et garantir une stabilité optimale dans des environnements variés. Cette optimisation pourrait être particulièrement bénéfique dans des systèmes non linéaires et sujets à des perturbations imprévues.

4. **Validation expérimentale à grande échelle** : Enfin, bien que des tests expérimentaux aient été réalisés dans un cadre contrôlé, il serait essentiel d'effectuer une validation à plus grande échelle sur des véhicules électriques réels. Cette validation permettrait de confirmer les performances des contrôleurs dans des conditions réelles de conduite, telles que la gestion de différentes charges, les variations de vitesse et les conditions climatiques variables. De plus, l'étude expérimentale à grande échelle permettrait d'affiner les contrôleurs pour des applications pratiques, garantissant ainsi leur efficacité dans des situations de conduite quotidiennes.

En conclusion, cette thèse a permis de développer des méthodes de contrôle innovantes et efficaces pour les véhicules électriques, ouvrant la voie à de nouvelles recherches et applications dans le domaine de la propulsion électrique. Les perspectives envisagées offrent un potentiel significatif pour l'amélioration continue des performances et de l'efficacité des systèmes de contrôle dans les véhicules électriques et au-delà.

Annexe A

Modélisation de la MSAP

Cette annexe traite de la modélisation du MSAP, étape fondamentale pour comprendre et élaborer la commande de ces machines électriques, en mettant l'accent sur les référentiels triphasés et diphasés. Il est important de souligner que la modélisation peut être abordée de manière différente en fonction des objectifs et des référentiels utilisés. Les référentiels triphasé (a, b, c), diphasé stationnaire (α , β) et diphasé rotatif (d, q) sont trois des référentiels les plus couramment utilisés pour la modélisation du moteur MSAP. Bien qu'ils soient apparentés, ces référentiels offrent des avantages et des inconvénients distincts. Le référentiel triphasé offre une vision globale de la machine, mais peut être complexe à utiliser dans l'élaboration de la commande. Les référentiels diphasés, quant à eux, sont plus pratiques pour l'analyse des phénomènes de rotation, mais peuvent être moins appropriés pour l'étude des courants de fuite.

Dans cette annexe, nous allons explorer les différentes transformations de modélisation du moteur MSAP en fonction de ces référentiels, en nous appuyant sur les principes fondamentaux de l'électromagnétisme et de la mécanique.

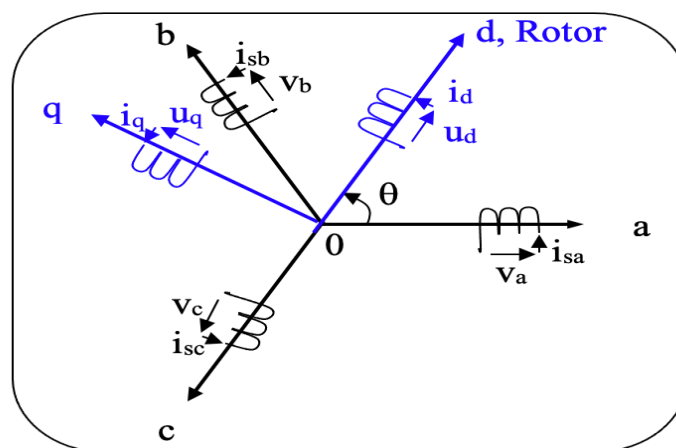


Figure A.0.1 : Les différentes représentations des référentielle abc- dq

Dans le contexte d'une application industrielle d'une machine synchrone, les hypothèses suivantes sont formulées :

- La machine est triphasée et équilibrée.

- Le matériau magnétique n'atteint pas la saturation, les inductances ne dépendant pas du courant.
- La perméabilité du fer est considérée comme infinie.
- La distribution des enroulements statoriques est également sinusoïdale.
- Le couple de détente de la machine (résultant de l'interaction magnétique entre les encoches statoriques et les aimants) est négligé

A.1. Modélisation dans le cadre triphasé

La stratégie de commande des machines électriques est basée sur trois types d'équations : les équations magnétiques, qui décrivent le flux dans les enroulements, les équations électriques, issues de la loi d'Ohm généralisée, et les équations mécaniques, dérivées de la deuxième loi de Newton. Ces équations sont exprimées dans le repère triphasé du moteur, en intégrant les variables triphasées.

A.1.1. Équations magnétiques

Le moteur que nous modélisons est à aimant permanent, ce qui signifie que le flux rotorique est constant (φ_f), et les seules équations magnétiques et électriques à écrire sont celles du stator.

Flux propre du stator [A1]

En tenant compte des hypothèses précédemment énoncées, les flux engendrés par les courants du stator sur lui-même sont déterminés par les courants statoriques (i_{si}), les inductances propres des enroulements (L_{ii}) et les inductances mutuelles entre les enroulements (\mathcal{M}_{ij}). On obtient dans le référentiel statorique les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{aa}i_{sa} + \mathcal{M}_{ab}i_{sb} + \mathcal{M}_{ac}i_{sc} \\ \varphi_{sb} = \mathcal{M}_{ba}i_{sa} + L_{bb}i_{sb} + \mathcal{M}_{bc}i_{sc} \\ \varphi_{sc} = \mathcal{M}_{ca}i_{sa} + \mathcal{M}_{cb}i_{sb} + L_{cc}i_{sc} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

La saillance du rotor par rapport au stator induit une variation de la perméance du circuit magnétique. Ainsi, lorsque le rotor effectue un tour complet, la configuration géométrique se répète $2p$ fois, où p est le nombre de paires de pôles. La période des inductances propres et des inductances mutuelles est de $2p\theta$, θ représentant la position du rotor. Pour un réseau symétrique, les inductances propres des enroulements des phases (a, b, c) ont les expressions analytiques suivantes :

$$\begin{cases} L_{aa} = L_s + L_{ms} \cos(2p\theta) \\ L_{bb} = L_s + L_{ms} \cos(2p\theta + 2\pi/3) \\ L_{cc} = L_s + L_{ms} \cos(2p\theta - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Et les expressions des inductances mutuelles sont données par :

$$\begin{cases} \mathcal{M}_{ab} = \mathcal{M}_{ba} = \mathcal{M}_s + L_{ms} \cos(2p\theta - 2\pi/3) \\ \mathcal{M}_{ac} = \mathcal{M}_{ca} = \mathcal{M}_s + L_{ms} \cos(2p\theta + 2\pi/3) \\ \mathcal{M}_{bc} = \mathcal{M}_{cb} = \mathcal{M}_s + L_{ms} \cos(2p\theta) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Où L_s , L_{ms} et \mathcal{M}_s ont des constantes réelles non nulles dépendant de la structure de la machine. On peut écrire :

$$\varphi_{ss} = L_{ss}(\theta) i_s \quad (\text{A.4})$$

Avec :

$$\varphi_{ss} = [\varphi_{sa} \quad \varphi_{sb} \quad \varphi_{sc}]^T ; \quad i_s = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T ; \quad L_{ss}(\theta) = L_{s0} + L_{s1}(\theta)$$

