



HAL
open science

Stratégies de contrôle et analyse des défauts d'une machine à réluctance variable pour une chaîne de traction électrique

Yakoub Saadi

► **To cite this version:**

Yakoub Saadi. Stratégies de contrôle et analyse des défauts d'une machine à réluctance variable pour une chaîne de traction électrique. Automatique / Robotique. Université Paris Saclay (COMUE), 2019. Français. NNT : 2019SACLS161 . tel-02276294

HAL Id: tel-02276294

<https://theses.hal.science/tel-02276294>

Submitted on 2 Sep 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Stratégies de contrôle et analyse des défauts d'une Machine à Réductance Variable pour une chaîne de traction électrique

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
Préparée à l'Université Paris-Sud

École doctorale n°575, Electrical, Optical, Bio: Physics and
Engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat: Génie électrique

Thèse présentée et soutenue à Montigny-le-Bretonneux, le 08 juillet 2019, par

Yakoub SAADI

Composition du Jury :

M. Emmanuel GODOY Professeur des Universités, Ecole Centrale Supélec (L2S)	Président
M. Kouider Nacer M'SIRDI Professeur des Universités, Université de Saint-Jérôme (LiS)	Rapporteur
Mme. Xuefang LIN-SH Professeur des Universités, INSA de Lyon (Laboratoire AMPERE)	Rapporteur
M. Houcine CHAFOUK Enseignant-chercheur HDR, ESIGELEC (Pôle AS)	Examineur
M. Spilios THEODOULIS Chercheur, Institut franco-allemand de recherches de Saint-Louis	Examineur
Mme. Rabia SEHAB Enseignant-chercheur, ESTACA - Campus Ouest (S2ET)	Examineur
M. Demba DIALLO Professeur des Universités, Université Paris-Sud (Pôle eco2)	Directeur de thèse
M. Moussa BOUKHNIFER Enseignant-chercheur HDR, ESTACA - Campus Paris-Saclay (S2ET)	Co-Directeur de thèse
M. Ahmed CHAIBET Enseignant-chercheur HDR, ESTACA - Campus Paris-Saclay (S2ET)	Co-encadrant

Les TRAVAUX DE RECHERCHE PRÉSENTÉS DANS CE MÉMOIRE ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris (GeePs) et l'École Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile (ESTACA) et financée par la région Pays de la Loire. L'ensemble des travaux présentés dans ce rapport n'aurait pu être réalisé sans la contribution et le soutien de nombreuses personnes auxquelles je souhaite exprimer ma gratitude.

Je tiens d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance envers mes encadrants de thèse ; **Mme. Rabia SEHAB**, Enseignant-Chercheur à L'ESTACA- Campus Ouest et **M. Ahmed CHAIBET**, Enseignant-Chercheur HDR à l'ESTACA- Campus Paris-Sacaly, pour tout le soutien scientifique et moral qu'il m'a offert durant ces dernières années et pour les perspectives qu'il m'a ouvertes. Toutes nos rencontres et réunions ont été à la fois constructives et riches en enseignements.

Je tiens à exprimer ma haute considération pour **M. Moussa BOUKHNIFER**, mon Co-directeur de thèse, Enseignant-Chercheur HDR à l'ESTACA- Campus Paris-Sacaly, pour ses conseils et son suivi pendant mes années de thèse.

Je suis extrêmement reconnaissant envers **M. Demba DIALLO**, mon Directeur de thèse, professeur des universités à l'université Paris-Sud. Ses qualités pédagogiques, ses connaissances pluridisciplinaires, son dévouement, son dynamisme et sa disponibilité constante ont été sans doute décisifs pour le bon achèvement de cette thèse.

Toute mes sincères remerciements et ma grande reconnaissance à **M. Gérard JAMBON**, ingénieur de recherche à l'ESTACA'Lab, pour sa disponibilité et sa collaboration à la réalisation du banc expérimental.

Je suis très honoré que **M. Emmanuel GODOY**, professeur des universités à l'École Centrale Supélec, ait accepté d'assurer la responsabilité de Président du jury.

Toute ma reconnaissance va également aux **M. Kouider Nacer M'SIRDI**, professeur des universités à l'université de Saint-Jérôme et **Mme. Xuefang LIN-SH**, professeur des universités à l'INSA de Lyon qui ont accepté la lourde tâche de rapporter ce travail de thèse.

Ainsi, je remercie **M. Houcine CHAFOUK**, maître de conférences HDR à l'ESIGELEC et **M. Spilios THEODOULIS**, ingénieur de recherche à French-German Research Institute of Saint-Louis, d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je remercie également **M. Chérif LAROUCI**, responsable du pôle Systèmes et Énergie Embarqués pour les Transports (S2ET), de m'avoir accueilli dans son équipe. Je le remercie également pour sa confiance qui m'a permis de finir cette thèse dans les bonnes conditions.

J'adresse aussi les plus vifs remerciements à tous les enseignants-chercheurs de l'ESTACA et tous les membres du laboratoire S2ET, en particulier **M. Nassim RIZOUG**, **M. Fouad KHENFRI** et **M. Bertrand BARBEDETTE**. Je suis si reconnaissant pour leurs encouragements et leur soutien.

Un grand merci à tout le personnel administratif du laboratoire ESTACA'Lab. Notamment **Mme. Sandrine PIOGER**, responsable appui administratif, pour ses encouragements et sa qualité humaine et relationnelle extraordinaires.

Je tiens à remercier chaleureusement tous mes amis et les doctorants de l'ESTACA'lab pour leur amitié et leurs encouragements. Spécialement, **Laid DEGAA** pour son sens de l'humour au quotidien, mais aussi pour la grande solidarité qu'on a partagée durant ces années de thèse. Merci et j'espère avoir le plaisir de te recroiser un jour en t'appelant Docteur DEGAA.

Il me sera impossible de ne pas remercier tous les membres de ma famille, pour leur soutien moral et tous leurs efforts qu'ils ont entrepris durant ces longues années où j'étais loin d'eux. Qu'ils trouvent ici l'expression de toute mon affection et mes sincères excuses de mon absence et surtout pour ne pas pouvoir partager avec eux toutes leurs joies et leurs peines. En témoignage de l'attachement et de l'amour que je porte pour vous, je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, santé et de réussite.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants de l'École Nationale Polytechnique d'Alger et de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Table des matières	VII
Table des figures	XII
Liste des tableaux	XIV
Liste des symboles	XV
Introduction générale	1
1 Généralités, un bref état de l’art et système expérimental	5
1.1 Introduction	6
1.2 Bref historique de l’évolution du véhicule électrique	7
1.3 État de lieu actuel et potentiel à venir du véhicule électrique	11
1.3.1 Marché des véhicules électriques	11
1.3.2 Les politiques publiques de soutien aux véhicules électriques	15
1.3.2.1 Politique publique ciblant l’offre	15
1.3.2.2 Politique publique ciblant la demande	17
1.4 Généralités sur l’électrification du véhicule	18
1.4.1 Présentation des véhicules hybrides	18
1.4.1.1 Familles de véhicule électrique hybride (HEV)	18
1.4.1.2 Chaînes de tractions du véhicule électrique hybride (HEV)	20
1.4.2 Présentation des véhicules tout électrique (EVs)	22
1.5 Technologies des machines électriques dans les chaînes de traction HEVs/EVs	24
1.5.1 Exigences technologiques imposées	24
1.5.2 Étude Comparative entre les différentes technologies	25
1.5.2.1 Machine à Courant Continu (MCC)	26
1.5.2.2 Machine Asynchrone (MAS)	28

1.5.2.3	Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)	30
1.5.2.4	Machine à Réductance Variable (MRV)	32
1.5.3	Choix de la Machine à Réductance Variable (MRV)	34
1.6	Présentation de la Machine à Réductance Variable (MRV)	36
1.6.1	Structure de la machine	36
1.6.2	Principe de fonctionnement	38
1.6.3	Principe de création du couple électromagnétique	39
1.6.4	Présentation des modèles mathématiques de la MRV	41
1.6.4.1	Modèle électromagnétique	41
1.6.4.2	Modèle électromécanique	43
1.7	Alimentation de la Machine à Réductance Variable	44
1.7.1	Convertisseurs à demi-pont asymétriques	44
1.7.2	Convertisseur de Miller (Topologie m+1)	45
1.7.3	Convertisseur à dissipation passive « R-Dump »	46
1.8	Système expérimental	48
1.8.1	Description du banc d'essais	48
1.8.1.1	La machine à réductance variable	49
1.8.1.2	La machine à courant continu	49
1.8.1.3	Charge résistive	50
1.8.1.4	Modules électronique de puissance	50
1.8.1.5	Plateforme de calcul dSPACE 1005	52
1.8.1.6	Modules capteurs de courant	53
1.8.1.7	Paillasse de puissance électrique	53
1.8.1.8	Modules de conditionnement des signaux MLI	53
1.8.2	Logiciel d'implémentation en temps réel	54
1.8.2.1	Bloc d'acquisition des courants mesurés	55
1.8.2.2	Bloc d'acquisition de la position et de la vitesse mesurées	55
1.8.2.3	Bloc de commande	56
1.8.2.4	Bloc de génération des signaux de commande MLI	57
1.8.3	Logiciel d'expérimentation	57
1.9	Conclusion	58
2	Commande robuste de la Machine à Réductance Variable dédiée à la traction électrique	59
2.1	Introduction	60
2.2	La commande robuste de la Machine à Réductance Variable	61
2.3	Différentes stratégies de commande en couple de la Machine à Réductance Variable	65
2.3.1	Stratégie de commande en couple indirecte	66
2.3.2	Stratégie de commande en couple directe	70
2.4	Stratégie de commande en vitesse de la Machine à Réductance Variable	71

2.5	Commande classique PI	72
2.5.1	Synthèse du régulateur PI pour la boucle de vitesse	72
2.5.2	Synthèse des régulateurs PI pour les boucles des courants	74
2.5.3	Résultats de simulation	74
2.6	Théorie de la commande robuste par mode glissant	78
2.6.1	Synthèse de commande robuste par mode glissant classique	79
2.6.1.1	Choix de la surface de glissement	79
2.6.1.2	Établissement des conditions de convergence	80
2.6.1.3	Détermination de la loi de commande	80
2.6.2	Synthèse du régulateur de vitesse et des courants par mode glissant classique	81
2.6.2.1	Régulateur de vitesse	81
2.6.2.2	Régulateurs des courants	83
2.6.2.3	Résultats de simulation	83
2.7	Modes glissants d'ordre supérieur	88
2.7.1	Commande par modes glissants d'ordre supérieur	89
2.7.2	Commande par modes glissants d'ordre deux	90
2.7.2.1	Algorithme du Twisting	90
2.7.2.2	Algorithme du Super-Twisting	91
2.7.2.3	Algorithme du Sous-Optimale	93
2.7.3	Synthèse du régulateur de vitesse et des courants par l'algorithme du Super-Twisting	94
2.7.3.1	Régulateur de vitesse	94
2.7.3.2	Régulateurs des courants	95
2.7.3.3	Résultats de simulation	96
2.8	Étude comparative et analyse de robustesse	100
2.8.1	Comparaison quantitative	100
2.8.2	Étude de robustesse	103
2.8.2.1	Robustesse vis-à-vis de variation du couple de charge	104
2.8.2.2	Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques	105
2.9	Résultats expérimentaux	110
2.10	Conclusion	113
3	Commande sans capteur de position de la Machine à Réductance Variable	115
3.1	Introduction	116
3.2	État de l'art sur les méthodes d'estimation de position de la Machine à Réductance Variable	117
3.3	Présentation de l'observateur par filtre de Kalman étendu (FKE)	119
3.3.1	Synthèse d'un observateur par FKE avec un couple de charge inconnu	121
3.3.1.1	Résultats de simulation	124
3.4	Présentation de l'observateur par mode glissant	128

3.4.1	Principe de l'observateur par mode glissant	129
3.4.2	Synthèse de l'observateur par l'algorithme de Super-Twisting	130
3.4.2.1	Définition de la surface de glissement S	132
3.4.2.2	Résultats de simulation	134
3.4.3	Synthèse d'un observateur par mode glissant avec couple de charge inconnu	137
3.4.3.1	Résultats de simulation	138
3.5	Conclusion	141
4	Analyse des défauts électriques par l'approche signal de la Machine à Réductance Variable dans une chaîne de traction électrique	143
4.1	Introduction	144
4.2	Défauts de chaîne de traction VE basée sur la MRV	145
4.3	Classification des défauts électriques/mécaniques de la chaîne de traction VE	145
4.3.1	Classification des défauts mécaniques de la MRV	145
4.3.1.1	Excentricité	145
4.3.1.2	Déséquilibre mécanique arbre machine/ charge	147
4.3.2	Classification des défauts électriques dans la chaîne de commande convertisseur/MRV	148
4.3.2.1	Défaut ouverture de phase	149
4.3.2.2	Défaut court-circuit phase-terre	149
4.3.2.3	Défaut court-circuit entre les spires d'un demi-enroulement d'une phase	149
4.3.2.4	Défaut court-circuit entre deux phases	149
4.3.2.5	Défaut chute de tension du bus continu	150
4.3.2.6	Défaut du condensateur de filtrage	150
4.3.2.7	Défaut transistor d'un bras en circuit ouvert	150
4.3.2.8	Défaut transistor d'un bras en court-circuit	151
4.3.2.9	Défaut de la diode de roue libre	151
4.3.3	Méthodes d'identification et de localisation des défauts électriques	152
4.4	Diagnostic des défauts du convertisseur de la MRV	153
4.4.1	Rappel de la théorie de la transformée de Fourier rapide	154
4.4.1.1	Transformée de Fourier discrète	154
4.4.1.2	Transformée de Fourier rapide	154
4.4.2	Définition de la fenêtre périodique	155
4.5	Analyse temporelle et fréquentielle des signaux sélectionnés	156
4.5.1	Analyse temporelle	157
4.5.2	Analyse fréquentielle	159
4.5.2.1	Analyse du couple de référence total	159
4.5.2.2	Analyse des courants statoriques	166

4.6	Méthodologie de détection et de localisation automatique du défaut circuit ouvert à base de l'analyse spectrale	172
4.7	Conclusion	173
	Conclusion générale et perspectives	175
	Publications personnelles	178
	Bibliographie	196
	Annexes	196
A	Fiche technique de la Machine à Réductance Variable étudiée	197
A.1	Paramètres physiques de la Machine à Réductance Variable	198
A.2	Caractéristiques magnétiques des tôles	199
A.3	Caractéristiques géométriques de la Machine à Réductance Variable	200
B	Fiche technique du résolveur	201
B.1	Caractéristiques techniques du résolveur	202
B.2	Dimensions du résolveur	202
B.3	Principe de fonctionnement du résolveur	203
C	Fiche technique de l'onduleur	205
C.1	Fiche technique de l'onduleur SEMITEACH - IGBT	206

TABLE DES FIGURES

1.1	La Jamais contente, le premier véhicule électrique à avoir franchi le cap des 100km/h . . .	8
1.2	L'EV1 fut la première voiture électrique de série produite par General Motors aux États-Unis	9
1.3	Exemple de trois véhicules électriques qui marquent l'histoire.	10
1.4	Parc des véhicules électriques rechargeables et hybrides dans le monde de 2005 à 2017. .	12
1.5	Parts de marché des véhicules électriques dans le monde en 2017	12
1.6	Ventes unitaires de véhicules électriques rechargeables en Europe pour 2017	13
1.7	Nombre de véhicules électriques vendus dans une sélection de pays en 2017	14
1.8	Classifications des véhicules hybrides selon le type de couplage	21
1.9	Classifications des BEVs selon l'emplacement de la machine électrique	23
1.10	Caractéristique typique d'une machine électrique pour traction/propulsion d'un véhicule	25
1.11	Machines électriques utilisées dans les applications de traction électrique	26
1.12	Machine à Courant Continu à collecteur	26
1.13	Caractéristique Couple/Vitesse de la machine à courant continu à excitation série	27
1.14	Exemples de véhicules électriques équipés de machines à courant continu	28
1.15	Machine Asynchrone à cage triphasée	28
1.16	Cartographie de rendement de la Machine Asynchrone : Tesla Roadster 1	29
1.17	Exemples de véhicules électriques équipés de machines Asynchrones	30
1.18	Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)	30
1.19	Différents types de flux rotorique	31
1.20	Exemples de véhicules électriques équipés de machines synchrones à aimants permanents	31
1.21	Vue en coupe d'une machine à réluctance variable	32
1.22	Caractéristique couple/vitesse de la Machine à Réluctance Variable.	33
1.23	Exemples de véhicules électriques équipés de la Machine à Réluctance Variable.	33
1.24	Structure d'une MRV 6/4	37
1.25	Exemples de structure de Machine à Réluctance Variable	38

1.26	Position du rotor en fonction des phases statoriques alimentées	38
1.27	Caractéristique électromagnétique du circuit magnétique réluctant élémentaire.	39
1.28	Répartition de l'énergie électrique.	41
1.29	Schéma du circuit équivalent d'une phase.	43
1.30	Schéma de la structure générale du convertisseur à demi-pont asymétrique.	44
1.31	Schéma de la structure générale du convertisseur de Miller.	45
1.32	Schéma de la structure générale du convertisseur à dissipation passive « R-Dump ».	46
1.33	Banc d'essai expérimental	48
1.34	Vue éclatée de la machine à réluctance variable	49
1.35	Machine à courant continu utilisée	50
1.36	Charge résistive variable de 6 kW	50
1.37	Schéma électrique de l'onduleur Semikron SEMITECH-IGBT	51
1.38	Le convertisseur en demi-pont asymétrique conçu	51
1.39	Plateforme de calcul dSPACE 1005	52
1.40	Modules capteurs de courant	53
1.41	Modules de conditionnement des signaux MLI	53
1.42	Programme principal d'implémentation de la commande de la MRV	54
1.43	Interface E/S de la plateforme DS1005	55
1.44	Bloc d'acquisition des courants mesurés	55
1.45	Bloc d'acquisition de la position et de la vitesse mesurées	56
1.46	Bloc de commande	56
1.47	Bloc de génération des signaux de commande MLI	57
1.48	Interface graphique	58
2.1	Configuration générale de la chaîne de traction électrique.	65
2.2	Stratégie de commande en couple indirecte.	66
2.3	Profil de couple-inductance typique d'une phase pour un courant constant.	67
2.4	Formes conventionnelles de la fonction de répartition de couple.	69
2.5	Stratégie de commande en couple directe.	70
2.6	Stratégie de commande en cascade vitesse/courants.	71
2.7	Structure du contrôleur PI vitesse.	73
2.8	Réponse en vitesse par les régulateurs PI.	75
2.9	Réponse en courant par les régulateurs PI.	76
2.10	Réponse en courant de la phase A par les régulateurs PI.	76
2.11	Régulation du couple de phase A par les régulateurs PI.	77
2.12	Régulation du couple total par les régulateurs PI.	77
2.13	Réponse en couple par les régulateurs PI.	77
2.14	Commande par mode glissant.	79
2.15	Structure de la loi de commande par mode glissant classique.	81

2.16 Réponse en vitesse par les régulateurs en mode glissant classique	84
2.17 Réponse en courant par les régulateurs en mode glissant classique	85
2.18 Réponse en courant de la phase A par les régulateurs en mode glissant classique	85
2.19 Régulation du couple total par les régulateurs en mode glissant classique	86
2.20 Réponse en couple par les régulateurs en mode glissant classique	86
2.21 Plan de phase (s_1, \dot{s}_1)	87
2.22 Vitesse en fonction de la surface de glissement s_1	87
2.23 Exemple de convergence du vecteur d'état par la commande mode glissant d'ordre 3.	89
2.24 Trajectoire de convergence par l'algorithme Twisting dans le plan (s, \dot{s})	91
2.25 Trajectoire de convergence par l'algorithme Super-Twisting.	92
2.26 Trajectoire de convergence par l'algorithme Sous-optimale dans le plan (s, \dot{s})	93
2.27 Réponse en vitesse par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.	97
2.28 Réponse en courant par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.	97
2.29 Réponse en courant de la phase A par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.	98
2.30 Régulation du couple total par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.	98
2.31 Réponse en couple par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.	99
2.32 Plan de phase (s_3, \dot{s}_3)	99
2.33 Vitesse en fonction de la surface de glissement s_3	99
2.34 Comparaison de la réponse en vitesse.	100
2.35 Comparaison de l'erreur en vitesse.	100
2.36 Comparaison du couple de référence total.	102
2.37 Comparaison de courants de la phase A	102
2.38 Comparaison d'erreurs de courant I_1	103
2.39 Comparaison de la réponse en couple.	103
2.40 Réponse en couple avec une variation brusque du couple charge.	104
2.41 Réponse en vitesse avec une variation brusque du couple charge.	105
2.42 Réponse en vitesse avec la variation de coefficient de frottement.	106
2.43 Réponse en vitesse avec la variation du moment d'inertie.	107
2.44 Réponse en vitesse avec la variation de résistance.	108
2.45 Réponse en courant I_1 avec la variation de résistance.	109
2.46 Réponse en vitesse par les trois modes de réglage	111
2.47 Zoom sur les réponse en courants à l'instant $t = 140s$	112
3.1 Principe de l'estimation de l'état du système par le filtre de Kalman étendu	120
3.2 Calcul du gain de l'observateur par le filtre de Kalman étendu	124
3.3 Structure de l'observateur par filtre de Kalman étendu	124
3.4 Implémentation du filtre de Kalman étendu dans la chaîne de traction VE	124
3.5 Estimation de la vitesse par FKE avec un couple de charge inconnu	125
3.6 Estimation de la position angulaire par FKE à grande et basse vitesses	126

3.7	Estimation du courant de la phase A par FKE à grande et basse vitesses	126
3.8	Estimation de couples moteur par FKE avec un couple de charge inconnu	127
3.9	Estimation du couple de charge par le filtre de Kalman étendu	127
3.10	Profil du flux à courant constant d'une phase de la MRV	132
3.11	Structure de l'observateur par mode glissant d'ordre 2	133
3.12	Implémentation de l'observateur par mode glissement dans la chaîne de traction VE . . .	134
3.13	Réponse en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2	135
3.14	Erreur en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2	135
3.15	Erreur en position par l'observateur mode glissant d'ordre 2	136
3.16	Réponse en couple estimé par l'observateur mode glissant d'ordre 2	136
3.17	Erreur d'estimation du couple moteur par l'observateur mode glissant d'ordre 2	137
3.18	Évolution temporelle de la surface de glissement de l'observateur	137
3.19	Réponse en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2 avec un couple de charge inconnu	139
3.20	Erreur en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2 avec un couple de charge inconnu	139
3.21	Erreur en position par l'observateur mode glissant d'ordre 2 avec un couple de charge inconnu	139
3.22	Réponse en couple estimé par l'observateur mode glissant avec un couple de charge inconnu	140
3.23	Erreur d'estimation du couple par l'observateur en mode glissant avec un couple de charge inconnu	140
3.24	Estimation du couple de charge par l'observateur mode glissant d'ordre 2	140
4.1	Représentation de l'excentricité statique et dynamique	146
4.2	Déphasage entre les couples de la phase D produit par un déséquilibre mécanique	147
4.3	Emplacement de différents défauts électriques dans la chaîne de commande convertis- seur/ MRV	148
4.4	Implémentation de l'algorithme de détection et localisation automatiques d'un défaut circuit ouvert dans la chaîne de traction.	153
4.5	Application de la fenêtre glissante sur les signaux courants	155
4.6	Réponse en vitesse en mode sain et défaut	157
4.7	Réponse en couples en mode sain et défaut	157
4.8	Réponse en courants en mode sain et défaut	158
4.9	Réponse en tensions en mode sain et défaut	158
4.10	Réponses en T_e^* pour un défaut circuit ouvert sur la phase A	159
4.11	Réponses en T_e^* pour un défaut CO crée séparément sur les quatre phases	160
4.12	Réponse en T_e^* pour un défaut circuit ouvert à différentes vitesses avec un couple charge nul	162

4.13 Réponses en T_e^* pour un défaut CO crée sur la phase A pour différents vitesses	163
4.14 Réponses en T_e^* pour un défaut CO crée sur la phase A pour différents couples de charge à 6000 tr/min	164
4.15 Réponses en courant de la phase B	166
4.16 Implémentation de la stratégie proposée pour la détection et la location d'un défaut cir- cuit ouvert	172
A.1 Caractéristiques magnétiques des tôles	199
A.2 Caractéristiques géométriques de la machine à réluctance variable	200
B.1 Dimensions du résolveur	202
B.2 Principe de fonctionnement du résolveur	203
C.1 Fiche technique de l'onduleur SEMITEACH - IGBT	206

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Comparaison des quatre machines de traction électrique	35
1.2	Combinaison fondamentale des pôles de la MRV	37
1.3	Séquences de conduction du convertisseur à demi-pont asymétrique.	45
1.4	Séquences de conduction du convertisseur de Miller.	46
1.5	Séquences de conduction du convertisseur à dissipation passive « R-Dump ».	46
1.6	Comparaison des trois convertisseurs pour l'alimentation de la MRV	47
1.7	Avantages et inconvénients de chaque type de convertisseur.	47
2.1	Tableau comparatif des différentes stratégies de contrôle appliquées au contrôle de la machine à réluctance variable.	64
2.2	Paramètres des régulateurs PI	74
2.3	Paramètres de réglage des régulateurs par mode glissant classique	83
2.4	Paramètres de régulation par l'algorithme Super-Twisting	96
2.5	Comparaison des performances de poursuite en vitesse entre les trois mode de réglages.	101
2.6	Comparaison de performances et robustesse entre les régulateurs PI, MG1 et STA	110
3.1	Paramètres de simulation du filtre de Kalman étendu	125
3.2	Paramètres de simulation de l'observateur OMG2	134
3.3	Paramètres de simulation de l'observateur OMG2 avec couple charge inconnu	138
4.1	Impact principal des défauts électriques sur la chaîne de traction électrique	151
4.2	Amplitudes du T_e^* en modes sain et défaut pour une vitesse de 6000 tr/min à vide	160
4.3	Quantification de la variation d'amplitude de spectre du T_e^*	161
4.4	Quantification de la variation d'amplitude du spectre de T_e^* à vide pour une vitesse variable	162
4.5	Quantification de la variation d'amplitude de spectre du T_e^* pour un défaut CO créé sur la phase A pour différents couple de charge à 6000 tr/min	164

4.6	Quantification de la variation d'amplitude de spectre du T_e^* pour un défaut CO créé sur la phase A pour différents vitesse et couple charge	165
4.7	Amplitudes des courants en modes sain et mode défaut pour une vitesse de 6000 tr/min à vide	167
4.8	ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur la phase A de la MRV à vitesse nominale et à vide	167
4.9	ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur toutes les phases de la MRV à vitesse nominale et à vide	167
4.10	ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur la phase A de la MRV à vitesse variable et à vide	168
4.11	ΔA_{f_1} en % d'un défaut CO sur la phase A de la MRV à 6000 tr/min avec un couple charge de variable	169
4.12	ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur la phase A de la MRV à vitesse nominale avec un couple de charge variable	170
4.13	Quantifications des variations d'amplitudes des signaux analysés	171
A.1	Paramètre de la machine à réluctance variable	198
B.1	Caractéristiques techniques du résolveur	202

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES SYMBOLES

$\hat{\Omega}$	Estimation de la vitesse de rotation de la machine
$\hat{\theta}$	Estimation de la position angulaire de la machine
\hat{I}_j	Estimation du courant de la phase j
\hat{T}_e	Estimation du couple électromagnétique de la machine
\hat{T}_L	Estimation du couple de charge
μHEV	Micro Hybrid Electric Vehicule
Ω	Vitesse de rotation de la machine
Ω_n	Vitesse de rotation nominale de la machine
ψ_j	Flux de la phase j
θ	Position mécanique du rotor de la machine
θ_e	Position électrique du rotor de la machine
θ_{Off}	Angle d'extinction
θ_{On}	Angle d'alimentation
θ_p	Position périodique du rotor de la machine
BEV	Battery Electric Vehicule
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control
$f.c.e.m$	Force contre électromotrice
f_r	Coefficient de frottement visqueux
$FHEV$	Full Hybrid Electric Vehicule

<i>FKE</i>	Filtre de Kalman étendu
<i>HEV</i>	Hybrid Electric Vehicule
I_j	Courant de la phase j
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>ITC</i>	Indirect Torque Control
J	Moment d'inertie du rotor de la machine
L_{inc_j}	Inductance incrémentale de la phase j
L_j	Inductance de la phase j
L_{max}	Inductance maximale d'alignement
<i>MAS</i>	Machine Asynchrone
<i>MCC</i>	Machine à Courant Continu
<i>MG1</i>	Commande par mode glissant classique
<i>MHEV</i>	Mild Hybrid Electric Vehicule
<i>MLI</i>	Modulation de la Largeur d'Impulsion
<i>MRV</i>	Machines à Réductance Variable
<i>MSAP</i>	Machine Synchrone à Aimants Permanents
N_r	Nombre de dents rotorique
N_s	Nombre de dents statorique
<i>OMG2</i>	Observateur par mode glissant d'ordre 2
<i>PHEV</i>	Plug-in Hybrid Electric Vehicule
<i>PI</i>	Proportionnel intégral
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
r	Degré relatif
R_j	Résistance de la phase j
<i>SRM</i>	Switched Reluctance Machine
<i>STA</i>	Commande par mode glissant d'ordre 2 avec l'algorithme Super-Twisting
T_e	Couple électromagnétique de la machine
T_L	Couple de charge
<i>TSF</i>	Torque Sharing Function

Liste des symboles

$V(x)$ Fonction de LYAPONOV

V_{DC} Tension du bus continu

V_j Tension de la phase j

W_c Co-énergie mécanique

W_m Énergie mécanique

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L DOMAINE DE LA TRACTION ÉLECTRIQUE a suscité un vif intérêt ces dernières années. Les véhicules électriques hybrides (VEH) et les véhicules électriques (VE) ont rapidement gagné du terrain sur le marché automobile mondial en offrant une efficacité énergétique élevée avec une réduction significative des émissions à effet de serre à des prix de plus en plus abordables. De nombreux équipementiers automobiles travaillent actuellement sur de nouveaux modèles de véhicules VEH et VE. L'un de ses principaux défis consiste à concevoir des machines de traction répondant à des critères tels que l'efficacité énergétique, la fiabilité, la densité de puissance, la maturité de la technologie, la robustesse et le coût. Du point de vue des applications industrielles, les machines les plus couramment utilisées dans ces véhicules sont les machines à courant continu, les machines synchrones à aimants permanents et les machines asynchrones.

Les machines à courant continu présentent un intérêt depuis des années grâce à la simplicité de son contrôle de vitesse qui a naturellement été exploitée dans les premières applications industrielles de la traction électrique. Cependant, deux handicaps majeurs ont rendu cette technologie obsolète. D'abord, le système balais-collecteur est le siège d'arcs électriques d'autant plus importants que la puissance de la machine augmente. Ce qui limite la vitesse de fonctionnement de ces machines et réduit leur durée de vie. De plus, sachant que la puissance de ces machines est principalement liée à l'intensité des courants d'induit, une augmentation de puissance implique une augmentation de la masse de cuivre et donc du poids du rotor. En conséquence, l'attrait pour ces machines dans les applications de traction électrique et hybride a disparu.

Les machines à courant alternatif synchrones et asynchrones sont les machines les plus utilisées dans les applications de traction électrique modernes, qu'elles soient électriques (Twizy, Zoé, Leaf, e-Golf ... etc.) ou hybrides (Toyota Prius, BMW i8, Mercedes-Benz S500 Plug-In Hybrid ...etc.). L'intérêt de ces machines réside dans la simplicité de la production de couple électromagnétique obtenue par l'interaction d'un champ inducteur généré dans le stator et d'un champ magnétique porté par le rotor qui peut être constant (machine synchrone à aimants permanents ou à rotor bobiné) ou induit (machine asynchrone). En revanche, les performances de la machine asynchrone restent médiocres, avec un rendement plafonné entre 75 et 80%, à l'exception de Tesla qui atteint 88% grâce à l'utilisation du cuivre pour la fabrication de la cage ce qui implique un surcoût important.

La machine synchrone à aimants permanents offre un meilleur rapport couple/poids et une meilleure puissance volumique. Son rendement est également supérieur à celui de la machine asynchrone du fait de l'absence de glissement magnétique. Néanmoins, leur développement est compromis par le coût et la disponibilité d'aimants dont les ressources sont éventuellement détenues par la Chine. Les fabricants de véhicules hybrides et électriques ont soulevé donc des questions sur la durabilité environnementale de ces matériaux, ce qui les a également incité à envisager des solutions alternatives.

La machine à réluctance variable est l'une de ces alternatives qui ne nécessite pas d'aimants permanents dans sa construction et qui peut réunir toutes les qualités pour convaincre les industriels. Parmi ces industriels, Toyota qui a développé un prototype de machine à réluctance variable à densité de couple élevé pour remplacer la machine synchrone à aimants permanents dans sa nouvelle génération de véhicules hybrides. Cette machine non seulement allie la robustesse et le faible coût de la machine asynchrone aux bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents, mais également elle est de conception très simple et intrinsèquement tolérante aux défauts grâce à sa redondance. Toutefois, cette machine présente deux inconvénients principaux ; une ondulation de couple importante et la génération d'un bruit acoustique élevé (ce dernier considéré comme un avantage dans l'application de la traction électrique). Ainsi, cette technologie de machine présente des caractéristiques fortement non linéaires et un fort couplage entre les paramètres rendant sa commande difficile par rapport aux autres technologies des machines.

L'objectif de cette thèse consiste principalement à intégrer une machine à réluctance variable à quatre phases de type 8/6 dans la chaîne de traction VE. La commande de cette machine est basée sur une stratégie de régulation en cascade vitesse/courants à base de régulateurs classiques du type PI. La synthèse de ces lois de commande conventionnelles pour la commande de la machine à réluctance variable fournit de bonnes propriétés. Néanmoins, elles ne peuvent pas garantir de hautes performances et robustesse dans le contexte d'applications véhicules électriques où celles-ci sont cruciales. Les variations paramétriques de la machine (résistance de phase-machine, moment d'inertie, coefficient de frottement visqueux...etc.) sont des perturbations intrinsèques qui dégradent les performances de la machine et par conséquent les performances de la chaîne de traction VE. Pour assurer un fonctionnement sûr vis-à-vis de ces variations et améliorer les performances de la chaîne de traction, nous allons proposer dans le chapitre 2 des commandes robustes pour le réglage de la vitesse et des courants statoriques basées sur la théorie des systèmes à structure variable à savoir la commande par mode glissant.

De plus, la fiabilité et la sûreté de fonctionnement de la chaîne de traction électrique sont aussi primordiales. Dans ce cas, on peut désigner trois types de défauts :

- i. Défauts machine ;
- ii. Défauts capteurs ;
- iii. Défauts étage électronique de puissance.

Les défauts du premier type ne seront pas traités dans cette thèse.

Pour le deuxième type de défauts, nous nous intéressons particulièrement aux capteurs de position, qui sont les capteurs les plus vulnérables aux défauts par rapport aux capteurs de courant et de tension. Ainsi, leur intégration mécanique dans la chaîne de traction pose des problèmes tels que le coût de la maintenance et la congestion mécanique. Le capteur de position peut-être le signe de défauts qui peuvent conduire à la perte totale de l'information ou à sa dégradation, par conséquent une baisse significative des performances et un dysfonctionnement de la chaîne de traction. La commande sans capteur de position mécanique proposée au chapitre 3 est réalisée par des observateurs d'états qui remplacent le capteur réel en cas de détection de défaut sur ce dernier. Ces observateurs sont basés sur deux approches l'une par le filtre de Kalman étendu et l'autre par le mode glissant d'ordre 2. L'utilisation de ces observateurs a permis non seulement de reconstituer la position et la vitesse, mais également les grandeurs mécaniques non mesurables à savoir le couple du moteur et le couple de charge en utilisant exclusivement les grandeurs électriques mesurées (courants et tensions statoriques) afin de fournir en temps réel les informations requises pour la commande.