Où le terme L_{s0} est donné par :

$$L_{s0} = \begin{bmatrix} L_s & \mathcal{M}_s & \mathcal{M}_s \\ \mathcal{M}_s & L_s & \mathcal{M}_s \\ \mathcal{M}_s & \mathcal{M}_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Et le terme $L_{s1}(\theta)$ est exprimé en fonction de l'angle θ comme suit :

$$L_{s1}(\theta) = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \cos(2p\theta - 2\pi/3) & \cos(2p\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2p\theta - 2\pi/3) & \cos(2p\theta + 2\pi/3) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta + 2\pi/3) & \cos(2p\theta) & \cos(2p\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

En l'absence de saillance de la machine, les inductances propres et mutuelle L_{s0} , L_s et \mathcal{M}_s sont des constantes et L_{ms} est remplacée par zéro, et nous avons :

$$L_{ss}(\theta) = L_{s0} \quad (\text{A.7})$$

Flux du stator produit par le rotor

Le rotor est assimilé à un enroulement à (n) paires de pôles (p), il produit un flux rotorique constant φ_f dans un enroulement du stator. En tournant, il forme des angles respectifs de ($p\theta$), ($p\theta - 2\pi/3$) et ($p\theta + 2\pi/3$) avec les trois bobinages du stator respectivement. On peut donc modéliser les flux produits par l'aimant du rotor dans chacun des enroulements du stator de la façon suivante :

$$\varphi_{rs} = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T = \varphi_f [\cos(p\theta) \quad \cos(p\theta - 2\pi/3) \quad \cos(p\theta + 2\pi/3)]^T \quad (\text{A.8})$$

Flux total produit au stator

En conséquence, les flux totaux qui traversent les bobines statoriques sont :

$$\varphi_s = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T = \varphi_{ss} + \varphi_{rs} \quad (\text{A.9})$$

Soit, en utilisant les équations (A.4) et (A.8) on peut écrire :

$$\varphi_s = L_{ss}(\theta)i_s + \mathcal{M}_{rs}(\theta) \quad (\text{A.10})$$

Avec :

$$\mathcal{M}_{rs}(\theta) = \varphi_f [\cos(p\theta) \quad \cos(p\theta - 2\pi/3) \quad \cos(p\theta + 2\pi/3)]^T \quad (\text{A.11})$$

Flux total produit au rotor

En appliquant la même démarche que précédemment, le flux total produit au rotor φ_r est déterminé par la somme du flux propre généré par le rotor (φ_f) et du flux engendré par les courants circulant dans les enroulements du stator dans le rotor (φ_{sr}), donc on peut écrire :

$$\varphi_r = \varphi_f + \varphi_{sr} \quad (\text{A.12})$$

Ou φ_{sr} représente le flux engendré par le stator dans le rotor il est donné par :

$$\varphi_{sr} = \varphi_f [\cos(p\theta) \quad \cos(p\theta - 2\pi/3) \quad \cos(p\theta + 2\pi/3)]i_s \quad (\text{A.13})$$

En représentation vectorielle, et en concédant (A.11) on peut écrire :

$$\varphi_r = M_{rs}^T(\theta)i_s + \varphi_f \quad (\text{A.14})$$

A.1.2. Équations électriques

En considérant le flux total produit au stator (A.9), l'application de la loi d'ohm sur les bobinages du stator donne les équations électriques suivante :

$$v_s = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T = R_s I_{3 \times 3} i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{A.15})$$

A.1.3. Équation de mouvement

L'application du théorème des moments donne l'équation mécanique du mouvement :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} - C_r - f\omega_r \quad (\text{A.16})$$

Dans cette équation, J représente l'inertie du rotor, ω_r est la vitesse mécanique de rotation du rotor, T_{em} est le couple moteur fourni par le stator, C_r est le couple résistant engendré par la charge et le frottement sec, et f est le coefficient de frottement visqueux du rotor.

Calcul du couple moteur :

Le couple moteur est obtenu par dérivation du travail mécanique (W_{meca}) par rapport à la position du rotor, et peut être exprimé de manière générale suivante [A2] :

$$T_{em} = \frac{dW_{meca}}{d\theta} \quad (A.17)$$

On a la puissance totale fournie au moteur donné par :

$$P_{elec,Total} = \sum_{i=a,b,c} v_i i_i \quad (A.18)$$

Avec la notation vectorielle on peut écrire :

$$P_{elec,Total} = i_s^T v_s = i_s^T [R_s I_{3 \times 3} i_s + \frac{d\varphi_s}{dt}] \quad (A.19)$$

D'après l'équation (A.10) on peut écrire :

$$P_{elec,Total} = i_s^T v_s = i_s^T [R_s I_{3 \times 3} i_s + \frac{d}{dt} (L_{ss}(\theta) i_s + \mathcal{M}_{rs}(\theta))] \quad (A.20)$$

Après le développement de calcul, on obtient :

$$P_{elec,Total} = [i_s^T R_s I_{3 \times 3} i_s] + \frac{1}{2} [i_s^T L_{ss}(\theta) \frac{di_s}{dt}] + \left[\frac{1}{2} i_s^T \frac{dL_{ss}(\theta)}{dt} i_s + i_s^T \frac{d\mathcal{M}_{rs}(\theta)}{dt} \right] \quad (A.21)$$

Le premier terme représente les pertes à effet Joule, le second terme la variation de l'énergie magnétique emmagasinée, et le dernier terme est la puissance transformée en puissance mécanique. Or on sait que la puissance mécanique P_{mec} s'exprime comme suit :

$$P_{mec} = \frac{dW_{meca}}{dt} = T_{em} \frac{d\theta}{dt} \quad (A.22)$$

Avec : $\frac{d\theta}{dt}$ la vitesse mécanique de rotation du rotor, notée ω_r .

Ce qui donne l'expression du couple suivante :

$$T_{em} = \frac{1}{2} i_s^T \frac{dL_{ss}(\theta)}{d\theta} i_s + i_s^T \frac{d\mathcal{M}_{rs}(\theta)}{d\theta} \quad (A.23)$$

D'après (A.4) et (A.11) on peut écrire :

$$T_{em} = \frac{1}{2} i_s^T \frac{dL_{s1}(\theta)}{d\theta} i_s - p i_s^T \varphi_f [\sin(p\theta) \quad \sin(p\theta - 2\pi/3) \quad \sin(p\theta + 2\pi/3)]^T \quad (A.24)$$

On note que :

$$\frac{dL_{s1}(\theta)}{d\theta} = -2pL_{ms} \begin{bmatrix} \sin(2p\theta) & \sin(2p\theta - 2\pi/3) & \sin(2p\theta + 2\pi/3) \\ \sin(2p\theta - 2\pi/3) & \sin(2p\theta + 2\pi/3) & \sin(2p\theta) \\ \sin(2p\theta + 2\pi/3) & \sin(2p\theta) & \sin(2p\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (A.25)$$

Lorsque la machine ne présente pas de saillance, la relation (A.18) se simplifie comme suit :

$$T_{em} = -p i_s^T \varphi_f [\sin(p\theta) \quad \sin(p\theta - 2\pi/3) \quad \sin(p\theta + 2\pi/3)]^T \quad (\text{A.26})$$

A.2. Transformation triphasée/diphassée dans le repère stationnaire [A3]

Le principe fondamental repose sur la capacité d'un système triphasé (abc) à générer un champ tournant qui peut être reproduit par un système biphasé, composé de deux bobines décalées d'un angle de $(\pi/2)$ dans l'espace et alimentées par des courants déphasés de $(\pi/2)$ dans le temps, via la transformation $\alpha\beta$. Cette méthode est également connue sous le nom de transformation $(\alpha\beta)$. Les grandeurs X_{abc} d'un système triphasé sont substituées par les grandeurs $X_{\alpha\beta o}$ d'un système biphasé en utilisant la transformation suivante :

$$[X_{\alpha\beta o}] = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3}\right)^n \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2^n} & \frac{1}{2^n} & \frac{1}{2^n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

Les transformations de Clarke et de Concordia sont deux approches distinctes en fonction de la valeur de n.