Pour le troisième type de défaut, qui affecte l'étage électronique de puissance, nous nous intéressons particulièrement à l'analyse, à la détection et à la localisation des défauts électriques du type circuit ouvert sur un bras du convertisseur. Ce dernier est l'organe le plus sensible par rapport aux autres composants de la chaîne de traction VE, la raison pour laquelle nous consacrons le chapitre 4 à cette analyse en vue de développer une méthodologie de détection et de localisation automatique de ce type de défaut. Cette méthodologie est basée sur l'approche signal qui consiste à appliquer la transformée de Fourier rapide avec une fenêtre périodique glissante sur les signaux sélectionnés. Ainsi, la mise en œuvre de cette méthodologie permet, d'une part, de réduire les temps et coûts de maintenance et, d'autre part, de proposer éventuellement une stratégie de reconfiguration automatique basée sur des commandes tolérantes aux défauts ayant pour but de maintenir de bonnes performances en mode dégradé.

Le travail de cette thèse est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art où nous présentons un bref historique des véhicules électriques et de leur développement jusqu'à présent. Aussi, l'intérêt pour le développement des solutions de traction électrique est illustré dans le contexte économique, politique, écologique et énergétique pour justifier le choix du contexte général du sujet de thèse. De même, les critères spécifiques à l'application de traction électrique sont identifiés ainsi que les avantages et les inconvénients des différents types de machines électriques utilisées. Le choix de la machine à réluctance variable pour cette application est bien justifié par rapport à ces critères. De même, une description de son principe de fonctionnement et de sa production du couple électromagnétique ainsi que ses modèles mathématiques sont présentés. Ces modèles seront pris comme référence pour tous les développements mathématiques des autres chapitres. Enfin, différentes topologies de convertisseurs électroniques de puissance pour l'alimentation de la machine à réluctance variable sont présentées avec une étude comparative. Sur la base de cette étude, le convertisseur en demi-pont asymétrique a été sélectionné pour alimenter cette machine.

Le deuxième chapitre porte sur la conception des commandes robustes basées sur la théorie du mode glissant. Un état de l'art sur les différents types de stratégies de commande de la machine à réluctance variable est présenté pour positionner notre travail par rapport aux travaux existants. De même, les stratégies de commande en couple de la machine sont illustrées, parmi lesquelles la commande en couple indirecte est choisie pour l'intégrer en cascade avec la commande en vitesse. Pour cette stratégie en cascade, nous avons proposé une commande classique du type PI qui sera la commande de référence. Pour améliorer les performances de la chaîne de traction, nous avons proposé des régulateurs vitesse/courants par mode glissant. Ce type de réglage souffre du phénomène de chattering, la raison pour laquelle nous avons proposé des régulateurs par mode glissant d'ordre supérieur afin de réduire ce phénomène. L'objectif de cette étude est d'effectuer une comparaison des performances entre les différentes commandes proposées. De même, une étude de robustesse est effectuée sur les variations paramétriques pour évaluer les commandes développées. Enfin, une validation expérimentale de ces commandes a été réalisée sur un banc d'essais développé dans le cadre de cette thèse.

Le troisième chapitre se concentre sur le développement de capteurs logiciels basés sur des techniques d'observateurs. Ces observateurs nous ont permis de remplacer, en cas de panne, le capteur de position mécanique de la chaîne de traction électrique. Après un bref état de l'art sur les techniques utilisées dans la littérature pour remplacer le capteur mécanique de la machine à réluctance variable, nous avons proposé un estimateur basé sur la théorie du filtre de Kalman étendu pour estimer la position, la vitesse, le couple moteur et le couple de charge considéré inconnu. Les résultats de simulation de cet estimateur montrent que la qualité de l'estimation à très basse vitesse n'est pas précise. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons proposé pour l'estimation des mêmes variables un observateur par mode glissant d'ordre deux basé sur l'algorithme de Super-Twisting.

Le chapitre quatre est consacré à l'analyse des défauts électriques par l'approche signal de la machine à réluctance variable dans la chaîne de traction électrique. Le but de cette analyse est de proposer une méthodologie de détection et de localisation automatique des défauts électriques du type circuit ouvert sur un bras du convertisseur en demi-pont asymétrique. De la littérature, un aperçu des différents types de défauts électriques et mécaniques ainsi que les diverses stratégies pour les détecter et les localiser est proposé. À partir de cette étude, nous avons développé une nouvelle méthodologie basée sur l'analyse spectrale des signaux par la transformée de Fourier rapide en utilisant une fenêtre périodique glissante bien définie pour les signaux sélectionnés. La méthodologie est constituée de deux étapes successives, une pour la détection et l'autre pour la localisation du défaut sur le bras défectueux. L'intérêt de cette méthodologie est qu'elle peut être implantée dans les calculateurs des véhicules électriques afin de permettre la localisation et la détection automatique du défaut en temps réel pendant la conduite. Pour maintenir les mêmes performances en mode dégradé, une commande tolérante aux défauts pourrait être utilisée pour renforcer la sécurité et améliorer la fiabilité de la chaîne de traction.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS, UN BREF ÉTAT DE L'ART ET SYSTÈME EXPÉRIMENTAL

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Bref historique de l'évolution du véhicule électrique	7
1.3	État de lieu actuel et potentiel à venir du véhicule électrique	11
1.3.1	Marché des véhicules électriques	11
1.3.2	Les politiques publiques de soutien aux véhicules électriques	15
1.4	Généralités sur l'électrification du véhicule	18
1.4.1	Présentation des véhicules hybrides	18
1.4.2	Présentation des véhicules tout électrique (EVs)	22
1.5	Technologies des machines électriques dans les chaînes de traction HEVs/EVs	24
1.5.1	Exigences technologiques imposées	24
1.5.2	Étude Comparative entre les différentes technologies	25
1.5.3	Choix de la Machine à Réductance Variable (MRV)	34
1.6	Présentation de la Machine à Réductance Variable (MRV)	36
1.6.1	Structure de la machine	36
1.6.2	Principe de fonctionnement	38
1.6.3	Principe de création du couple électromagnétique	39
1.6.4	Présentation des modèles mathématiques de la MRV	41
1.7	Alimentation de la Machine à Réductance Variable	44
1.7.1	Convertisseurs à demi-pont asymétriques	44
1.7.2	Convertisseur de Miller (Topologie m+1)	45
1.7.3	Convertisseur à dissipation passive « R-Dump »	46
1.8	Système expérimental	48
1.8.1	Description du banc d'essais	48
1.8.2	Logiciel d'implémentation en temps réel	54
1.8.3	Logiciel d'expérimentation	57
1.9	Conclusion	58

1.1 Introduction

L SECTEUR des transports et de la traction électrique, en général, est à la pointe des progrès dans l'utilisation des technologies les plus avancées dans le domaine du génie électrique. En effet, les activités de recherche et de développement dans le domaine des transports ces dernières années ont été axées sur la mise au point d'un transport sûr, abordable et respectueux de l'environnement. Pour répondre à ces exigences, des véhicules hybrides électriques (VEH) ou entièrement électriques (VE) sont proposés. Ces véhicules occupent de plus en plus le marché automobile et tentent de remplacer les véhicules thermiques.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord un bref historique des véhicules électriques et de leur développement jusqu'à présent, ainsi que l'état actuel du marché des véhicules électriques et les politiques publiques de soutien aux véhicules électriques.

Les systèmes de traction électrique et hybride sont décrits en spécifiant les différentes familles d'électrification. Plusieurs types de machines électriques peuvent être utilisés dans les chaînes électriques, leurs performances sont présentées dans cette application particulière.

Enfin, la machine à réluctance variable retenue comme la solution pour la chaîne électrique dans cette thèse est décrite structurellement. Ensuite, son principe de fonctionnement, ses modèles mathématiques et son alimentation sont présentés.

1.2 Bref historique de l'évolution du véhicule électrique

Alors que la première moitié du *XIXe* siècle n'a pas encore consacré la fée électricité, quelques pionniers anglais, français puis américains vont s'intéresser à la motorisation électrique. Pour eux, le moteur électrique a un avenir, car moins polluant que le moteur à vapeur et que la traction animale.

À la fin du *XIXe* siècle, la revue des sciences '*La nature*' [1] annonce la réalisation d'un grand nombre de moyens de locomotion électrique. C'est donc la consécration du fiacre automobile électrique à l'issue d'un concours organisé par la ville de Paris auquel 12 véhicules dont 11 électriques et un thermique ont participé [2]. 150 ans plus tard, la perspective d'une meilleure qualité de vie est encore plus pressante, et la voiture électrique ou VE est à nouveau convoquée. Nous allons revenir sur l'histoire du véhicule électrique pour qualifier l'innovation qu'elle constitue aujourd'hui, ses échecs et son avenir.

L'évaluation du VE est chaotique, faite de succès, d'enterrements et de renouveaux de durées plus ou moins courtes et qui est encore à la recherche d'un véritable déploiement. Le véhicule électrique a traversé cinq étapes historiques majeures [3, 4] :

- L'étape précoce, 1850-1900
- L'étape culminante, 1900-1920
- Le long arrêt, 1920-1970
- Le renouveau de courte durée, 1970-1998
- La résurgence, depuis 2007

Nous allons parcourir ces étapes, en premier lieu en identifiant les éléments du système automobile et son évolution, puis dans un second temps, en insérant les faits sociaux, politiques, économiques et environnementaux qui ont façonné les stratégies des acteurs.

Commençons par l'évolution du système automobile. Le tout premier prototype d'un véhicule électrique individuel autonome fut réalisé par un homme d'affaires écossais, Robert Anderson en 1830 [5]. Il s'agissait d'une carriole tractée par un moteur électromagnétique, mais c'est en 1859 que l'histoire du véhicule électrique a pris un tournant décisif avec le Français Planté et son invention de la batterie rechargeable au plomb acide qui permet de stocker l'électricité.

Cette innovation marque le début de l'histoire du véhicule électrique, alors même qu'un prototype à essence est réalisé. Les deux motorisations sont alors en concurrence. Portée par la dynamique des inventions françaises, anglaises puis américaines, le premier véhicule électrique a été commercialisé pour la première fois en 1884. Le véhicule électrique acquiert définitivement ses lettres de noblesse en 1899 lorsque la *Jamais Contente* de Camille Jenatzy dont les batteries représentaient plus de la moitié du poids de la voiture fut le premier véhicule à dépasser les 100 kilomètres par heure (figure 1.1).



Figure 1.1: La Jamais contente, le premier véhicule électrique à avoir franchi le cap des 100km/h.

Source: Wikimedia Commons.

La dynamique électrique est aussi portée par des coûts d'usage inférieurs à ceux du moteur thermique. L'essence est alors très chère et les voitures thermiques consomment énormément. On compte en 1900 plus de 30 000 VE en circulation aux USA . Le nombre de constructeurs d'automobiles électriques y est foisonnant comme en Europe. Pourtant, très vite, le VE se révèle moins performant sur les longues distances, et le rechargement des batteries est difficile en l'absence d'un réseau de recharge normalisé [4]. En revanche, sur des distances plus courtes, il s'impose comme une alternative crédible. Des services de taxis électriques font leur apparition à New York et à Paris, l'absence de nuisances sonores et olfactives du VE, tout comme sa facilité de mise en marche et sa propreté participent déjà d'un grand succès commercial [6].

Les années 1920 vont marquer l'arrêt brutal du VE qui entre en désertion jusqu'à la fin des années 1960. Les progrès de la motorisation thermique réalisés d'une part par Rudolf Diesel dont le moteur va réduire sa consommation énergétique, d'autre part par Henry Ford qui invente la production en chaîne, mère de la production en masse à des prix abordables pour tous ont été décisifs. De son côté, le VE ne progresse que peu. Toujours lourd, son autonomie stagne à 100 kilomètres, il est de plus en plus confiné sur le créneau des courtes distances pour des usages techniques : petits porteurs, camions-bennes. De nombreux constructeurs font faillite, cependant la filière du VE n'est pas totalement fermée. Plus performante, la voiture à essence connaît un formidable essor [5, 4].

Installer le VE dans le paysage de la mobilité contemporaine repose aujourd'hui sur les inventions de la batterie au lithium, en moyenne plus de cinq fois moins lourde que les batteries au plomb. Leur coût reste pour autant très élevé. Les batteries au lithium ont été à la base de la production de l'EV1 présentée sur la figure 1.2, que General Motors a mis sur le marché de 1996 à 1999 mais le programme a été arrêté brutalement [7, 8].



Figure 1.2: L'EV1 fut la première voiture électrique de série produite par General Motors aux États-Unis.

Source: Wikipedia

Le dernier rebond date de 2007 et perdure encore aujourd'hui. Tous les constructeurs du Japon, de la Chine, de l'Europe et des États-Unis produisent des véhicules électriques en série. Les progrès des batteries au lithium font des pas de géant à l'instar de la batterie de la Tesla modèle X d'Elon Musk aux USA qui affiche plus de 470 kilomètres d'autonomie [9].

Pour finir, mettons en rapport les évolutions précédentes avec leurs contextes politique et économique. La crise financière mondiale de 1929 a joué contre le VE, fragilisé par la concurrence thermique. Les financements de l'industrie automobile se concentrent sur la plus robuste. À l'opposé, la guerre mondiale de 1940 et la pénurie d'essence qui lui est associée permettra au VE de revenir pendant deux ans [10]. La suite est plus simple, car bâtie sur deux alertes émises dans les années 1960 et 1970, et qui se répéteront en s'accroissant en 1995 puis en 2007. La première est la dépendance croissante au pétrole du fonctionnement économique de nombreux pays : les chocs pétroliers et la pénurie d'énergies fossiles pendant plusieurs mois. La seconde est liée aux émissions polluantes toujours croissantes du moteur thermique. Ces deux alertes profileront à trois reprises le retour de l'hypothèse électrique. La première reprise se basera sur la pile à combustible et la seconde en 1990 mènera certaines autorités politiques à traduire au niveau législatif des considérations écologiques. L'initiative la plus connue est menée par l'État de Californie avec le vote de lois sur les véhicules à zéro émission. Elle imposait à l'horizon 2013 une part de zéro émission égale à 10% du parc automobile. Les constructeurs relanceront alors les recherches sur la batterie au lithium pour aboutir en 1996 à l'EV1 [11].

La reprise des années 2007 s'inscrit dans l'institutionnalisation au niveau national puis mondial des principes de développement durable et de la transition énergétique. Les Accords de Paris de novembre 2016 en sont une concrétisation [12].

Les marchés de l'automobile se mondialisent, la concurrence industrielle s'exacerbe, le Japon puis la Chine dont les coûts de productions sont très inférieurs aux autres pays qui sont entrés dans le jeu. Dès 1965, les États-Unis s'immiscent dans les programmes industriels de recherches. C'est sur la base des moyens financiers considérables du programme spatial américain que les premières piles à combustibles seront fabriquées puis introduites dans le véhicule électrique. Un peu plus tard, les producteurs et distributeurs d'électricité se présentent pour jouer un rôle majeur. Suivant les pays, les filières techniques privilégiées par ces acteurs sont différentes. En France, pour Michel Callon [5], l'entrée d'Électricité de France (EDF) dans la dynamique de recherche sur l'énergie aurait défait la pile à combustible au profit de la recherche sur l'accumulateur et l'énergie nucléaire. Le programme du VE devient alors central et une affaire d'État. La figure 1.3 présente trois modèles emblématiques du VE.



(a) Premier prototype d'un véhicule électrique réalisé par Robert Anderson en 1830



(b) Premier EV de Thomas Parker capable d'atteindre 23km/h en 1895



(c) Tesla Roadster 2008, le premier véhicule tout électrique capable de parcourir plus de 320 kilomètres entre chaque recharge

Figure 1.3: Exemple de trois véhicules électriques qui marquent l'histoire.

Source: Wikipedia

En conclusion, l'histoire du véhicule électrique s'inscrit à ce jour sur une durée de 150 ans sans stabilisation de son système de mobilité. La mobilité électrique est aujourd'hui en pleine transformation sous l'impulsion de l'institutionnalisation du développement durable et de la transition énergétique sans que nous puissions à ce jour écrire clairement son futur dans le temps et dans l'espace.

1.3 État de lieu actuel et potentiel à venir du véhicule électrique

Dans cette partie, nous allons aborder l'état actuel du marché des véhicules électriques au niveau mondial et européen ainsi que les politiques publiques de soutien à la mobilité électrique.

1.3.1 Marché des véhicules électriques

Le marché des véhicules électriques (VEs) est considéré aujourd'hui comme un marché prometteur où les opportunités commerciales sont fortes grâce aux développements très dynamiques des véhicules électriques un peu partout dans le monde, ainsi que, aux actions politiques visant à réduire les taux de gaz à effet de serre émis par les véhicules thermiques. Nous allons présenter dans cette partie l'état des lieux des marchés du véhicule électrique sous l'angle des parcs roulants, c'est-à-dire de l'ensemble des véhicules électriques en circulation, en état de circuler, des volumes de ventes annuelles de véhicules électriques et enfin des parts de marché des véhicules électriques dans l'ensemble du marché automobile.

Par souci de comparabilité des statistiques d'un pays à l'autre, cette étude se concentre sur l'analyse de la catégorie des voitures utilitaires particulières, et parmi celle-ci sur les véhicules électriques à batterie (véhicules tout électrique) et les véhicules électriques hybrides rechargeables.

D'après l'Agence internationale de l'énergie (AIE) [13], le parc mondial des véhicules électriques en circulation a dépassé le seuil des trois millions de véhicules en 2017, après avoir approché celui de deux millions de véhicules en 2016. En 2016, comme c'était le cas pendant les cinq années précédentes, il se constitue pour environ 60 % de véhicules électriques à batterie, soit 1,2 million de véhicules, et pour environ 40 % de véhicules hybrides rechargeables, soit 800 000 véhicules. Depuis 2010, le parc de voitures électriques à batterie a devancé de façon régulière le parc de voitures hybrides rechargeables comme le montre en détail la figure 1.4.