La transformation de Clarke, qui conserve l'amplitude des grandeurs, mais non la puissance, est caractérisée par n=1. Elle est particulièrement appropriée pour l'élaboration des lois de commande liées aux courants, car elle permet de manipuler directement le module du courant absorbé par le moteur sans nécessiter un facteur multiplicatif.

En revanche, la transformation de Concordia garantit la conservation de la puissance et offre une orthogonalité, ce qui est obtenu en fixant n=1/2.

Le tableau suivant résume l'ensemble de ces transformations :

Tableau A. 0.1 : Transformation directe et indirecte de Concordia et Clarke de $(abc) \Leftrightarrow(\alpha, \beta)$

Transformation de Concordia : Conservation de la puissance	Transformation de Clarke : Conservation de l'amplitude des grandeurs électriques
Directe $(X_{abc}) \rightarrow (X_{\alpha\beta o})$	
$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \\ 3 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$
Inverse $(X_{\alpha\beta o}) \rightarrow (X_{abc})$	
$[X_a \ X_b \ X_c]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix}$	$[X_a \ X_b \ X_c]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix}$

Pour simplifier les opérations matricielles, on constate que la matrice de passage de Concordia est orthonormée. En conséquence, nous adoptons la transformation de Concordia pour modéliser la machine synchrone à aimant permanent

Soit H la matrice de passage direct de Concordia :

$$H = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

On a :

$$HH^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = I_{2 \times 2} \quad (\text{A.29})$$

Et :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta - 2\pi/3) \\ \sin(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} H^T \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} H^T \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \sin(p\theta) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{A.30})$$

Ces équations vont être utile dans la simplification des équations dans les étapes suivantes.

Équations électromagnétiques :

Appliquons la transformation de variables définie par la matrice de passage de Concordia aux équations (A.10), cela donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = H\varphi_s = H L_{ss}(\theta)H^T \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + H \mathcal{M}_{rs}(\theta) \quad (\text{A.31})$$

Après le développement des équations, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - \mathcal{M}_s + \frac{3L_{ms}}{2} \cos(2p\theta) & \frac{3L_{ms}}{2} \sin(2p\theta) \\ \frac{3L_{ms}}{2} \sin(2p\theta) & L_s - \mathcal{M}_s - \frac{3L_{ms}}{2} \cos(2p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \sin(p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.32})$$

Dans le cas où la machine est sans saillance, les composantes du flux total produit au stator deviennent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - \mathcal{M}_s & 0 \\ 0 & L_s - \mathcal{M}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \sin(p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

Dans la littérature l'expression $(L_s - \mathcal{M}_s)$ est dénommée inductance propre cyclique du stator, généralement notée L_{cs} .

Équations électriques :

Lorsqu'on retourne à l'équation de tension (A.15) et qu'on applique la transformation de Concordia, le résultat est le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = H v_s = H R_s I_{3x3} H^T \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + H H^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

En développant l'équation (A.34) et en tenant compte de l'équation (A.32), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s I_{2x2} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.35})$$

Ce qui donne après le développement du calcul :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \left[R_s I_{2x2} + B \frac{d\theta}{dt} \right] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \left[A \begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f p \begin{bmatrix} -\sin(p\theta) \\ \cos(p\theta) \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \right] \quad (\text{A.36})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} L_{cs} + \frac{3L_{ms}}{2} \cos(2p\theta) & \frac{3L_{ms}}{2} \sin(2p\theta) \\ \frac{3L_{ms}}{2} \sin(2p\theta) & L_{cs} - \frac{3L_{ms}}{2} \cos(2p\theta) \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} -3L_{ms}p \sin(2p\theta) & 3L_{ms}p \cos(2p\theta) \\ 3L_{ms}p \cos(2p\theta) & 3L_{ms}p \sin(2p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.37})$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = A^{-1} \left[\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} - \left[R_s I_{2x2} + B \frac{d\theta}{dt} \right] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f p \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \right] \quad (\text{A.38})$$

Dans le cas où la machine est sans saillance, on obtient les équations électriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{cs}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_{cs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{p}{L_{cs}} \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} + \begin{bmatrix} \frac{v_{s\alpha}}{L_{cs}} \\ \frac{v_{s\beta}}{L_{cs}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.39})$$

Cela peut être exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{cs}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_{cs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{F_{em}}{L_{cs}} + \begin{bmatrix} \frac{v_{s\alpha}}{L_{cs}} \\ \frac{v_{s\beta}}{L_{cs}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.40})$$

Où F_{em} représente les termes de la force électromotrice induite par la rotation du rotor :

$$F_{em} = p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{A.41})$$

$\frac{d\theta}{dt}$: est la vitesse mécanique de rotation du rotor. Il est noté w_r .

Équations mécaniques :

L'équation du mouvement reste toujours la même. On aura juste à calculer l'expression du couple. En reprenant l'expression du couple définie par (A.24) et en utilisant la matrice H pour simplifier le vecteur des trois sinus, nous obtenons :

L'équation du mouvement reste inchangée, mais il suffit de calculer l'expression du couple. En réutilisant l'expression du couple définie par l'équation (A.24) et en employant la matrice H pour simplifier le vecteur des trois sinus, nous obtenons :

$$C_{em} = p i_{s\alpha\beta}^T H \left(\frac{dL_{s1}(\theta)}{2pd\theta} H^T i_{s\alpha\beta} - \varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} H^T \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A.42})$$

En développant l'équation (A.42), on trouve :

$$C_{em} = p i_{s\alpha\beta}^T \left(\frac{3L_{ms}}{2} \begin{bmatrix} -\sin(2p\theta) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \end{bmatrix} i_{s\alpha\beta} - \varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A.43})$$

Dans le cas où la machine est sans saillance, le couple électromagnétique se simplifie comme suit :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} p \varphi_f (-i_{s\alpha} \sin(p\theta) + i_{s\beta} \cos(p\theta)) \quad (\text{A.44})$$

Une approche directe pour synthétiser une loi de commande à partir des équations déterminées ci-dessus est complexe en raison de l'incapacité à prendre en compte la position du rotor dans ces équations. Pour résoudre ce problème, Park a proposé une alternative : substituer le référentiel fixe (α, β) au stator par un référentiel (d, q) qui se déplace avec le rotor.

A.3. Transformation diphasée/ diphasée (Modèle de Park)

Pour modéliser dans le repère de Park, il est essentiel de mettre en place un changement de repère qui permet de se positionner dans le repère (d, q) en rotation avec le rotor (voir figure 2.3). Cette transformation est effectuée en utilisant une matrice de passage qui reflète la rotation d'un angle $p\theta$. Cette matrice est dérivée en projetant les grandeurs $X_{\alpha\beta}$ sur les axes du repère (d, q) en rotation avec le rotor.

Les matrices de passage directe et inverse sont données par :

$$\mathcal{N}(p\theta) = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix}; \quad \mathcal{N}(-p\theta) = \begin{bmatrix} \cos(-p\theta) & -\sin(-p\theta) \\ \sin(-p\theta) & \cos(-p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.45})$$

Où :

$$X_{dq} = [X_d \quad X_q]^T = \mathcal{N}(-p\theta) \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad ; \quad X_{\alpha\beta} = [X_\alpha \quad X_\beta]^T = \mathcal{N}(p\theta) \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.46})$$

On a:

$$\begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \\ \sin(2p\theta) & -\cos(2p\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.47})$$

Équations magnétiques :

En utilisant la transformation (A.45) sur l'équation (A.32) qui représente le flux total produit au stator dans le référentiel (α, β), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \mathcal{N}(-p\theta) \begin{bmatrix} L_{cs} + \frac{3L_{ms}}{2} \cos(2p\theta) & \frac{3L_{ms}}{2} \sin(2p\theta) \\ \frac{3L_{ms}}{2} \sin(2p\theta) & L_{cs} - \frac{3L_{ms}}{2} \cos(2p\theta) \end{bmatrix} \mathcal{N}(p\theta) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.48})$$

En utilisant l'égalité (A.47), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} + \frac{3L_{ms}}{2} & 0 \\ 0 & L_{cs} - \frac{3L_{ms}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.49})$$

Où :

$$\begin{cases} L_d = L_{cs} + \frac{3L_{ms}}{2} = L_s - \mathcal{M}_s + \frac{3L_{ms}}{2} \\ L_q = L_{cs} - \frac{3L_{ms}}{2} = L_s - \mathcal{M}_s - \frac{3L_{ms}}{2} \end{cases} \quad (\text{A.50})$$

Si la machine est sans saillance, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 \\ 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - \mathcal{M}_s & 0 \\ 0 & L_s - \mathcal{M}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.51})$$

Équations électriques :

L'application de la transformation de Park (A.45) au système (A.35) produit :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \mathcal{N}(-p\theta) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \mathcal{N}(-p\theta) R_s I_{2 \times 2} \mathfrak{R}(p\theta) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathcal{N}(-p\theta) \frac{d}{dt} \mathfrak{R}(p\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.52})$$

Ainsi, en utilisant (A.49) :

$$\mathcal{N}(-p\theta) \frac{d}{dt} \mathcal{N}(p\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = p \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f p \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.53})$$

En se fondant sur l'équation (A.53) et en développant l'équation (A.52), on obtient :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p w_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f p w_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.54})$$

Ce résultat peut être exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q}{L_q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - p w_r \begin{bmatrix} 0 & -\frac{L_q}{L_d} \\ \frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f p w_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.55})$$

On désigne également ces équations sous le nom d'équations de Park. Si la machine est sans saillance, les équations se simplifient comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_{cs}} \\ \frac{u_q}{L_{cs}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_{cs}} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_{cs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - p w_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f p w_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.56})$$

Équations mécaniques :

L'équation du mouvement reste toujours la même. On aura juste à calculer l'expression du couple. Reprenons l'expression du couple électromagnétique (A.43) défini dans le repère (α, β) et appliquons-lui la matrice de passage de Park, ce qui nous donne l'expression suivante :

$$T_{em} = p i_{dq}^T \mathcal{N}(-p\theta) \left(\frac{3L_{ms}}{2} \begin{bmatrix} -\sin(2p\theta) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \end{bmatrix} \mathcal{N}(p\theta) i_{dq} - \varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A.57})$$

Cependant, nous avons :

$$\begin{bmatrix} -\sin(2p\theta) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(p\theta) & -\cos(p\theta) \\ \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & -\cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.58})$$

En se référant à l'équation (A.58), l'expression du couple électromagnétique se simplifie comme suit :

$$T_{em} = p i_{dq}^T \left(\frac{3L_{ms}}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{dq} - \varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \right) = 3pL_{ms}i_d i_q + p\varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} i_q \quad (\text{A.59})$$

Selon l'équation (A.50), on observe que :

$$L_{ms} = \frac{(L_d - L_q)}{3} \quad (\text{A.60})$$

Ainsi, en remplaçant (A.60) dans (A.59), nous parvenons à obtenir l'expression finale du couple électromagnétique :

$$T_{em} = p \left(\varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} + (L_d - L_q) i_d \right) i_q \quad (\text{A.61})$$

Lorsque la machine est sans saillance, le résultat est le suivant :

$$T_{em} = p\varphi_f \sqrt{\frac{3}{2}} i_q \quad (\text{A.62})$$

Cependant, On peut obtenir directement les équations de Park de la machine synchrone à aimant permanent en partant du référentiel (abc) et en utilisant le changement de variable suivant le **Tableau A.2.**[A4].

Tableau A.2 : Modèle du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère (d, q)

Transformation de Concordia : Conservation de la puissance	Transformation de Clarke : Conservation de l'amplitude des grandeurs électriques
Directe (X_{abc}) \rightarrow (X_{dqo})	
$[X_d \ X_q \ X_o]^T = P_{cp}[X_a \ X_b \ X_c]^T$ $P_{cp} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta - 2\pi/3) & \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(p\theta) & -\sin(p\theta - 2\pi/3) & -\sin(p\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$[X_d \ X_q \ X_o]^T = P_{cm}[X_a \ X_b \ X_c]^T$ $P_{cm} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta - 2\pi/3) & \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(p\theta) & -\sin(p\theta - 2\pi/3) & -\sin(p\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$
Inverse (X_{dqo}) \rightarrow (X_{abc})	
$[X_a \ X_b \ X_c]^T = P_{cp}^{-1}[X_d \ X_q \ X_o]^T$ $P_{cp}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) & -\sin(p\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) & -\sin(p\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$[X_a \ X_b \ X_c]^T = P_{cm}^{-1}[X_d \ X_q \ X_o]^T$ $P_{cm}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) & 1 \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) & -\sin(p\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(p\theta + 2\pi/3) & -\sin(p\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$
Modèle du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère (d, q)	
$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}pw_r i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}pw_r i_d - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{\varphi_f pw_r}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{J} \left(\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_f + (L_d - L_q)i_d \right) i_q - \frac{f}{2J}w_r - \frac{C_r}{J} \end{cases}$ $T_{em} = p \left(\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q \right)$	$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}pw_r i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}pw_r i_d - \frac{\varphi_f pw_r}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{3p}{2J}(\varphi_f + (L_d - L_q)i_d)i_q - \frac{f}{J}w_r - \frac{C_r}{J} \end{cases}$ $T_{em} = \frac{3p}{2}(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q)$

Annexe B

Modélisation des éléments de la chaîne de traction

Dans cette annexe, nous présentons une description détaillée du système de la chaîne de traction du VE, en nous concentrant sur la partie motrice à la partie motrice, en définissant ses fonctions principales et en réalisant un pré-dimensionnement via la simulation.

B.1. Pré-dimensionnement par simulation

Dans un premier temps, l'étude c'est concentré sur la modélisation du VE. Le modèle dynamique du véhicule est étudié. Le moteur électrique lui-même afin de pouvoir réaliser un pré-dimensionnement adéquat du système (VE), une modélisation de la MSAP dans les différents repères de Park est réalisée, les détails sont donnés dans l'annexe A.