Le parc des véhicules électriques a ainsi crû de 45 % entre 2016 et 2017, contre 76 % entre 2015 et 2016, et 84 % entre 2013 et 2014. Bien que fort de trois millions de véhicules, le parc de voitures électriques en circulation ne représente que 0,2 % du parc total de voitures en circulation dans le monde.

Le parc mondial des voitures électriques en circulation croît de façon régulière depuis 2010, mais se normalise finalement par rapport à ce qu'on a pu connaître sur les années précédentes.

À l'échelle mondiale, le parc de voitures électriques en circulation est encore loin de pouvoir bouleverser les grands équilibres en matière de consommation de carburants fossiles ou encore d'émissions de gaz à effet de serre. Jusqu'en 2015, les États-Unis hébergeaient le principal parc de voitures électriques en circulation, mais ils ont été dépassés en cela par la Chine en 2016. La Chine représente à elle seule environ un tiers du parc mondial de véhicules électriques en circulation. La Chine et les États-Unis réunis représentent 60 % du parc mondial de voitures électriques en circulation et les pays européens représentent l'essentiel du reste du parc mondial avec 28 % au total. En 2017, les voitures électriques sont concentrées dans un petit nombre de pays. Huit pays dans le monde réunissent 92 % des véhicules électriques vendus comme illustré sur la figure 1.5 [13].

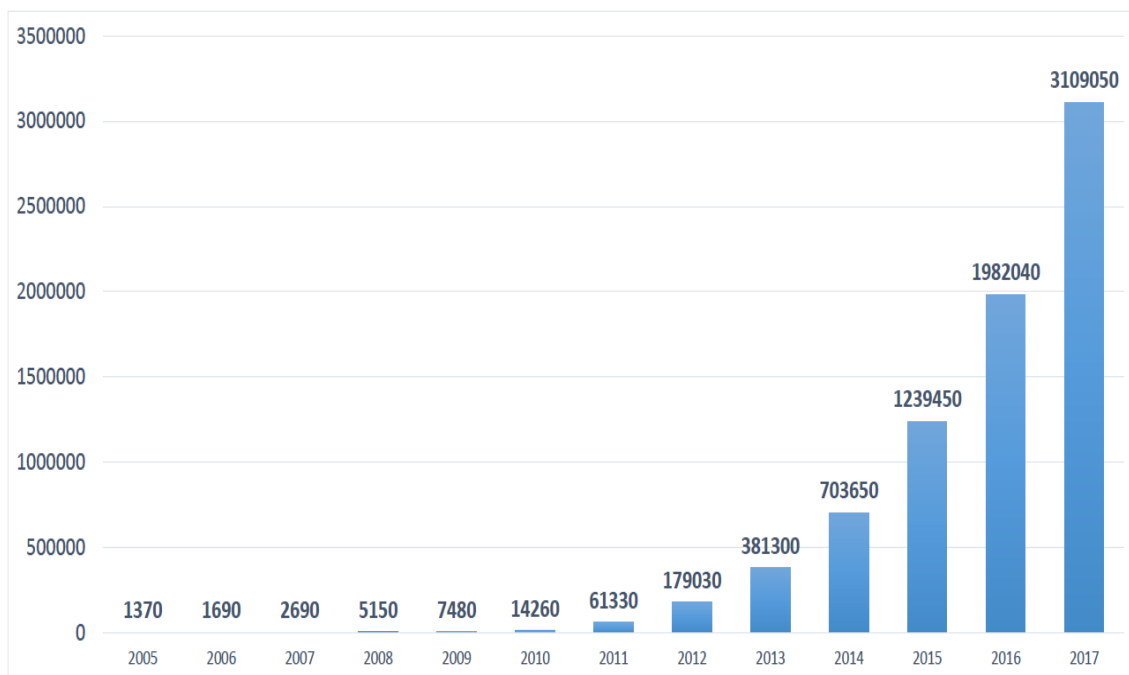


Figure 1.4: Parc des véhicules électriques rechargeables et hybrides dans le monde de 2005 à 2017.

Source: Statista 2018

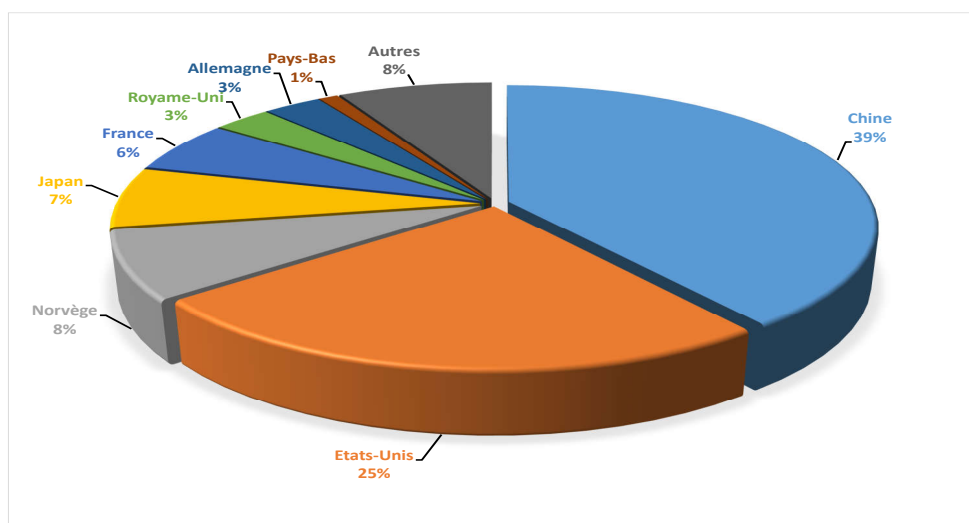


Figure 1.5: Parts de marché des véhicules électriques dans le monde en 2017.

Source: Statista 2018

Le marché de véhicules électriques a connu une forte progression sur le nombre d'immatriculations. En 2012, le premier marché des véhicules électriques est le marché japonais, parce que c'est au Japon que sont sortis les premiers véhicules électriques, notamment la i-MiEV de Mitsubishi et la Nissan LEAF. Les États-Unis également qui étaient très dynamiques avec un état moteur qui est la Californie et qui est considéré comme le deuxième marché et puis l'Europe où ça a commencé tranquillement, mais c'était quand même le troisième marché avec notamment la France, le Royaume-Uni et l'Allemagne.

À partir de 2014, les acteurs de cette croissance ont changé avec le lancement très actif de la Chine dans l'industrie des véhicules électriques, le marché chinois a enregistré plus de 600 000 immatriculations de véhicules électriques à la fin de l'année 2016 sur un marché total de 1,9 million unités ce qui représente le tiers du parc roulant électrique mondial.

L'Europe reste dynamique avec quatre marchés principaux, le Royaume-Uni, l'Allemagne, la Norvège et la France avec un peu plus de 92 000 véhicules électriques en circulation à la fin de 2016. En parallèle, les États-Unis ont maintenu leur rythme de croissance avec un taux de 3% en 2017. Par contre une légère décroissance est remarquée au Japon.

En juin 2017, l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE) recensait plus de 3 millions de véhicules électriques dans le monde, avec une hausse des ventes de 40%. Les aides publiques à l'achat, la baisse progressive des coûts de production des batteries et la mise sur le marché de modèles de plus en plus abordables sont autant de facteurs qui stimulent cette croissance rapide. Le plus gros parc roulant en Europe étant la France, la Norvège, l'Allemagne et le Royaume-Uni puisque ce sont les pays où il y a une politique massive d'investissement dans le véhicule électrique mise en place notamment par les pouvoirs publics [13]. Le graphique de la figure 1.6 montre les ventes de véhicules électriques rechargeables en Europe à la fin 2017, ainsi que la part de marché dans chaque pays.

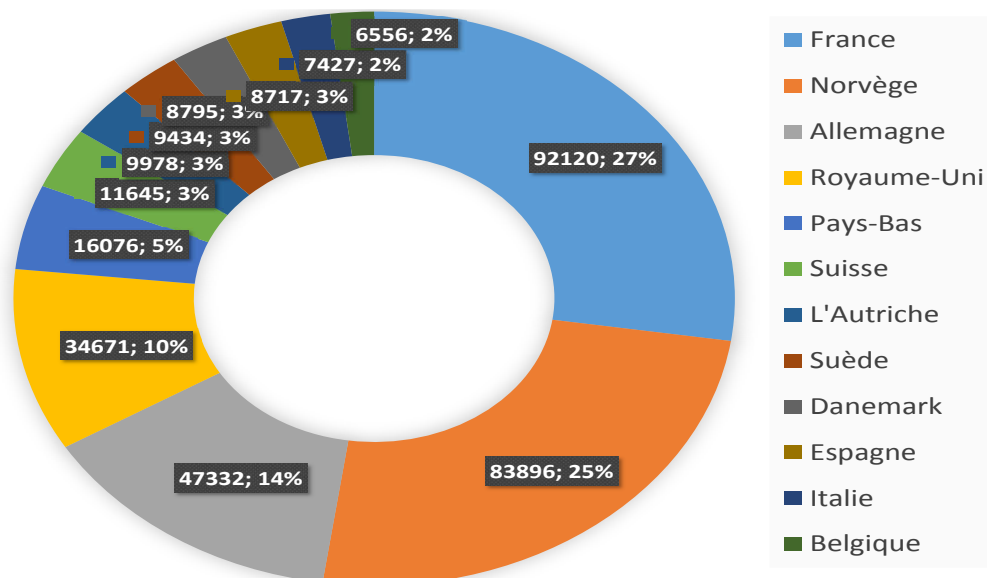


Figure 1.6: Ventes unitaires de véhicules électriques rechargeables en Europe pour 2017.

Source: Statista 2018

EV-Volumes, un groupe suédois qui suit le marché mondial de la voiture électrique, a publié que les ventes se sont accélérées dans le deuxième trimestre de cette année par rapport à la même période de l'année passée et prévoit environ 5 millions de véhicules alimentés par batterie sur les routes d'ici la fin 2018. Le nombre de véhicules électriques immatriculés dans le monde en 2017 a atteint les 2.8 millions d'unités. Ce sont la chine et les États-Unis qui remportent la première et la deuxième place avec plus de 600 000 et 500 000 véhicules en circulation respectivement. Le graphique donné par la figure 1.7 illustre la répartition des parts de marché des véhicules électriques dans une sélection de pays à l'échelle mondiale en 2017 [14].

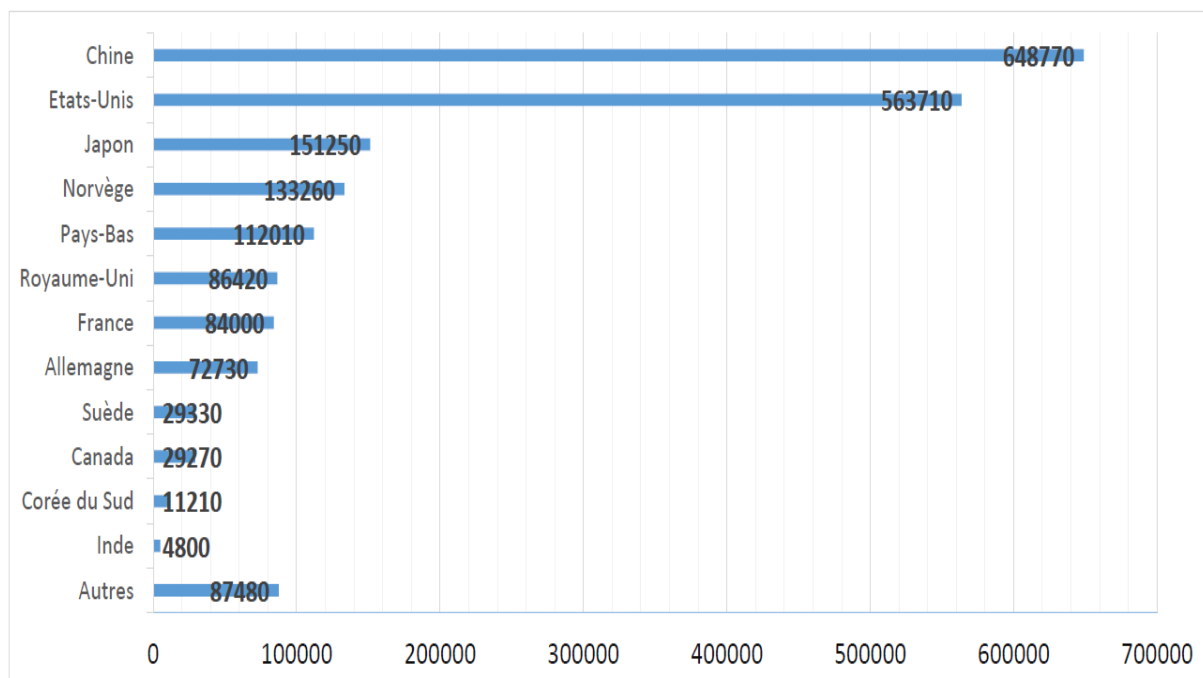


Figure 1.7: Nombre de véhicules électriques vendus dans une sélection de pays en 2017.

Source: Statista 2018

En conclusion, les ventes de VE sont en croissance rapide, néanmoins, le marché ne représente qu'une petite partie des 80 millions de véhicules vendus dans le monde chaque année. L'AIE voit deux axes majeurs au développement de véhicules électriques et la mobilité électrique en général : les politiques d'incitation des gouvernements, à l'image de ce que fait la Chine, la Norvège mais aussi les progrès technologiques. Ceux-ci ont notamment permis de réduire les coûts des chaînes de traction électriques et hybrides, tout en augmentant leurs performances et rendre les véhicules électriques longtemps boudées par les consommateurs plus attractives.

1.3.2 Les politiques publiques de soutien aux véhicules électriques

Le développement du marché du véhicule électrique est encore à ce jour très influencé par les politiques publiques. Nous allons présenter les politiques publiques de soutien aux véhicules électriques à l'échelle mondiale, ainsi que leurs effets sur le développement des ventes de véhicules électriques.

Différents échelons de gouvernement font le choix de mettre en place des politiques de soutien au véhicule électrique, mais la nature et les modalités des politiques mises en place par ces différents échelons de gouvernement dépendent généralement des attentes en termes de retombées positives pour les échelons concernés.

On distingue ainsi les politiques publiques mises en place à l'échelon national de celles mises en place au niveau inférieur. Parmi les principaux échelons de gouvernement responsables de la mise en place de politiques publiques de soutien au véhicule électrique, le plus local est généralement celui de la municipalité. On peut généralement identifier à minima un échelon de gouvernement intermédiaire entre l'échelon national et l'échelon municipal dans les échelons responsables de la mise en place de politiques publiques de soutien au véhicule électrique. Il s'agit par exemple des États fédérés aux États-Unis ou en Inde, ou encore des provinces en Chine ou au Canada. On notera qu'en Europe, on identifie également un échelon de gouvernement supranational très actif dans l'élaboration de politiques publiques de soutien au véhicule électrique, celui de l'Union et de la Commission européenne.

L'échelon intermédiaire entre l'échelon national et l'échelon municipal est selon les cas celui des régions, en France par exemple, des landers en Allemagne ou des provinces en Espagne.

En général, on distingue deux types de politiques publiques de soutien au véhicule électrique. D'une part celle qui cible l'offre, c'est-à-dire la conception, la production ou la distribution du véhicule, de la batterie, de l'infrastructure de charge ou des services associés aux véhicules électriques et d'autre part celle qui cible la demande, qui porte sur l'étape d'acquisition du véhicule ou sur l'étape d'usage du véhicule par l'acheteur [15].

1.3.2.1 Politique publique ciblant l'offre

Un premier type de politique publique de soutien au véhicule électrique ciblant l'offre qui mis en place dans le monde est le soutien aux activités de recherche et développement. Il peut concerner le véhicule électrique, sa batterie, ses infrastructures ou encore, mais dans une moindre mesure, les services qui y sont associés [16].

Les politiques publiques de soutien aux activités de recherche et développement liées au véhicule électrique sont le plus souvent le fait de l'échelon national de gouvernement, dans la mesure où les retombées en termes d'emplois pour la filière ou de produit intérieur brut sont souvent évaluées à cet échelon national. Des exceptions existent toutefois où des échelons plus locaux, par exemple les provinces ou les municipalités en Chine, peuvent mettre en place des politiques de soutien locales à la recherche et développement. En Europe, la recherche et le développement des constructeurs automobiles européens

bénéficient aussi de soutiens de la part de l'échelon européen à travers des programmes tels que le " European Green Cars Initiative " de 2008 [17].

Ces politiques publiques de soutien aux activités de R & D sont généralement incitatives et de nature monétaire. Elles peuvent consister en des avantages fiscaux ou des subventions accordées aux constructeurs automobiles ou aux équipementiers, voire en des investissements directs des pouvoirs publics dans la filière. Relativement coûteuses pour les finances publiques, ces mesures visent à stimuler dans les phases initiales de la montée en puissance de la production de véhicules électriques, la diversification de l'offre de véhicules, la baisse des coûts unitaires de production et les gains de performance.

Un second type de politique publique de soutien au véhicule électrique ciblant l'offre, qui se développe à l'échelle mondiale, est la mise en place d'objectifs réglementaires de vente de véhicules électriques pour les constructeurs automobiles. Le principe de ces politiques est d'imposer aux constructeurs automobiles réalisant un certain volume de ventes sur le territoire considéré qu'une portion déterminée de leurs ventes corresponde à des véhicules électriques. De telles politiques existent à ce jour aux États-Unis et au Canada et sont à l'étude en Chine.