B.2 Modèle dynamique du véhicule

La dynamique du véhicule électrique repose sur la conversion de l'énergie mécanique générée par le système de propulsion, supposée être temporairement stockée. Pendant la conduite, l'énergie est emmagasinée sous forme cinétique lors de l'accélération et sous forme potentielle lorsqu'il atteint des altitudes élevées.

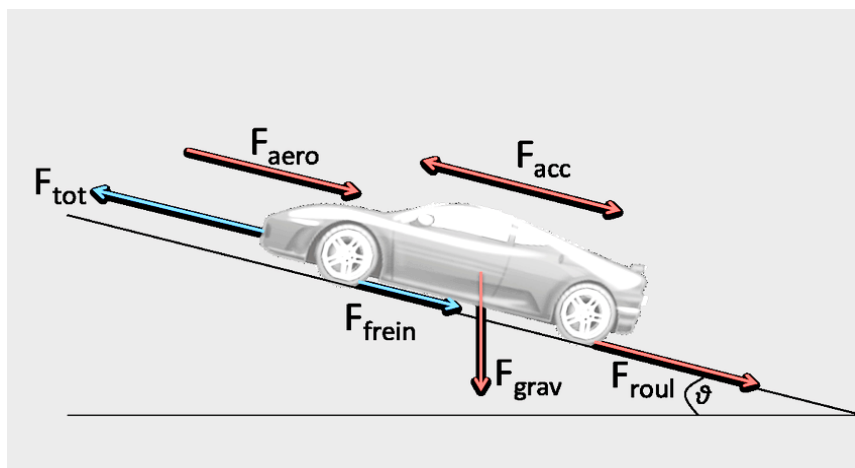


Figure B.1: Représentation schématique des forces agissant sur le véhicule en mouvement.

Le rendement énergétique du véhicule dépend principalement de trois facteurs :

- Les pertes de friction aérodynamiques.
- Les pertes par frottement de roulement.
- L'énergie dissipée dans les freins.

Il est essentiel de comprendre que la quantité d'énergie mécanique délivrée par le véhicule lors de son déplacement est influencée par ces trois effets. Ainsi, la dynamique longitudinale d'un véhicule routier peut être décrite par une équation élémentaire (B.1). La Figure B.1 offre une représentation schématique de ces relations :

$$F_{ac} = m_v \frac{d}{dt} v(t) = F_t(t) - F_R(t) \quad (\text{B.1})$$

$$F_R(t) = F_a(t) + F_r(t) + F_g(t) \quad (\text{B.2})$$

Où F_a représente la force aérodynamique, F_r force de frottement des roues, F_g la force due à la gravité lorsque le véhicule circule sur des routes inclinées (force d'inclinaison), F_{ac} est la force d'accélération, m_v est la masse du véhicule, $v(t)$ est la vitesse du véhicule, et F_t est la force de traction engendrée par le moteur principal.

B.2.1. Pertes de friction aérodynamiques

Lorsqu'un véhicule est en mouvement, il doit faire face à la résistance aérodynamique, symbolisée par la force F_a . Cette résistance émerge principalement du frottement visqueux de l'air contre la surface du véhicule. En outre, les pertes sont engendrées par la différence de pression entre l'avant et l'arrière du véhicule, résultant de la séparation du flux d'air. Pour les formes idéalisées de véhicules, on peut utiliser des méthodes numériques pour calculer un champ de pression approximatif et déterminer la force résultante. Cependant, une analyse approfondie des effets spécifiques tels que la ventilation du moteur, la turbulence dans les passages de roue et la sensibilité au vent latéral nécessite des mesures spécifiques en soufflerie. En général, la force de résistance aérodynamique est estimée en simplifiant la forme du véhicule à un corps prismatique avec une surface frontale A_f . La force résultante due à la pression stagnante est ensuite multipliée par un coefficient de traînée aérodynamique C_d , qui modélise les conditions réelles d'écoulement [B1].

$$F_a = \frac{1}{2} \rho_a \cdot A_f \cdot C_d \cdot v^2 \quad (\text{B.3})$$

Ou, ρ_a représente la densité de l'air ambiant et v la vitesse du véhicule. L'estimation du paramètre C_d nécessite l'utilisation de programmes CFD (Computational Fluid Dynamics) ou des expériences en soufflerie. Dans le cadre de l'estimation de l'énergie mécanique requise pour exécuter un cycle de test typique, il est souvent supposé que ce paramètre reste constant.

B.2.2. Pertes de friction par roulement[B2]

La force de résistance au roulement est déterminée par la masse du véhicule m_v , l'accélération gravitationnelle g , et le coefficient de roulement des roues. De nos jours, les pneus modernes, caractérisés par une très faible résistance au roulement, ont un coefficient de résistance au roulement C_{rr} qui est généralement égal à 0,01 (environ 0,015 pour les pneus conventionnels). Ce coefficient dépend de la largeur des pneus et du type de revêtement routier. La formule de la force de résistance au roulement est présentée ci-dessous.

$$F_r = C_{rr} \cdot m_v \cdot g \cdot \cos(\vartheta) \quad (\text{B.4})$$

B.2.3. Force motrice en montée

La force gravitationnelle exercée lors de la conduite sur une route en pente a un caractère conservatif et impacte considérablement le comportement du véhicule. Dans ce contexte, cette force est modélisée par la relation (B.4) [B1] :

$$F_g = m_v \cdot g \cdot \sin(\vartheta) \quad (\text{B.5})$$

Cette équation peut être approximée, pour de petites inclinaisons ϑ , lorsque ϑ est exprimé en radians par :

$$F_g = m_v \cdot g \cdot \vartheta \quad (\text{B.6})$$

B.2.4. Forces d'accélération

La force résultant de l'accélération, F_{ac} , contribue au comportement dynamique souhaité par le conducteur. Cette force est obtenue en multipliant la masse du véhicule par l'accélération imposée par le conducteur [B2]:

$$F_{ac} = m_v \frac{d}{dt} v(t) \quad (\text{B.7})$$

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse du déplacement est donnée par l'expression suivante :

$$P = F_t \cdot V \quad (\text{B.8})$$

Le couple de traction total est lié à la force de traction par la relation :

$$C_t = F_t \cdot R \quad (\text{B.9})$$

Où R est le rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$C_r = F_R \cdot R \quad (\text{B.10})$$

Avec F_R est la force de résistance totale

La vitesse angulaire des roues w_{roue} est liée à la vitesse du véhicule par la relation :

$$w_{roue} = \frac{V}{R} \quad (\text{B.11})$$

Le modèle de MSAP considéré dans le repère (d, q) peut être présenté comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w_r i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d - \frac{\varphi_f p w_r}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{f}{J} w_r - \frac{C_r}{J} \\ C_{em} = \frac{3p}{2} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

Où : R_s , L_d , et L_q sont la résistance d'induit par phase et inductances des axes d et q, respectivement, φ_f est le flux d'aimant permanent, p est le nombre de paires de pôles, J est le moment d'inertie, et f est le coefficient de frottement. C_{em} représente le couple électromagnétique, C_r le couple de charge et ω_r la vitesse de rotation mécaniques.