La Californie a été pionnière dans la mise en place de ces mesures en lançant une première vague d'objectifs réglementaires de ventes nommées "mandates" en anglais, en 1990, pour une entrée en vigueur prévue à la fin des années 90. Faute d'une offre et d'une demande suffisante, le dispositif californien a néanmoins été amendé cinq fois pour reculer les échéances [18]. Il prévoit aujourd'hui un objectif plancher pour les grands constructeurs de 2 % de véhicules électriques dans les ventes réalisées sur son territoire en 2018 et 16 % en 2025. Sur le modèle californien, neuf autres États des États-Unis ont mis en place des politiques similaires. À l'est, le Connecticut, le Maine, le Maryland, le Massachusetts, le New Jersey, l'État de New York, Rhode Island et le Vermont, et à l'ouest, l'Oregon [19, 20].

En 2016, la province du Québec au Canada a également mis en place un objectif réglementaire ambitieux pour les constructeurs, de 3,4 % des ventes réalisées en électrique en 2018 et 15,5 % en 2025. On peut considérer que ces politiques publiques ont une valeur normative et sont de nature non monétaire, sans toutefois oublier que comme de nombreuses mesures normatives, une des motivations à leur respect par les principaux intéressés tient à l'application d'amendes significatives en cas de manquement aux objectifs. Une variante de ce type de politiques publiques peut être mise en place en complément ou en lieu et place de ces objectifs réglementaires de part de ventes de véhicules électriques. Dans le cadre des réglementations imposant des niveaux standards pour les émissions moyennes de véhicules neufs vendus par un constructeur sur un territoire donné, la réglementation CAFE par exemple aux États-Unis, pour Corporate Average Fuel Economy, les pouvoirs publics peuvent accorder des bonifications aux constructeurs automobiles vendant des véhicules électriques pour leur faciliter l'atteinte du niveau réglementaire moyen exigé sur l'ensemble des véhicules qu'ils auront vendus [21].

1.3.2.2 Politique publique ciblant la demande

Si l'on s'intéresse à présent aux politiques publiques de soutien au véhicule électrique ciblant la demande, on peut citer parmi les mesures les plus fréquemment mises en place à l'échelle internationale, les subventions à l'achat. Le principe en est la prise en charge par la puissance publique d'une partie du coût d'acquisition des véhicules qui normalement incombe à l'acheteur. Ces mesures incitatives sont généralement le fait de l'échelon national. Les subventions à l'achat de véhicules électriques, parfois désignées par le terme de bonus environnemental, bénéficient aux acquéreurs de voitures particulières et véhicules utilitaires légers électriques de 15 pays de l'Union européenne, mais également en Chine, au Japon, etc.

Elles sont parfois le fait d'échelons de gouvernement inférieurs, en complément ou en lieu et place des mesures nationales. Ainsi la Californie qui a mis en place un dispositif de subventions de même que trois provinces du Canada que sont le Québec, l'Ontario et la Colombie britannique, et certaines collectivités locales en France font de même. Certains de ces dispositifs de subventions sont ciblés, en ce sens qu'ils ne concernent que les particuliers, ou que les entreprises par exemple. Certains dispositifs sont bornés en volume en ce sens qu'ils n'ont vocation à aider qu'un nombre prédéfini d'acquéreurs. Une variante des dispositifs de subvention à l'achat de véhicules est le crédit d'impôt. Aux États-Unis, l'État fédéral a mis en place un tel dispositif [21, 22].

Une autre variante est celle de l'exemption de taxe à l'achat, qu'il s'agisse de TVA ou de taxe à l'importation. La Norvège a notamment mis en place de telles mesures. Très coûteux pour les finances publiques, ces dispositifs ont normalement vocation à accompagner la montée en puissance du marché du véhicule électrique dans ses phases initiales seulement. Un autre type de politique publique de soutien au véhicule électrique ciblant la demande concerne les privilèges d'accès et de circulation. Ces mesures sont généralement le fait des échelons locaux de gouvernement. On peut citer pour exemple les privilèges d'accès dont peuvent bénéficier les véhicules électriques, les exemptions de restrictions d'accès aux centres-villes mises en place par des dispositifs tels que les "low emission" zones à Londres, et dans certaines villes italiennes et allemandes. Dans les villes ayant mis en place des dispositifs de circulation alternée, basés sur les numéros de plaques minéralogiques, comme en Chine notamment, les véhicules électriques peuvent disposer d'exemptions d'alternance [23].

1.4 Généralités sur l'électrification du véhicule

Les constructeurs automobiles du monde entier ont tiré le terme d'électrification de leur glossaire collectif et en ont fait un élément important de l'arsenal en pleine croissance de leurs départements marketing. Les entreprises l'utilisent pour souligner leur engagement en faveur d'un avenir plus durable et pour montrer que la tendance est à l'électrique. Mais qu'est-ce que signifie réellement l'électrification, et quelle est la différence entre un véhicule électrique et un véhicule électrifié ?

Le terme "véhicule électrique" est simple à définir : il s'agit d'un modèle de véhicule qui utilise exclusivement l'électricité pour aller du point A au point B, par contre, définir le terme "véhicule électrifié" est moins simple car il désigne une gamme de technologies utilisant l'électricité pour propulser ou tracter un véhicule. D'une manière générale, l'électricité doit alimenter davantage que les accessoires de base pour qu'un groupe motopropulseur soit considéré comme électrifié.

D'une manière globale, dans l'industrie d'automobile il existe deux formes d'électrification ; véhicules hybrides et véhicules tout électrique [24].

1.4.1 Présentation des véhicules hybrides

Un véhicule hybride ou un véhicule électrifié par hybridation est un véhicule qui utilise au moins deux sources d'énergie différentes pour se déplacer. Généralement, on désigne par voiture hybride une voiture qui recourt à un carburant et à l'électricité pour se mouvoir au moyen de deux moteurs : l'un thermique et l'autre électrique, dans l'objectif de pallier les deux principaux défauts des moteurs thermiques que sont leur faible rendement énergétique et leur irréversibilité tout en émettant moins de CO_2 et de polluants [25].

1.4.1.1 Familles de véhicule électrique hybride (HEV)

On distingue plusieurs degrés d'hybridation en fonction du niveau de puissance électrique embarquée. Selon ce critère, on peut regrouper les véhicules hybrides en quatre familles [26, 27] :

- (a) Micro Hybrid (μHEV)
- (b) Mild Hybrid ($MHEV$)
- (c) Full Hybrid (HEV ou $FHEV$)
- (d) Plug-in hybrid ($PHEV$)

Micro Hybrid (μ H_{HEV}) Ce type d'hybridation vise à économiser du carburant en arrêtant le moteur thermique lorsque la demande du couple est nulle à faible vitesse du véhicule (< 20 km/h) et à le redémarrer automatiquement lors d'une demande du couple par le conducteur. Cette fonctionnalité, appelée STT - Stop and Start, consiste soit à renforcer la tenue en endurance des démarreurs, soit à remplacer l'alternateur par un alterno-démarrreur à l'exemple du moteur diesel eHDi de PSA Peugeot Citroën. Les véhicules micro hybrides offrent une efficacité énergétique de 12 à 15% par rapport aux véhicules à moteur à combustion interne uniquement. Néanmoins, les véhicules électriques qui possèdent ce type d'hybridation ne sont pas considérés comme des véhicules électrifiés car ne fonctionne jamais vraiment avec une source d'énergie autre que les carburants fossiles traditionnels mais l'intégration de ce type d'hybridation permet la réduction d'émission de CO_2 de 5 à 10% en circulation urbaine [28].

Mild Hybrid (MHEV) La forme la plus élémentaire de l'électrification est le "mild hybrid" ou hybrides légers inventé par le constructeur japonais Honda en 1999 qui la baptise "Integrated Motor Assist". C'est un système de récupération de l'énergie cinétique au freinage qui permet de recharger une batterie lithium-ion de petite capacité. Celle-ci va ensuite servir à alimenter une machine électrique de faible puissance (de 8 à 15 kW) en renfort du moteur thermique. La présence de la machine électrique permet une gestion optimisée des appels du couple pour minimiser la consommation énergétique de la chaîne cinématique avec des gains potentiels de l'ordre de 15% en consommation/émission de CO_2 [29].

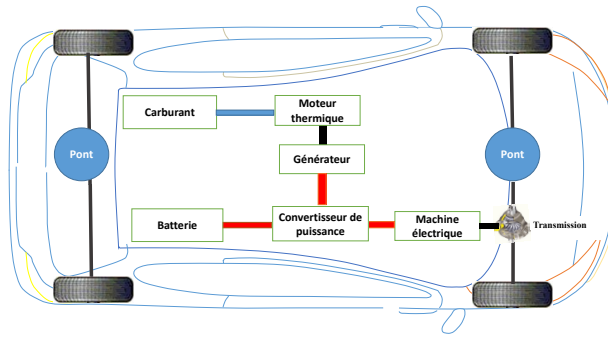
Full Hybrid (FHEV) Les véhicules Full hybrid sont dotés d'une (ou plusieurs) machine(s) électrique(s) de puissance supérieure au MHEV pour alimenter le véhicule de manière autonome. Le système de commande choisit automatiquement la source d'énergie optimale (électrique ou thermique) en fonction des conditions de conduite. La puissance des machines électriques confère une meilleure capacité de récupération d'énergie au freinage et permet de limiter la plage de fonctionnement du moteur thermique à ses meilleurs points de rendement conduisant à une diminution des émissions de CO_2 de l'ordre de 25 à 30% [30].

Plug-in hybrid (PHEV) Le véhicule électrique Plug-in hybride ou rechargeable contrairement aux véhicules hybrides précédents permet d'utiliser deux sources d'énergie distinctes, le carburant fossile et l'énergie électrique prise sur le secteur et stockée dans une batterie de forte capacité. La puissance électrique et la capacité batterie sont optimisées pour garantir un bon niveau de prestation dynamique longitudinale et d'autonomie (de l'ordre de 20 à 60 km). Les gains en émission CO_2 sont fonction du mode préférentiel d'utilisation du véhicule, thermique ou électrique, et peuvent varier de 30 à 100% [31].

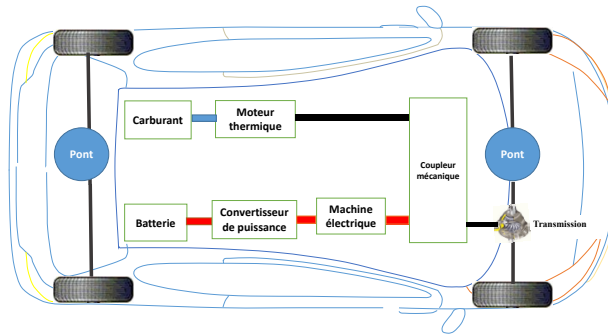
1.4.1.2 Chaînes de tractions du véhicule électrique hybride (HEV)

Dans la littérature il y a plusieurs classifications des chaînes de traction hybrides, selon le type de couplage (série ou parallèle) entre les deux source d'énergie (électrique-thermique). Les véhicules hybrides peuvent être regroupés selon quatre grands types d'architectures comme illustré sur la figure 1.8 [32, 33] :

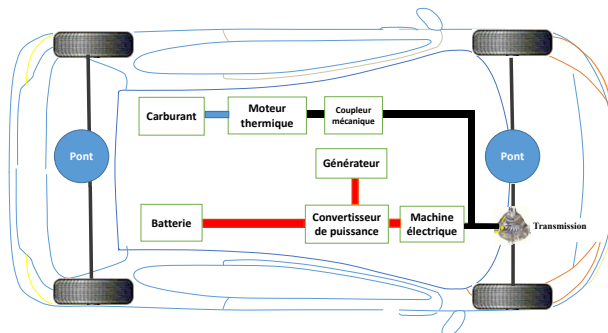
- Les hybrides série (couplage électrique)
- Les hybrides parallèle (couplage mécanique)
- Les hybrides série-parallèle (couplage mécanique et électrique) ou mixtes qui associent les deux architectures précédentes
- Les hybrides complexes (couplage mécanique et électrique) qui ont une architecture similaire à la série-parallèle mais la différence est dans le couplage électrique avec la batterie



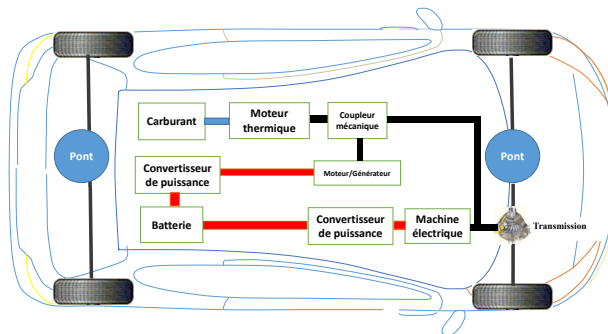
(a) Série (couplage électrique)



(b) Parallèle (couplage mécanique)



(c) Série-parallèle (couplage mécanique et électrique)



(d) Complexes (couplage mécanique et électrique)

Figure 1.8: Classification des véhicules hybrides selon le type de couplage [33].

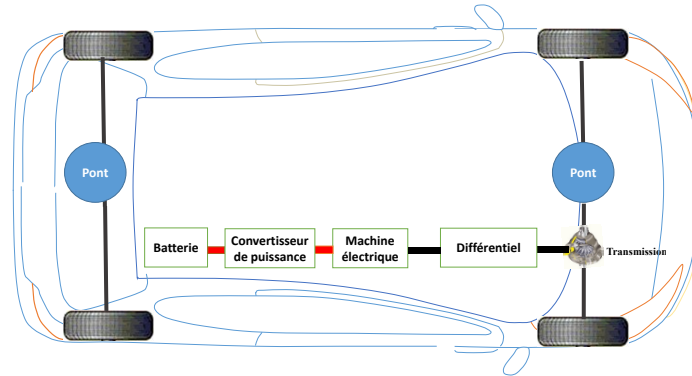
1.4.2 Présentation des véhicules tout électrique (EVs)

On sort du domaine des hybrides en basculant vers le tout électrique, connu aussi sous le nom du véhicule électrique à batterie rechargeable ou en anglais Battery Electric Vehicle (*BEV*). Contrairement au véhicule hybride, ce type de véhicule est doté uniquement d'une chaîne de traction ou propulsion électrique et son autonomie est directement proportionnelle à la capacité de la batterie rechargeable.

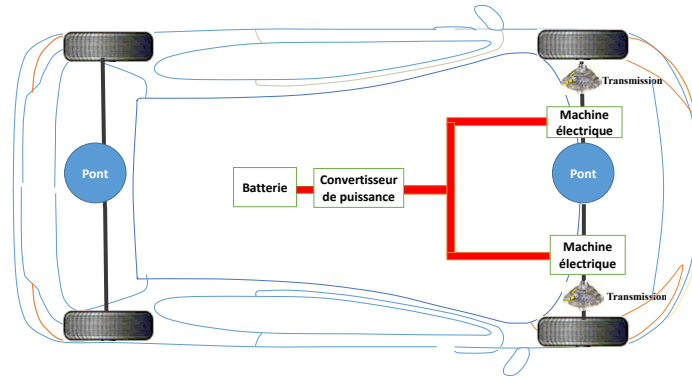
Les chaînes de traction du véhicule tout électrique peuvent être classées selon l'emplacement de la machine électrique en trois groupes [34] :

- (a) Entraînement central (Central Drive)
- (b) Entraînement de moyeu de roue (Wheel-hub drive)
- (c) Dérivés d'entraînement de moyeu de roue (Wheel-hub Drive Derivatives)

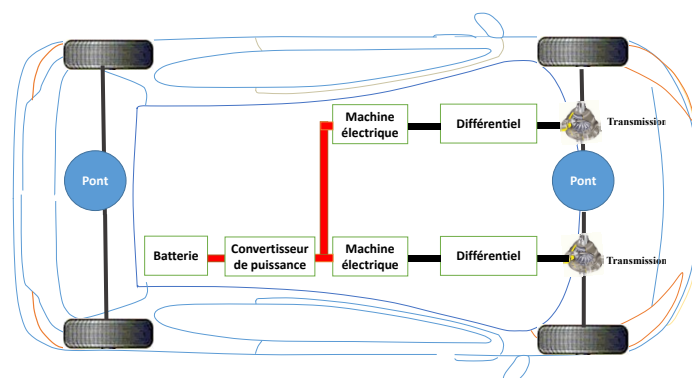
La figure 1.9 illustre les trois groupes de traction cités précédemment.



(a) Central Drive



(b) Wheel-hub drive



(c) Wheel-hub Drive Derivatives

Figure 1.9: Classification des BEVs selon l'emplacement de la machine électrique [34].

1.5 Technologies des machines électriques dans les chaînes de traction HEVs/EVs

Dans cette section, nous allons mettre l'accent sur les différentes machines électriques utilisées dans les chaînes de traction électrique et hybride.

1.5.1 Exigences technologiques imposées

Les exigences générales des machines électriques pour les véhicules électriques sont beaucoup plus strictes que celles des applications industrielles. Ces exigences sont résumées ci-dessous [35, 36, 37] :

- Densité de couple et des rapports poids/puissance élevés ;
- Large plage de vitesse, couvrant la vitesse de croisière lente ;
- Haut rendement sur large plage de couple/ vitesse ;
- La capacité de fonctionnement à puissance constante ;
- Couple élevé au démarrage et sur pente ;
- La capacité de surcharge intermittente élevée en cas de dépassement ;
- Haute fiabilité et robustesse pour l'environnement du véhicule ;
- Faible vibration, bruit acoustique, coût de fabrication et de maintenance raisonnables.

En plus des exigences citées précédemment, des exigences supplémentaires s'imposent pour l'intégration d'une machine électrique dans les chaînes de traction hybrides [33] :

- Haut rendement en mode génératrice sur une large plage de vitesse ;
- Performance élevée de générer une tension stable à grande vitesse ;
- La capacité d'intégration avec le moteur thermique.

En prime des exigences technologiques citées précédemment, les machines électriques de traction/propulsion utilisées dans les véhicules électriques doivent fonctionner dans les quatre quadrants de la caractéristique couple/vitesse. En effet, le véhicule doit accélérer et freiner dans les deux sens de marche.

La caractéristique typique couple/vitesse pour une machine électrique destinée à la traction/propulsion d'un véhicule doit avoir l'allure suivante [38, 39] :

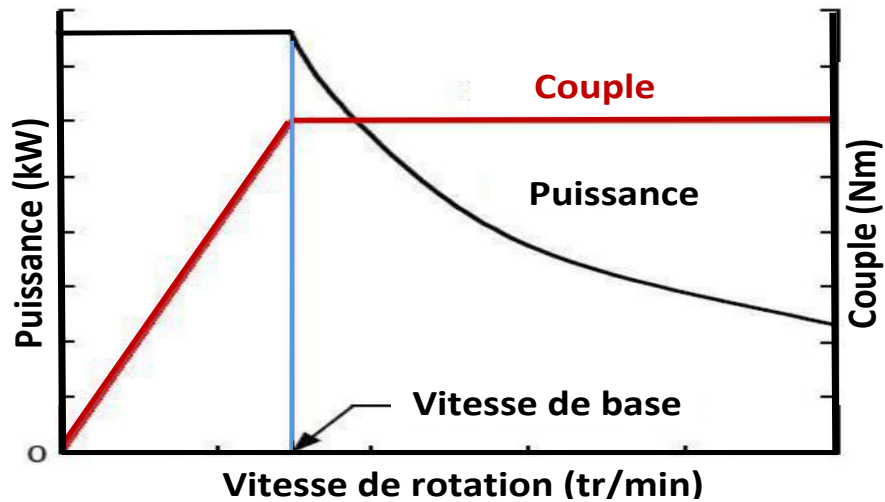


Figure 1.10: Caractéristique typique d'une machine électrique pour traction/propulsion d'un véhicule [38].

La courbe idéale de cette caractéristique présente une puissance constante pendant les vitesses de croisière. Un fort couple est nécessaire au démarrage afin de vaincre l'inertie de la voiture. Une fois le démarrage assuré, le couple décroît en hyperbole faisant face à la résistance de l'air, aux frottements de roulement et éventuellement pour une climatisation.

1.5.2 Étude Comparative entre les différentes technologies

Le choix de la machine électrique adaptée à l'application de traction électrique dans l'industrie d'automobile est ainsi basé sur l'efficacité, la fiabilité, le coût et les performances de la machine. Quatre principales technologies de machines électriques sont susceptibles d'être adoptées par les constructeurs automobiles dans leurs modèles commerciaux de véhicules électriques. Il s'agit de la Machine à Courant Continu (MCC), la Machine Asynchrone (MAS), la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) et la Machine à Réductance Variable (MRV).

La figure 1.11 illustre une coupe transversale de chacun de ces quatre types de machines.

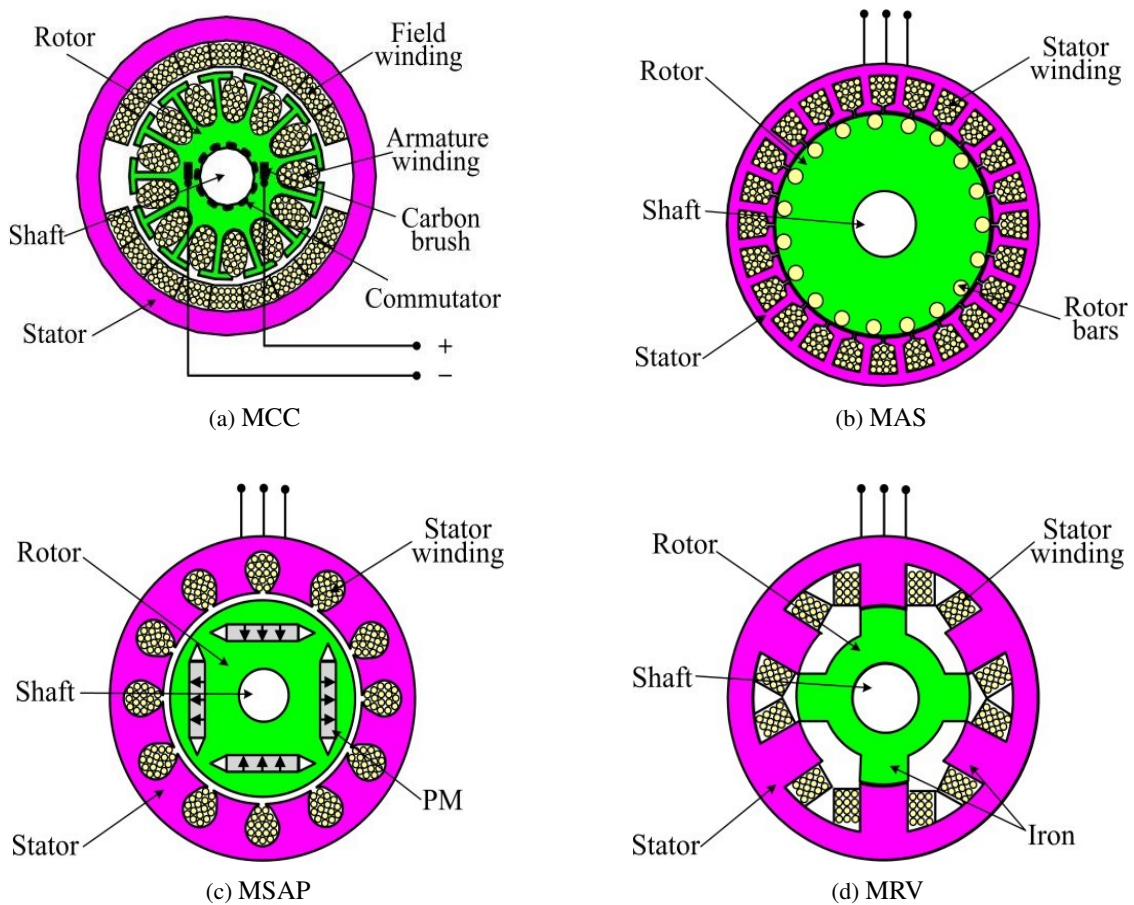


Figure 1.11: Machines électriques utilisés dans les applications de traction électrique [40].

1.5.2.1 Machine à Courant Continu (MCC)

Les premiers tours de roues de la traction électrique, à la fin du 19^{ème} siècle, ont été effectués grâce à la machine à courant continu à collecteur, à excitation série car c'était la machine la plus facile à piloter en vitesse. La machine à courant continu se compose d'un stator (inducteur), d'un rotor (induit), de balais (aussi appelés charbons) et d'un collecteur comme le montre la figure 1.12.

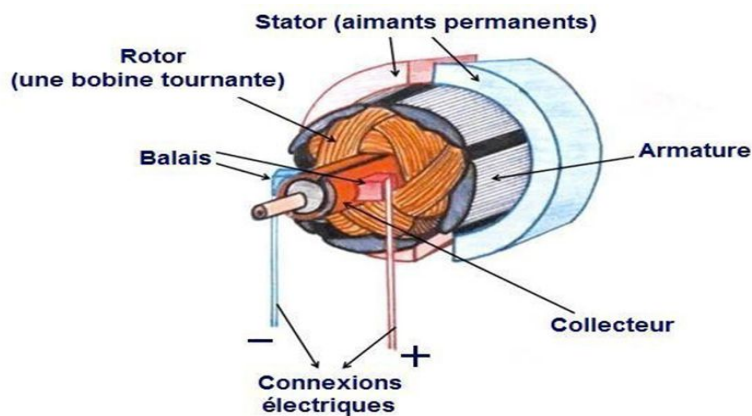


Figure 1.12: Machine à Courant Continu à collecteur.

Source: astuces-pratiques.fr

Lorsque elle est alimentée, le champ magnétique généré permet de la faire tourner (sens déterminé par celui du courant). La machine peut avoir deux, quatre ou six pôles en fonction de la tension d'alimentation et de la puissance de sortie, et peut avoir une excitation séparée, série ou shunt des bobines. La machine shunt présente une meilleure contrôlabilité que le moteur série. D'autre part, la machine à excitation séparée est plus adaptée pour un fonctionnement dans la zone de défluxage, en raison de ses caractéristiques de contrôle de couple et de flux découplé. Une large plage de fonctionnement à puissance nominale constante peut être obtenue par défluxage de la MCC à excitation séparée [41, 42].

La MCC répond parfaitement aux exigences des transports routiers ; couple élevé au démarrage et grande plage de variation du couple en fonction de la vitesse. De plus, elle nécessite peu d'électronique de puissance pour être pilotée, sa commande en couple ou en vitesse est très simple, effectuée généralement par la variation de la tension qui peut-être directement branchée sur une alimentation électrique, avec ou sans variateur de vitesse. Elle a aussi une forte capacité à entraîner des charges élevées. Le défluxage est aussi très simple à réaliser dans le cas de la machine à rotor bobiné [43, 44].

La caractéristique couple/ vitesse est représentée sur la figure 1.13.

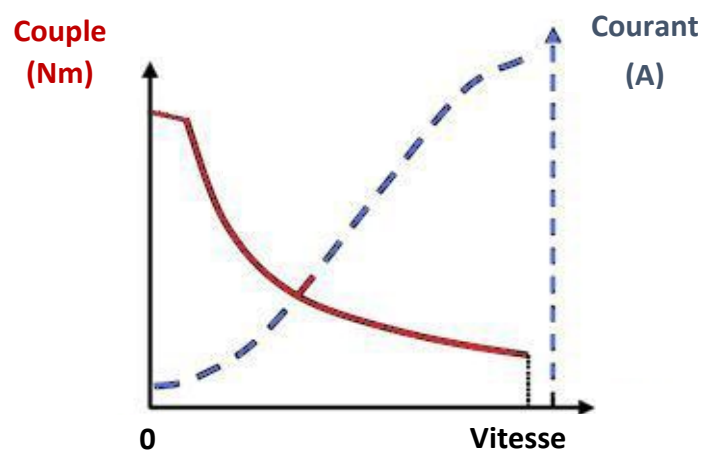


Figure 1.13: Caractéristique Couple/Vitesse de la machine à courant continu à excitation série [43].

En 1992, le groupe français PSA a commercialisé la Saxo, la Peugeot 106, et la Citroën AX électriques dotées de machines à courant continu. Néanmoins, l'utilisation de ce type de technologie pose plusieurs contraintes techniques parmi lesquelles [45] :

- Usure des balais ;
- Pertes thermiques situées au rotor, donc difficiles à évacuer (l'échauffement fait encore plus diminuer le rendement).

Deux exemples de VE dotés de machines à courant continu sont illustrés sur la figure 1.14.



(a) Citroën AX Phase 1 : 1992 - 1999



(b) Nissan LEAF Phase 1 : 2010 - 2012

Figure 1.14: Exemples de véhicules électriques équipés de machines à courant continu.

En conclusion, la machine à courant continu convient parfaitement à la traction électrique mais sa technologie de réalisation complexe et délicate, se prêtant peu à l'automatisation, a toujours été d'un prix de revient très élevé. Il requiert un entretien régulier vu l'usure des balais des collecteurs. Même si des progrès intéressants ont été réalisés sur les machines à courant continu sans balais, le développement de l'électronique de puissance a rendu de plus en plus pratique l'utilisation des machines synchrones et asynchrones dans les applications de traction électrique [38, 40].

1.5.2.2 Machine Asynchrone (MAS)

La plus communément utilisée aujourd'hui dans les applications de traction électrique est la machine asynchrone, que ce soit en mode tout électrique (Twizy, Zoé, Leaf, e-Golf ...) ou hybrides (Prius, BMW i8, Mercedes-Benz S500 Plug-In Hybrid...). La MAS se compose de deux pièces principales ; le stator, servant de support et incluant un bobinage relié à un variateur de vitesse et le rotor qui est un cylindre en matériau ferromagnétique relié au stator par des paliers. Il comporte un enroulement constitué de conducteurs en court-circuit parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques comme le montre la figure 1.15.

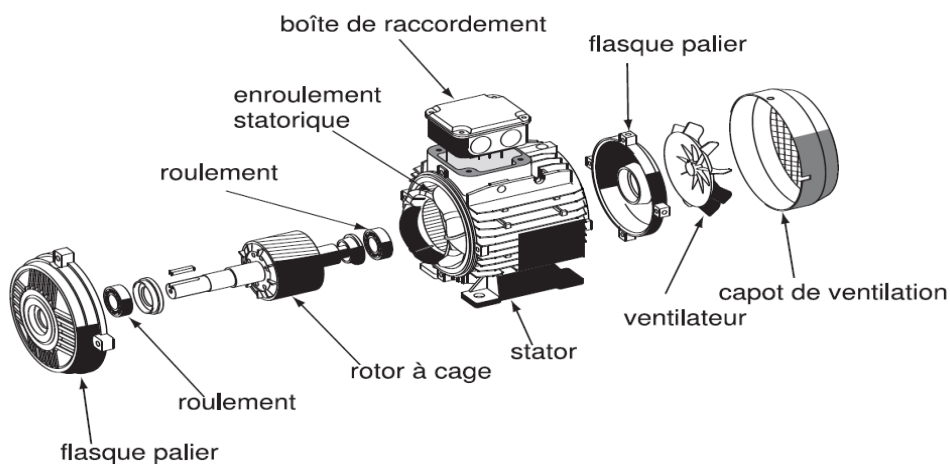


Figure 1.15: Machine Asynchrone à cage triphasée.

Source: energieplus-lesite.be

Cette machine peut, selon sa construction, être alimentée par un réseau monophasé ou polyphasé [46]. Il existe deux types de machine asynchrone, à savoir la machine asynchrone à rotor bobiné et à la machine asynchrone à rotor à cage. En raison de son coût élevé, de son entretien et de son manque de robustesse, la machine asynchrone à rotor bobiné est moins attrayante pour la traction électrique que son homologue à cage [40].

L'absence de balai dans sa construction, permet à la machine asynchrone de fonctionner avec un bon rendement à des vitesses élevées. La variation de la vitesse est réalisée par la variation de la fréquence de la tension d'alimentation de la machine. Prendre en note que, la commande vectorielle de la machine (aussi appelée commande à flux orienté) peut découpler son asservissement du couple de son asservissement du flux magnétique. Cela permet à la machine d'avoir un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée ou indépendante. Cependant, elle ne souffre pas des mêmes limitations de vitesse comme dans la machine à courant continu [42, 47].

Par principe, la MAS induit par définition un glissement magnétique (friction) pour qu'il y ait création de couple. Ce glissement est la grande faiblesse de la MAS et qui implique des pertes Joule au niveau du rotor : plus il est important, plus le rendement est faible. La cartographie dans la figure 1.16 montre le rendement de la machine intégrée dans la Tesla Roadster 1 qui plafonne à 82%, et qui chute rapidement à 75% sur une plage de fonctionnement à grande vitesse [48, 49].

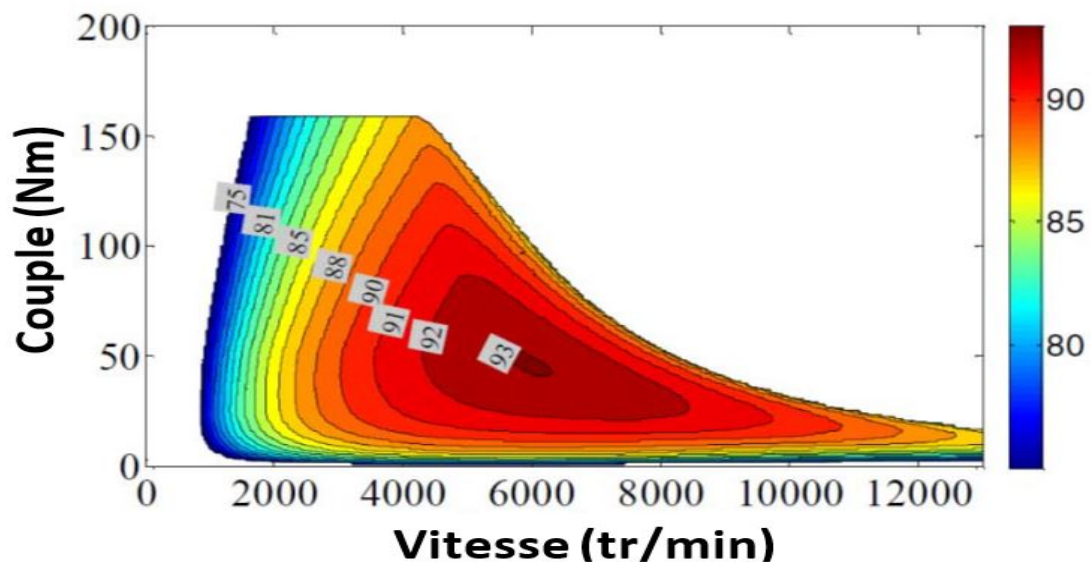


Figure 1.16: Cartographie de rendement de la Machine Asynchrone : Tesla Roadster 1 [48].

Outre son faible facteur de puissance, la machine peut être sujette à plusieurs pannes et défauts, aussi bien électrique que mécanique. Elle présente une forte probabilité de court-circuit entre les phases du stator, engendrant ainsi un arrêt direct de la machine. La rupture des barres de la cage d'écureuil est aussi fréquente, causant des fluctuations conséquentes de la vitesse. D'autre part, les différentes parties

mécaniques peuvent présenter des défaillances comme : fissures sur l'arbre, défauts de roulements et excentricité du rotor [50].

La figure 1.17 illustre deux exemples des véhicules tout électrique avec la machine asynchrone : EV1 du constructeur américain General Motors et la Tesla modèle S fabriquée par le constructeur californien de véhicules sportifs Tesla.



(a) EV1



(b) Tesla modèle S

Figure 1.17: Exemples de véhicules électriques équipés de machines Asynchrones.

1.5.2.3 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents est une famille de machine électrique possédant un champ statorique créé par des bobines. Le rotor est équipé d'aimants permanents afin de créer un champ magnétique rotorique et aucune alimentation électrique n'est nécessaire comme le montre la figure ?? . Il y a donc un gain de maintenance par rapport à la MAS, compensé par un risque potentiel de désaimantation en phase de défluxage. L'absence d'enroulement rotorique rend la machine plus légère et sans pertes Joule au rotor. Ce qui lui permet d'avoir une densité de puissance élevée.