B.3. Couplage entre les deux modèles mécanique et électrique

L'exploration de la partie dynamique du véhicule se concentre sur son couplage avec la motorisation électrique à travers un réducteur. Le choix du réducteur revêt une importance cruciale pour garantir que le couple transmissible demeure toujours supérieur au couple résistant, comme illustré dans la Figure B.2. Cela permet d'ajuster les vitesses de rotation et les couples entre l'arbre de la machine électrique et les roues.

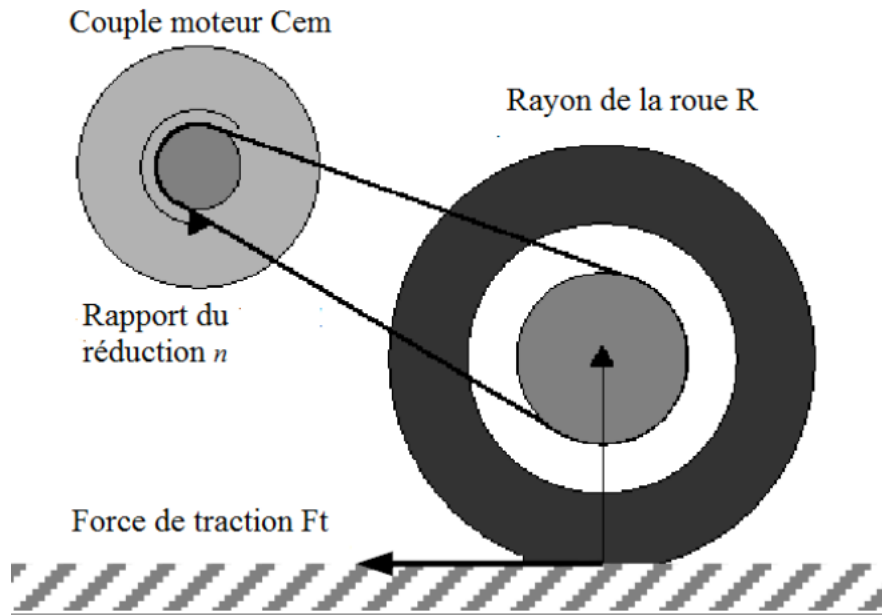


Figure B.2: Mécanisme du réducteur [B3]

L'équation dynamique qui régit le mouvement du véhicule le long de la direction longitudinale est formulée comme suit :

$$M\dot{V} = F_t - F_R = F_f^x + F_r^x - F_R \quad (\text{B.13})$$

Où F_f^x et F_r^x représentent respectivement les forces de traction longitudinales des roues avant et arrière, et M la masse totale du véhicule.

Puisque le véhicule est propulsé par les deux roues arrière, les forces frontales sont négligeables ($F_f^x = 0$). L'approximation de la vitesse longitudinale du véhicule est définie par l'équation :

$$V = R \cdot w_{roue} \quad (\text{B.14})$$

Tandis que la relation entre la vitesse de la roue en [rad/s] et la vitesse du moteur en [rad/s] est exprimée par l'équation (B.15) [B4], avec n représentant le rapport de réduction de vitesse.

$$w_{r(mot)} = n \cdot w_{roue} \quad (\text{B.15})$$

Par conséquent, l'accélération longitudinale est déduite selon l'équation suivante :

$$\dot{V} = \frac{R}{n} \dot{w}_{r(mot)} \quad (\text{B.16})$$

En remplaçant l'équation (B.16) dans l'équation (B.13), on obtient l'équation (B.17), d'où la force de traction est exprimée par l'équation (B.18).

$$M \frac{R}{n} \dot{w}_{r(mot)} = F_r^x - F_R \quad (B.17)$$

$$F_r^x = M \frac{R}{n} \dot{w}_{r(mot)} + F_R \quad (B.18)$$

L'équation dynamique de la rotation des roues motrices (dans le cas d'un véhicule propulsé par deux roues) est définie par l'équation (B.19) où J_w représente le moment d'inertie de la roue.

$$J_w \dot{w}_{roue} = C_t - R \cdot F_r^x \quad (B.19)$$

En substituant l'équation (B.18) dans l'équation (B.19), on obtient l'équation (B.20), qui donne le couple de traction de la roue selon l'équation (B.21).

$$J_w \dot{w}_{roue} = C_t - R \cdot (M \cdot \frac{R}{n} \dot{w}_{r(mot)} + F_R) \quad (B.20)$$

$$C_t = \frac{J_w}{n} \dot{w}_{r(mot)} + R \cdot (M \cdot \frac{R}{n} \dot{w}_{r(mot)} + F_R) \quad (B.21)$$

L'équation de rotation du moteur est formulée comme suit :

$$J \dot{w}_{r(mot)} + f w_{r(mot)} = C_{em} - \frac{C_t}{n} \quad (B.22)$$

En substituant l'équation (B.21) dans l'équation (B.22), on obtient l'équation (B.23).

$$J \dot{w}_{r(mot)} + f w_{r(mot)} = C_{em} - \frac{J_w}{n^2} \dot{w}_{r(mot)} - R \cdot (M \cdot \frac{R}{n^2} \dot{w}_{r(mot)} + \frac{F_R}{n}) \quad (B.23)$$

On peut écrire :

$$(J + \frac{J_w}{n^2} + M \cdot \frac{R^2}{n^2}) \dot{w}_r + f w_r = C_{em} - \frac{R}{n} F_R \quad (B.24)$$

Enfin, l'équation mécanique globale du véhicule, avec $J_e = (J + \frac{J_w}{n^2} + M \cdot \frac{R^2}{n^2})$, $C_{rt} = \frac{R}{n} F_R$ et $f_e = f$, est donnée par l'équation (B.25).

$$J_e \dot{w}_r + f_e w_r = C_{em} - C_{rt} \quad (B.25)$$

Cette modélisation prend en compte un seul moteur entraînant les deux roues arrière, en intégrant les équations électriques du moteur MSAP le modèle global du véhicule s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w_r i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d - \frac{\varphi_f p w_r}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{3p}{2 J_e} \{ (L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \} - \frac{f_e}{J_e} w_r - \frac{1}{J_e} C_{rt} \end{array} \right. \quad (\text{B.26})$$

Ou J_e représente le moment d'inertie global du véhicule, C_{rt} le couple de charge total appliquer sur le véhicule, f_e le coefficient de frottement visqueux du véhicule.