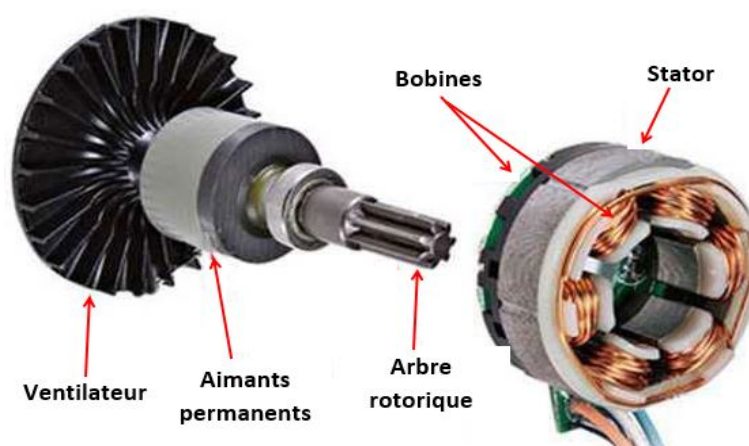


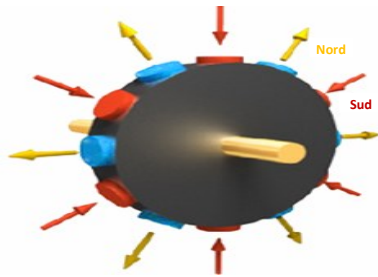
Figure 1.18: Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Afin de générer un couple maximum, le contrôle de ces machines régle le déphasage entre le champ statorique et rotorique. La connaissance de ce déphasage requiert la connaissance de la position du rotor.

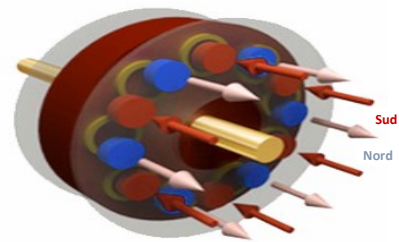
Le développement croissant de l'électronique de puissance a permis à ce type de machines de s'imposer dans la conception des chaînes de tractions électriques et hybrides.

Selon la position des aimants, on peut distinguer deux architectures de machines à aimants permanents (figure 1.19) [51] :

- Flux axial
- Flux radial



(a) Rotor à flux radial



(b) Rotor à flux axial

Figure 1.19: Différents types de flux rotorique [51].

Une machine à flux radial présente une circulation du flux normale à l'axe de rotation de la machine. Les bobines dans la longueur de la machine et les aimants permanents sont disposés également dans la longueur (figure 1.19a). En revanche, une MSAP à flux axial présente un stator composé de bobines en forme de triangle ou de tore, avec un rotor disque où sont placés alternativement des aimants permanents (figure 1.19b). L'avantage de cette variante est le fort ratio couple/volume lorsque on utilise des machines à diamètre extérieur important mais elles présentent une forte inertie, un grand diamètre et une modélisation complexe(flux magnétique en 3 dimensions) [51]. Par ailleurs, la machine à flux radial est plus intéressante pour la traction électrique que celle à flux axial en terme d'encombrement et la simplicité de sa construction et de sa commande. Deux exemples de véhicules électriques utilisant la machine synchrone à aimants permanents sont donnés sur la figure 1.20.



(a) Volkswagen E-UP



(b) Jaguar I-Pace

Figure 1.20: Exemples de véhicules électriques équipés de machines synchrones à aimants permanents.

Enfin, malgré le grand intérêt que la machine synchrone à aimants permanents a suscité ces dernières années par l'industrie de la traction électrique, ces machines utilisent des aimants à terres rares. Un matériau qui fait l'objet de toutes les convoitises du marché des matières premières et dont l'approvisionnement dépend fortement des échanges économiques avec la Chine qui détient un quasi-monopole sur la production de terres rares.

1.5.2.4 Machine à Réluctance Variable (MRV)

Les machines à réluctance variable sont les machines pas à pas les plus utilisées pour des applications à vitesse continue. Cette machine possède un rotor ferromagnétique non aimanté et robuste présentant une saillance importante. Comme les machines synchrones à aimants permanents, elle possède un stator en matériau ferromagnétique comportant des dents sur lesquelles sont enroulées des bobines ce qui créent le champ magnétique (figure 1.21) [52].

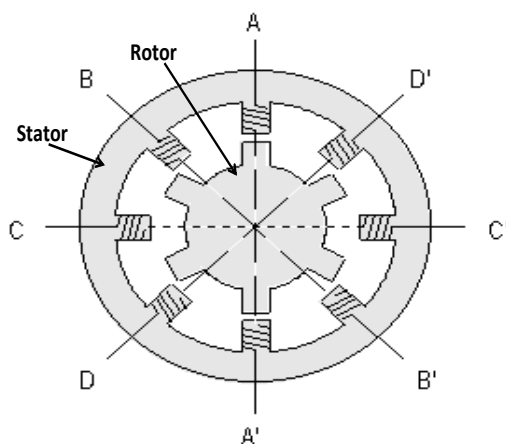


Figure 1.21: Vue en coupe d'une machine à réluctance variable.

Un aspect important qui permet à la MRV d'être une candidate potentielle est la possibilité d'utiliser un bobinage à double couche, c'est-à-dire que chaque dent statorique est bobinée par des phases indépendantes permettant une isolation électrique. L'absence des aimants permanents permet au rotor d'être indépendant de la température et résistant aux chocs et aux vibrations. De par sa structure du rotor et l'indépendance entre ses phases, cette machine est tolérante aux défauts intrinsèques. A titre d'exemple, dans le cas d'un circuit ouvert sur une phase, la fonction est toujours assurée avec une baisse proportionnelle du couple moyen [53].

En plus de sa robustesse et sa simple construction, cette dernière possède des caractéristiques très intéressantes pour la traction électrique : simplicité de fabrication, possibilité de géométries exotiques, faible coût et vitesses très élevées, tout en ayant la possibilité de fournir un fort couple à basse vitesse et un fonctionnement avec une très longue plage de puissance constante comme on le voit sur la figure 1.22 [53, 35].

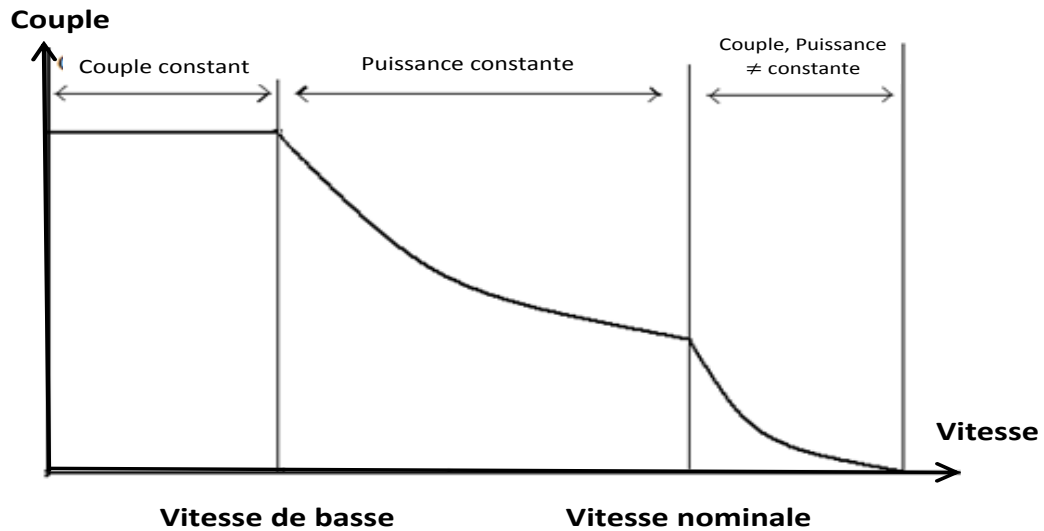


Figure 1.22: Caractéristique couple/vitesse de la Machine à Réluctance Variable.

L'inconvénient principal de la MRV pour la traction électrique est sa faible densité de puissance et de couple par rapport aux machines à aimants permanents. De plus, elle souffre d'un bruit acoustique élevé, et produit un couple électromagnétique très ondulatoire [40].

Même si la machine à réluctance variable répond à de nombreux besoins dans le domaine de la traction électrique, des obstacles techniques et économiques subsistent pour le développement d'une solution industrielle à grande échelle. Seuls quelques prototypes de véhicules électriques utilisant la MRV ont été produits, on peut citer l'exemple de modèle tout électrique 110 Defender de Land Rover, dans lequel le moteur diesel standard et la boîte de vitesses ont été remplacés par une machine à réluctance variable de 70 kW, jumelée à une batterie lithium-ion de 300 V d'une capacité de 27 kWh, offrant au véhicule une autonomie 80 km sur une charge complète (figure 1.23a). Un autre exemple, le Holden Time Attack, un véhicule de course 100% électrique proposé par General Motors, propulsé par quatre machines à réluctance variable, chacune de 50 kW avec une vitesse maximale de 50 000 tr / min (figure 1.23b).



(a) Land Rover 110 Defender



(b) GM Holden Time Attack

Figure 1.23: Exemples de véhicules électriques équipés de la Machine à Réluctance Variable.

D'autre part, plusieurs prototypes sont étudiés et réalisés dans des laboratoires de recherche universitaires. Les travaux du professeur A. Chiba à l'Institut de Technologie de Tokyo, en collaboration avec Toyota, est un exemple de la conception de nouvelles machines à réluctance variable pour remplacer la machine synchrone à aimants permanents dans les nouveaux véhicules hybrides [54]. On peut citer également les travaux de recherche du laboratoire Macauto de l'université McMaster à Hamilton, Ontario, Canada, sous la direction du professeur A. Emadi, dont l'objectif est d'intégrer la MRV dans les chaînes de tractions électriques [55].

1.5.3 Choix de la Machine à Réluctance Variable (MRV)

L'avenir de la machine électrique n'est certainement plus un sujet annexe dans les discussions sur les performances des véhicules électriques. Le choix de la machine est une étape essentielle qui affecte le coût et les performances de la voiture. Sur la base des caractéristiques des quatre technologies de machines résumées dans les sous-sections précédentes, nous allons justifier le choix de la machine à réluctance variable en tenant compte des principales contraintes de la traction électrique. Nous entamerons cette démarche en exposant les raisons de notre choix de cette machine en mettant en valeur ses avantages par rapport aux machines classiques (MCC, MAS et MSAP). Ainsi, une classification sera proposée suivant des critères énergétiques, mécaniques et économiques.

Une étude remarquable dans [56] compare les trois technologies ; machine asynchrone (MAS), machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et machine à réluctance variable (MRV) dans des véhicules électriques hybrides sur un cycle complet de fonctionnement. Celles-ci sont prises avec la même puissance et la MSAP utilisée par la Prius hybride de Toyota est considérée comme une référence. Les principaux résultats de la comparaison sont résumés ci-dessous :

- La machine synchrone à aimants permanents offre l'efficacité la plus grande des trois machines sur toute la gamme de vitesses et une densité de puissance élevée, ce qui se traduit par un encombrement réduit.

En revanche, des inconvénients doivent également être pris en compte lors de l'utilisation de ce type de machine. Premièrement, les aimants sont construits avec des terres rares dont l'acquisition pose des problèmes économiques, politiques et écologiques. De plus, les aimants réduisent la fiabilité de la machine par les effets de démagnétisation que pouvant survenir en cas d'utilisation en dehors des limites prescrites. Ainsi, son coût est plus élevé que les autres machines, notamment en raison du prix élevé des aimants permanents, mais également des protections nécessaires pour les aimants sur le rotor afin d'éviter qu'ils ne soient éjectés par la force centrifuge.

- La machine asynchrone possède plusieurs avantages tels que la forte densité massique et le fort rendement sur un large gamme de vitesse, les ratios couple/volume et couple/inertie de la machine sont importants.

D'autre part, l'inconvénient majeur de cette machine est son volume et sa fragilité plus élevés que les autres machines. Ainsi, ses pertes élevées et le faible rendement lors du fonctionnement à grande vitesse.

- La MRV a l'avantage d'une construction très simple. Cela se traduit par une fiabilité élevée et un coût de construction relativement bas (52% par rapport au prix du MAS et 30% par rapport au prix du MSAP). Ainsi, le poids de MRV est faible par rapport à celui d'autres machines (85% du poids de MAS et 73% du poids de MSAP).

L'absence d'aimants permanents et d'enroulement dans le rotor facilite l'évacuation de la chaleur et élimine le besoin de systèmes de refroidissement supplémentaires.

Néanmoins, la densité de puissance et la densité de couple sont faibles par rapport à la machine synchrone à aimants permanents. Enfin, les ondulations du couple et les effets acoustiques de la machine sont des inconvénients spécifiques à la MRV.

De cette étude, nous pouvons conclure que la machine à réluctance variable peut être une alternative pour un groupe motopropulseur électrique. Mais outre les avantages mentionnés ci-dessus, la MRV présente d'autres avantages lui permettant de concurrencer les autres machines, telles que sa tolérance aux défauts électriques et mécaniques, qui est également une caractéristique souhaitable des véhicules électriques. Précisément, en cas de panne, il est préférable de prévoir une redondance intégrée afin que le véhicule électrique puisse continuer à fonctionner jusqu'à ce que la maintenance puisse être effectuée. Contrairement aux autres machines de traction, les MRVs sont naturellement tolérantes aux défauts. En effet, les phases électriques de la machine fonctionnent indépendamment les unes des autres. Par conséquent, si une défaillance survient dans une phase électrique, la machine peut toujours fonctionner avec des performances légèrement dégradées [57]. Les MRVs n'utilisent pas de métaux de terres rares et les derniers prototypes démontrent que ces machines peuvent satisfaire et dépasser les exigences de densité de puissance, d'efficacité et de performance. En outre, le bruit acoustique est considérablement réduit par les nouvelles topologies créées par des dizaines de brevets [58, 59]. D'autre part, les ondulations du couple électromagnétique peuvent être atténuées par de nouvelles stratégies de contrôle [60, 61].

Une comparaison quantitative des quatre machines en fonction des critères spécifiques à la traction électrique est résumée dans le tableau 1.1. Chaque machine est évaluée sur la base de 7 critères sur une échelle de 0 à 5, la note 5 correspondant à la meilleure réponse au critère [62, 63].

Critère \ Machine	MCC	MAS	MSAP	MRV
Plage de vitesse	2.5	4.5	4.5	5
Performance énergétique	2	4	5	4
Poids	2	3	4	5
Coût	5	4	3	5
Fiabilité	2	4	3	5
Densité de puissance	1	4	5	3
Partie alimentation	4	5	3	2
Total	18.5	28.5	27.5	29

Tableau 1.1: Comparaison des quatre machines de traction électrique [62, 63].

1.6 Présentation de la Machine à Réductance Variable (MRV)

La machine à réductance variable (MRV) est une machine électrique réversible. Son concept est connu depuis plus d'un siècle et elle est l'objet de plusieurs travaux d'étude et de recherche depuis les années 1920 [64] et qui revient sur les devants de la scène après les découvertes récentes sur les matériaux et les progrès de l'électronique de puissance conjugués au développement de l'informatique.

Dans cette partie de notre travail, nous allons présenter tous les aspects de la MRV, de sa modélisation et sa description aux différentes techniques utilisées pour sa commande. Nous décrirons également le principe de fonctionnement, son alimentation et les différents topologies de convertisseurs utilisés.

1.6.1 Structure de la machine

Les structures de la MRV sont variées et deux structures retiennent plus particulièrement l'attention des chercheurs et des industriels pour leur simplicité de construction et leurs coûts réduits [65]. Ce sont les machines dites " synchrones à réductance " (Synchronous Reluctance Machines dans la littérature anglo-saxonne) et les "MRV à double saillance" -MRVDS-, connue plus sous l'appellation SRM (Switched Reluctance Machine en anglais). C'est cette machine qui fera l'objet de notre étude.

Les premières machines citées sont à champ tournant, ce sont des machines synchrones à pôles saillants au rotor sans excitation. Les enroulements sont généralement triphasés et alimentés en courant alternatif sinusoïdal [65, 66]. Les secondes, sont des machines à champ pulsé où les phases sont alimentées successivement par des créneaux de courant ou de tension continu. Cette succession d'excitations des différentes phases doit être effectuée à des positions bien précises ce qui nécessite une connaissance exacte de la position du rotor [65, 67].

Les MRVs sont des machines à double denture et de structure simple qui ne possèdent ni bobinages ni aimants permanents au rotor. Chaque structure reçoit une appellation relative à son nombre de dents, par exemple "8/6" signifie : 8 dents au stator et 6 dents au rotor. Les circuits magnétiques du stator et du rotor sont construits à partir d'un empilage de tôles magnétiques (voir figure 1.24) afin de minimiser au maximum les pertes par courant de Foucault [68].

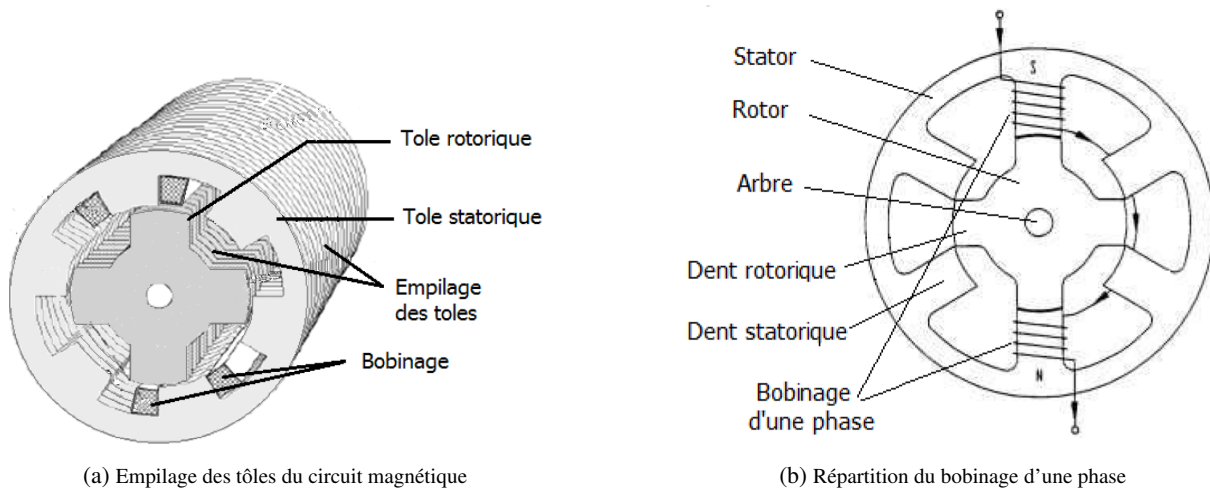


Figure 1.24: Structure d'une MRV 6/4.