Bibliographie

- [1] Sheldon S Williamson. Energy management strategies for electric and plug-in hybrid electric vehicles. Springer, 2013.
- [2] Union Européenne. Règlement (CE) no 715/2007 du Parlement européen et du Conseil du 20 juin 2007 relatif à la réception des véhicules à moteur au regard des émissions des véhicules particuliers et utilitaires légers (Euro 5 et Euro 6) et aux informations sur la réparation et l'entretien des véhicules. Journal officiel de l'Union européenne, 2007.
- [3] Walid Lajnef. Modélisation des supercondensateurs et évaluation de leur vieillissement en cyclage actif à forts niveaux de courant pour des applications véhicules électriques et hybrides. Thèse de doctorat, Université Sciences et Technologies-Bordeaux I, 2006
- [4] Jacques Percebois et Claude Mandil. Les conclusions du rapport Énergies 2050 sur les perspectives du nucléaire en France. Annales des Mines - Réalités industrielles, numéro 3, pages 53–58. Eska, 2012.
- [5] CNED. (s.d.). Consommation mondiale d'énergie primaire (Euler). Causes et atténuation du changement climatique. <https://climat.cned.fr/formations/causes-et-attenuation/>
- [6] U.S. Environmental Protection Agency (EPA). CO2 accounted for 82% of greenhouse gas emissions in the USA. <http://www3.epa.gov/climatechange/ghgemissions/gases/co2.html>, 2013.
- [7] Nam P Suh and Dong Ho Cho. The On-line Electric Vehicle : Wireless Electric Ground Transportation Systems. Springer, 2017.
- [8] Peter M. Cox, Richard A. Betts, Chris D. Jones, Steven A. Spall, and Ian J. Totterdell. Acceleration of global warming due to carbon-cycle feedbacks in a coupled climate model. Nature, 408(6809): 184, 2000.
- [9] Bureau du vérificateur général du Canada. (2017). *Rapport du commissaire à l'environnement et au développement durable à la Chambre des communes*. https://www.oag-bvg.gc.ca/internet/Francais/parl_cesd_201710_02_f_42490.html
- [10] Wen Qi Gan, Lillian Tamburic, Hugh W Davies, Paul A Demers, Mieke Koehoorn, and Michael Brauer. Changes in residential proximity to road traffic and the risk of death from coronary heart disease. Epidemiology, pages 642–649, 2010.
- [11] Anne Harris. Food for fuel. Engineering & Technology, 4(19) :53–53, 2009.
- [12] Iqbal Husain. Electric and hybrid vehicles: design fundamentals. CRC press, 2003.

- [13] Joseph Beretta. *Le génie électrique automobile : la traction électrique*. Hermès Science, 2005.
- [14] Jean-Jacques Cornaert. *L'avenir de l'automobile*. Armand Colin, 2010.
- [15] InsideEVs. (2023). *Global EV Sales: December 2023*. <https://insideevs.com/news/707891/global-ev-sales-december-2023/>
- [16] Patricia Egede. *Environmental assessment of lightweight electric vehicles*. Springer, 2017.
- [17] XD Xue, KWE Cheng, and NC Cheung. Selection of electric motor drives for electric vehicles. In *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, pages 1–6. IEEE, 2008.
- [18] N. Golea, A. Golea, and M. Kadjoudj. Robust MRAC adaptive control of PMSM drive under general parameters uncertainties. In *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 1533–1537, 2017
- [19] T.L. Hsien, Y.Y. Sun, and M.C. Tai. H_{∞} control for a sensorless permanent-magnet synchronous drive. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 144(3): 173–181, 1997.
- [20] T. Do, H. Choi, J. Jung, L. Guo, and Y. Yan. q-d approximation technique for nonlinear optimal speed control design of surface-mounted PMSM drives. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 20(4): 1822–1831, 2015.
- [21] J. Yang, W. Chen, S. Li, L. Guo, and Y. Yan. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4): 3273–3285, 2017.
- [22] H. Jun, S. Jing, and H. Heath. Adaptive model predictive control with propulsion load estimation and prediction for all-electric ship energy management. *Journal of Energy*, 150: 877–889, 2018.
- [23] F.F.M. El-Sousy. Hybrid H_{∞} -based wavelet-neural network tracking control for permanent-magnet synchronous motor servo drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9): 3157–3166, 2010.
- [24] FFM. El-Sousy. Intelligent optimal recurrent wavelet elman-neural network control system for permanent-magnet synchronous motor servo drive. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(4) :1986–2003, 2013.
- [25] S. Barkat, A. Tlemcani, and H. Nouri. Non-interacting adaptive control of PMSM using interval type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 19(5): 925–936, 2011.

- [26] S. Li and H. Gu. Adaptive internal model control schemes for PMSM speed regulation system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(4): 767–779, 2013.
- [27] Z. Zhang, R. Ma, L. Wang, and J. Zhang. Novel pmsm control for anti- lock braking considering transmission properties of the electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018.
- [28] Z. Xu, G. Fen, H. Hong, and L. Zhiwei. On control strategy of permanent magnet synchronous motor for micro-electric vehicle. In *the 37th Chinese control conference*, Jul. 2018.
- [29] Z. Xu, G. Fen, H. Hong, and L. Zhiwei. On control strategy of permanent magnet synchronous motor for micro-electric vehicle. In *the 37th Chinese control conference*, Jul. 2018.
- [30] G. Vighneswaran and N. Keerti. Speed control of electric vehicle with sliding mode controller. *International Research Journal of Engineering and Technology*, (5), 2018.
- [31] S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, and A. Haddoun. Nonlinear control by input-output linearization scheme for ev permanent magnet synchronous motor. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 185–190, 2007.
- [32] A. Tahour, H. Abid, and A. Aissaoui. Adaptive neuro-fuzzy controller of switched reluctance motor. *SERBIAN JOURNAL*, 4(1) :23–34, 2007.
- [33] Hedjar, R.: Robust nonlinear receding horizon control of permanent magnet synchronous machine. In: *IEEE ICCA 2010, Xiamen, China*, pp. 6–11 (2010). <https://doi.org/10.1109/ICCA.2010.5524426>
- [34] El Fakir, C., El Idrissi, Z., Lassioui, A., Belhaj, F.Z., Gaouzi, K., El Fadil, H., Rachid, A.: Adaptive nonlinear control of salient-pole PMSM for hybrid electric vehicle applications: theory and experiments. *World Electr. Veh. J.* 14, 30 (2023). <https://doi.org/10.3390/wevj14020030>
- [35] Yu, L., Huang, J., Luo, W., Chang, S., Sun, H., Tian, H. Sliding-mode control for PMLSM position control A review. *Actuators* 12, 31 (2023). <https://doi.org/10.3390/act12010031>
- [36] Liu, X.D., Li, K., Zhang, C.H.: improved backstepping control with non- linear disturbance observer for the speed control of permanent magnet synchronous motor. *J. Electr. Eng. Technol.* 14, 275–285 (2019). <https://doi.org/10.1007/s42835-018-00021-9>.
- [37] Belkhier, Y., Achour, A., Bures, M., Ullah, N., Bajaj, M., Zawbaa, H.M., Kamel, S. Interconnection and damping assignment passivity-based non- linear observer control for efficiency maximization of permanent magnet synchronous motor. *Energy Rep.* 8, 1350–1361 (2022)

- [38] Vengadkrishnan, K., Vijayarajan, K., Jeevananthan, S. Parallel fuzzy logic controllers for independent control of two permanent magnet synchronous motors fed by a five leg inverter for electric vehicles. *J. Electr. Eng. Politehnica* 17, 189–205 (2017)
- [39] Türker, T., Buyukkeles, U., Bakan, A.F.: A robust predictive current controller for PMSM drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63(6), 3906–3914 (2016)
- [40] Abou-Hussein, W.M., Dabour, S.M., Hamad, M.S., Rashad, E.M.: Model predictive control based virtual synchronous generator for parallel-connected three-phase split-source converters in islanded AC Microgrids. *Energy Rep.* 9, 1696–1706 (2023) ISSN 2352-4847. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.12.075>
- [41] Jayan, V. and Ghias, A.: Computationally efficient model predictive control of dual output multilevel converter in hybrid microgrid. *IEEE Trans. Power Electron.* 38(5), 5898–5910 (2023). <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3239437>.
- [42] Gonçalves, P., Cruz, S., Mendes, A.: Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines An overview. *Energies* 12, 4693 (2019). <https://doi.org/10.3390/en12244693>
- [43] Gawthrop, P., Demircioglu, H., Siller-Alcala, I.: Multivariable continuous-time generalised predictive control: a state-space approach to linear and nonlinear systems. *IEE Proc. Control Theory Appl.* 145(3), 241–250 (1998)
- [44] Errouissi, R., Al-Durra, A., Muyeen, S.M., Leng, S.: Continuous-time model predictive control of a permanent magnet synchronous motor drive with disturbance decoupling. *IET Electric Power Appl.* 11(5), 697–706 (2017)
- [45] Liu, J., Li, H., Deng, Y.: Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control. *IEEE Trans. Power Electron.* 33(4), 3655–3671 (2018)
- [46] R. ERROUISSI, M. OUHAROUCHE, Wen-hua Chen, Andzerj M Trzynalowski, « Robust Nonlinear Predictive Controller for Permanent-Magnet Synchronous Motors with an Optimized Cost Function». *IEEE Trans. Ind. Électron.* August 2012.
- [47] Liu, H., Li, S.: Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 59 (2), 1171–1183 (2012)
- [48] Errouissi, R., Ouhrouche, M., Chen, W.H.: Robust nonlinear generalized predictive control of a permanent magnet synchronous motor with an anti-windup compensator. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 3184–3189 (2010)
- [49] Thierry Floquet. *Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000.

[50] F. Wang, D. Ke, X. Yu, and D. Huang, "Enhanced predictive model based deadbeat control for PMSM drives using exponential extended state observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 3, pp. 2357–2369, 2022.

[51] Y. Yang, C. Da, Z. Xiaoming, M. Zengqiang, L. Xiaolong, S. Chenjun, Adaptive backstepping based MTPA sensorless control of PM-assisted aynRM with fully uncertain parameters, *Math. Probl Eng.* 2018 (2018) 14. Article ID 8405847.

[52] A. Larbaoui, B. Belabbes, A. Meroufel, A. Tahour, D. Bouguenna, Backstepping control with integral action of PMSM integrated according to the MRAS observer, *IOSR J. Electr. Electron. Eng.* 9 (2014) 59–68.

[53] M. Krstić, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotović. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley and Sons, Inc., 1995.

[54] C. Cai-Xue, X. Yun-Xiang, L. Yong-Hong, Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor based on slide model observer, *Int. J. Autom. Comput.* 12 (April 2015) 149–155.

[55] I. Bakhti, S. Chaouch, A. Makouf, T. Daoud, Speed control of permanent magnet synchronous motor using different strategy of sliding mode approach, *J. Eng. Sci. Technol.* 12 (2017) 2778–2791.

[56] L.H. Chen, C.C. Peng, Extended backstepping sliding controller design for chattering attenuation and its application for servo motor control, *Appl. Sci.* 7 (2017).

[57] Nischal Muralidhar, M Himabindu, and RV Ravikrishna. Modeling of a hybrid electric heavy duty vehicle to assess energy recovery using a thermoelectric generator. *Energy*, 148 :1046–1059, 2018.

[A1] Shah, D., Espinosa-Pérez, G., Ortega, R., & Hilairet, M. (2013). Control models for synchronous machines. In *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications* (pp. 41-56). Wiley-Blackwell.

[A2] Barrett, Ph. (1987). Régimes transitoires des machines tournantes électriques (pp. 1-146). Editions Eyrolles.

[A3] Baghli, L. (2005). Modélisation et commande de la machine asynchrone (notes de cours IUFM de Lorraine – UHP).

[A4] Errouisssi, R. (2010). Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents (Thèse de doctorat). Université du Québec.

[B1] S. G. Souffran, Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission, Thèse doctorat, Université de Nantes, Juillet 2012.

[B2] N. Lagraa, Commandes non-linéaires et intelligentes des systèmes complexes Application à la suspension des véhicules, Thèse doctorat, ENP, Algérie 2008.

[B3] A.Haddoun, M.Benbouzid, D.Diallo, R.Abdessemed, J.Ghouili, Sliding Mode Control of EV Electric Differential System. ICEM'06, Sep 2006, Chania, Greece. 6pp.

[B4] R. Rajamani, Vehicle Dynamics and Control, University of Minnesota, USA, 2006.

Résumé

Face à la crise énergétique et aux défis environnementaux, le développement de véhicules électriques et hybrides est une priorité pour réduire la dépendance aux énergies fossiles et limiter les émissions polluantes. Cette thèse propose des stratégies de contrôle innovantes pour optimiser les systèmes de propulsion électrique, en se concentrant sur la commande de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Trois méthodes principales ont été développées : la commande prédictive robuste, la commande prédictive à mode glissant d'ordre 2, et la commande prédictive-backstepping. Ces approches améliorent la robustesse, la précision et l'efficacité énergétique, sans recourir à un estimateur de couple de charge. Les résultats, validés par des simulations et un cycle de conduite réel, démontrent des performances supérieures, contribuant ainsi à l'avancement des technologies de mobilité durable.

Mots-clés : Commande prédictive, robustesse, efficacité énergétique, MSAP, véhicule électrique.

Abstract

Faced with the energy crisis and environmental challenges, the development of electric and hybrid vehicles is a priority to reduce dependence on fossil fuels and limit polluting emissions. This thesis proposes innovative control strategies to optimize electric propulsion systems, focusing on speed control of permanent magnet synchronous motors (PMSM). Three main methods were developed: robust predictive control, second order sliding mode predictive control, and predictive-backstepping control. These approaches enhance robustness, precision, and energy efficiency without requiring a load torque estimator. The results, validated through simulations and a real driving cycle, demonstrate superior performance, contributing to the advancement of sustainable mobility technologies.

Keywords: Predictive control, robustness, energy efficiency, PMSM, electric vehicle.

ملخص

في مواجهة أزمة الطاقة والتحديات البيئية، يعد تطوير المركبات الكهربائية والهجينة أولوية لتقليل الاعتماد على الوقود الأحفوري والحد من الانبعاثات الملوثة. تقترح هذه الأطروحة استراتيجيات تحكم مبتكرة لتحسين أنظمة الدفع الكهربائي، مع التركيز على التحكم في سرعة المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP). تم تطوير ثلاث طرق رئيسية: التحكم التنبؤي القوي، والتحكم التنبؤي بوضع الانزلاق من الدرجة الثانية، والتحكم التنبؤي بالخطوة الخلفية. تعمل هذه الأساليب على تحسين المتانة والدقة وكفاءة الطاقة، دون اللجوء إلى تقدير عزم الحمل. وتظهر النتائج، التي تم التحقق من صحتها من خلال عمليات المحاكاة ودورة القيادة الحقيقية، أداءً متفوقاً، مما يساهم في تقدم تقنيات التنقل المستدام.

الكلمات المفتاحية: التحكم التنبؤي، المتانة، كفاءة الطاقة، المحرك المتزامن المغناطيسي الدائم، السيارة الكهربائية.