Les bobinages constituant les phases de la machine sont exclusivement localisés au niveau des encoches du stator. Ils sont de type concentrique (d'où l'indépendance des phases). Chaque bobine est répartie sur des dents diamétralement opposés et connectés en série ou en parallèle à l'alimentation de sorte que les flux produits soient additifs [65, 68]. Pour que la machine à reluctance variable fonctionne correctement, ses pôles statorique et rotorique doivent respecter certaines spécifications techniques. Plus précisément, le stator et le rotor doivent vérifier une répartition régulière entre les circonférences, de sorte que la disposition des pôles vérifie l'équation suivante :

$$\begin{cases} N_s = 2mk \\ N_r = N_s \pm 2k \end{cases} \quad (1.1)$$

Avec :

N_s : Nombre de pôles statorique

N_r : Nombre de pôles rotorique

m : Nombre de phases

k : Nombre entier positif non nul

Les configurations fondamentales des pôles de la machine sont présentées dans le tableau 1.2.

m	k	N_s	$N_r = N_s + 2k$	$N_r = N_s - 2k$
3	1	6	8	4
4	1	8	10	6
5	1	10	12	8
3	2	12	16	8
4	2	16	20	12

Tableau 1.2: Combinaison fondamentale des pôles de la MRV.

Pour minimiser la fréquence de commutation ainsi que les pertes par effet joule, le nombre de pôles du stator est généralement choisi supérieur à celui du rotor, c'est-à-dire $N_s > N_r$.

La figure 1.25 illustre les trois structures les plus utilisées dans l'industrie.

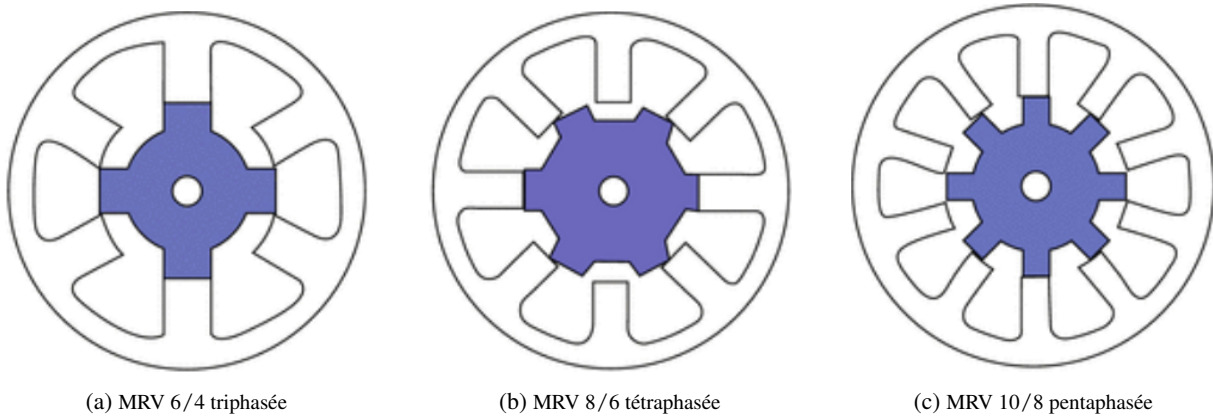


Figure 1.25: Exemples de structure de Machine à Réductance Variable.

1.6.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine à reluctance variable (MRV), en mode moteur, se décrit à partir de la méthode des variations d'énergie [68]. Le rotor évolue de telle façon à ce que la machine présente un flux maximal qui correspond à une réductance minimale ou une inductance maximale. Si les dents rotoriques se trouvent dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, et si un courant est imposé dans une phase du stator, alors les dents du rotor se dirigeront vers une position stable. Elles se positionneront ainsi à la conjonction.

Lorsque les enroulements du stator sont alimentés, la réductance magnétique du rotor crée une force qui tente d'aligner le pôle du rotor avec le pôle du stator le plus proche. Afin de maintenir la rotation, un système de commande électronique active les enroulements du stator successivement de manière à ce que le champ magnétique du stator mène le pôle du rotor en le tirant vers l'avant.

Ce principe est illustré sur un exemple de MRV triphasée de type 6/4 dans la figure 1.26.

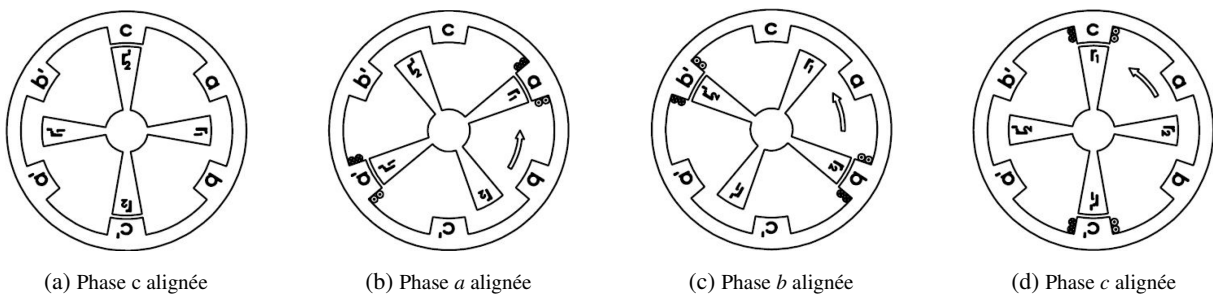


Figure 1.26: Position du rotor en fonction des phases statoriques alimentées.

Supposant que initialement les pôles c et c' du stator et les dents r_2 et r_2' du rotor sont parfaitement dans la position d'alignement, comme le montre la figure 1.26a. La position alignée est également appelée point d'équilibre stable de la phase (la phase c dans le cas précédent) où le courant de phase ne peut

produire aucun couple de phase à ce point.

L'alimentation de la phase a entraîne le déplacement des dents r_1 et r'_1 vers l'alignement " $a - a'$ " (figure 1.26b) et l'alimentation de la phase c entraîne le déplacement des deux autres dents r_2 et r'_2 vers l'alignement " $b - b'$ " (cas de la figure 1.26c).

L'angle de déplacement (step angle) est calculé par la formule suivante :

$$\theta_s = \frac{2\pi}{mN_r} \quad (1.2)$$

Où m est le nombre de phases et N_r est le nombre de pôles rotoriques. Dans ce cas d'illustration, l'angle de rotation du rotor correspondant à un pas est :

$$\theta_s = \frac{2\pi}{3 \times 4} = 30^\circ \quad (1.3)$$

Par conséquent, il faut une séquence de trois excitations dans l'ordre $a - b - c$ afin de déplacer le rotor de 90° comme illustre la figure 1.26d.

Suivant ce raisonnement, un tour de rotor est réalisé en effectuant la séquence $a - b - c$ autant de fois qu'il y a de nombre de pôles au rotor.

La commutation des courants dans la séquence $b - a - c$ produit donc une inversion du sens de rotation du rotor (sens anti-trigonométrique).

1.6.3 Principe de création du couple électromagnétique

Le principe de la production du couple électromagnétique de la machine à réductance variable est expliqué à partir de la machine élémentaire présentée sur la figure 1.27.

Le couple de la MRV est créé par le principe de variation de la réductance provoqué par la déformation du circuit magnétique [69].

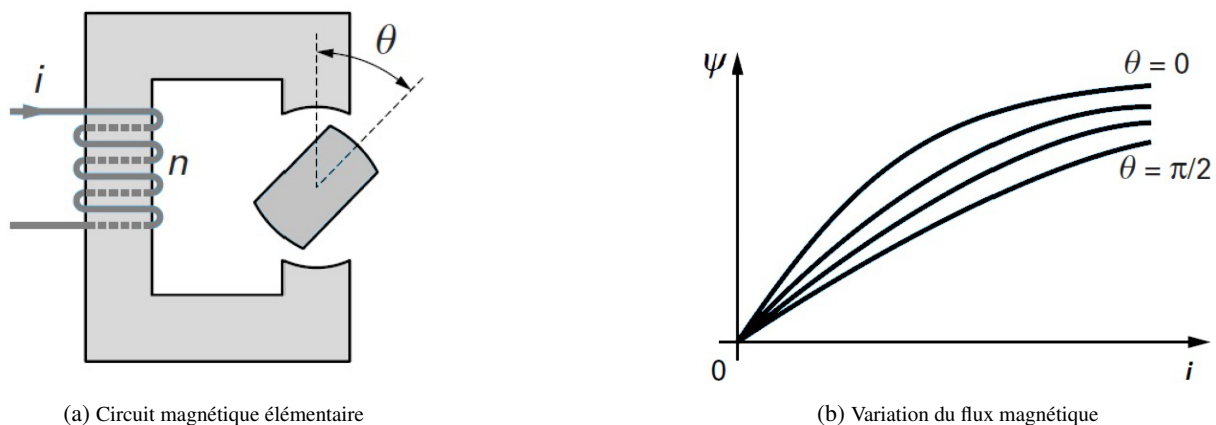


Figure 1.27: Caractéristique électromagnétique du circuit magnétique réductant élémentaire.

La position de la partie mobile est repérée par l'angle θ . On distingue deux positions particulières : La

position d'alignement dite de **conjonction** ($\theta = 0$) correspondant à la réluctance minimale du circuit magnétique, et la position de non-alignement ($\theta = \frac{\pi}{2}$) dite d'**opposition** correspondant à la réluctance maximale.

En alimentant le bobinage du circuit élémentaire de n spires (figure 1.27a), le rotor se déplace de sorte que la réluctance du circuit magnétique soit minimale et ceci quel que soit le sens du courant i [70].

Le flux produit est une fonction de la position du rotor et du courant dans l'enroulement, sa variation en fonction de i et de θ se présente sous la forme donnée sur la figure 1.27b, d'où :

$$\psi = \psi(\theta, i) \quad (1.4)$$

Par la méthode de variation des énergies [71], on montre que le couple instantané de toute machine électromagnétique s'exprime (en convention moteur) en fonction de l'énergie magnétique :

$$T_e = \left[\frac{\partial W}{\partial \theta} \right]_{\psi=cst} \quad (1.5)$$

Ou encore :

$$T_e = \left[-\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=cst} \quad (1.6)$$

Où θ est l'angle mécanique, W et W' sont respectivement l'énergie et la coénergie magnétiques.

A une position donnée l'énergie et la coénergie magnétiques sont représentées respectivement par la surface au dessus et en dessous de la caractéristique magnétique (voir figure 1.28a). Elles sont donc exprimées comme :

$$W = \int_0^{\psi_0} i(\theta, \psi) d\psi \quad (1.7)$$

Et

$$W' = \int_0^{i_0} \psi(\theta, i) di \quad (1.8)$$

En général, la coénergie est plus utilisée car la caractéristique $\psi(\theta, i)$ est mieux connue que la caractéristique $i(\theta, \psi)$.

Lors d'un déplacement infinitésimal $\Delta\theta$ et à excitation donnée ($i = cst$), il y a une variation de l'énergie et de la coénergie. Le travail mécanique effectué est égal au changement de la coénergie représentée par la surface ΔW_m sur la figure 1.28b. Ce résultat découle directement du Principe des Travaux Virtuels [71].

Le couple électromagnétique peut être exprimé à partir des équations 1.5 et 1.7 (corrige les références) comme :

$$T_e = \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{I_0} \psi(\theta, I) dI = \int_0^{I_0} \frac{\partial \psi(\theta, I)}{\partial \theta} dI \quad (1.9)$$

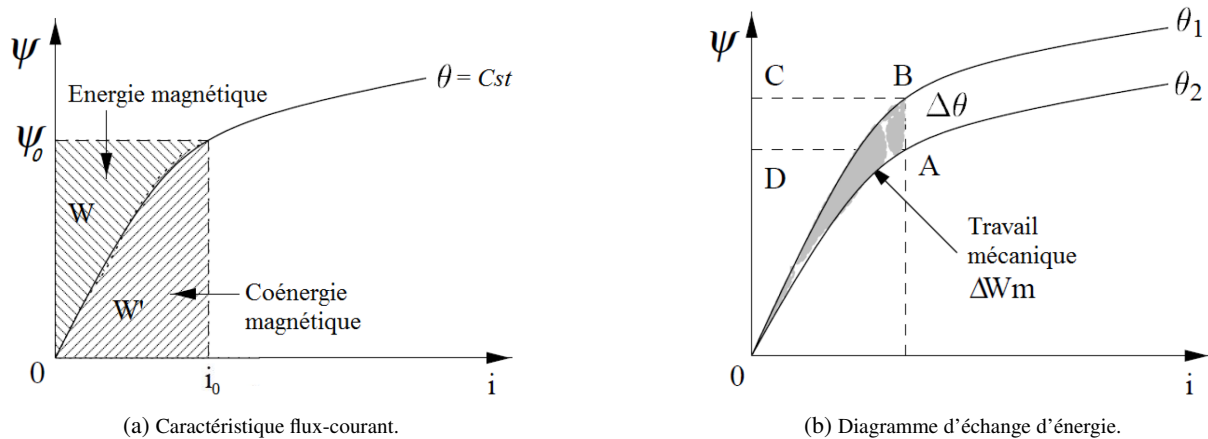


Figure 1.28: Répartition de l'énergie électrique.

1.6.4 Présentation des modèles mathématiques de la MRV

1.6.4.1 Modèle électromagnétique

La machine à réductance variable a une construction simple, mais le modèle mathématique est relativement complexe, dû aux caractéristiques non linéaires. On distingue deux modèles particuliers : le modèle du flux, où l'équation électrique est donnée en fonction des variations de flux, utilisé dans les modèles où on tient compte de la saturation. Le second modèle est basé sur la variation de l'inductance en fonction de la position des phases, il est généralement utilisé lorsqu'on ne tient pas compte de la saturation.

Hypothèses simplificatrices :

En vue de la simplification du modèle, les hypothèses de travail sont les suivantes [67] :

- L'effet de la mutuelle entre les différentes phases est négligé
- L'hystérésis et l'effet de bord sont négligés
- Les paramètres de chaque phase sont identiques
- Les courants induits dans le circuit magnétique sont négligés (circuit magnétique feuilleté)
- La résistance des enroulements est constante et indépendante de la température
- Les interrupteurs du convertisseur sont parfaits
- La tension est parfaitement continue

Modèle de Flux :

La tension appliquée à la j^{ime} phase est égale à la somme de la chute de tension résistive à travers l'enroulement de la phase et de la variation du flux sous un pôle du rotor et qui est donné par [67, 54] :

$$V_j = R.I_j + \frac{\partial \psi_j}{\partial t} \quad (1.10)$$

Avec $j = 1, 2, 3, 4$.

Où,

V_j : La tension électrique aux bornes la j^{ime} phase, exprimée en Volt (V)

R : Résistance du bobinage de chaque phase du stator, exprimée en *Ohms*

ψ_j : Le flux magnétique total par phase, en Weber (W)

I_j : Le courant passant dans la j^{ime} phase, exprimé en Ampère (A)

θ : Position mécanique du rotor, exprimée en radians (rad)

En faisant l'hypothèse que le flux de chaque phase dépend de la position du rotor et du courant de la même phase :

$$\frac{\partial \psi_j(\theta, i)}{\partial t} = \frac{\partial \psi_j(\theta, i)}{\partial I_j} \frac{\partial I_j}{\partial t} + \frac{\partial \psi_j(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (1.11)$$

Sachant que :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \Omega \quad (1.12)$$

Où Ω représente la vitesse de rotation exprimée en rad/s.

Dans ce cas l'équation 1.11 s'écrit :

$$\frac{\partial \psi_j(\theta, i)}{\partial t} = \frac{\partial \psi_j(\theta, i)}{\partial I_j} \frac{\partial I_j}{\partial t} + \frac{\partial \psi_j(\theta, i)}{\partial \theta} \Omega \quad (1.13)$$

Dans ce modèle, il est nécessaire de connaître la caractéristique magnétique $\psi(\theta, I)$. Elle est en général déterminée par éléments finis ou expérimentalement.

Cette caractéristique est souvent représentée par des tables flux-position-courant et utilisée dans la technique du look-up table.

Modèle de l'inductance :

Le flux par phase peut être exprimé comme :

$$\psi_j(\theta, I) = L(\theta, I).I_j \quad (1.14)$$

Où « L » est l'inductance dynamique du circuit magnétique d'une phase de la MRV qui est fonction de la position du rotor et du courant et de la phase I_j . L'équation 1.10 de la tension peut alors être ré-exprimée par :

$$\begin{aligned} V_j &= R.I_j + L(\theta, I_j) \frac{\partial I_j}{\partial t} + I_j \left(\frac{\partial L(\theta, I_j)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, I_j)}{\partial I_j} \cdot \frac{\partial I_j}{\partial t} \right) \\ &= R.I_j + L(\theta, I_j) \frac{\partial I_j}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, I_j)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial I_j}{\partial t} I_j + \frac{\partial L(\theta, I_j)}{\partial I_j} \cdot \Omega.I_j \end{aligned} \quad (1.15)$$

Le modèle de l'inductance est en général utilisé dans le cas du régime non saturé, d'où $L = L(\theta)$. L'équation électrique devient :

$$V_j = R.I_j + L(\theta) \frac{\partial I_j}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot \Omega.I_j \quad (1.16)$$

L'équation 1.16 est semblable à celle d'une machine à courant continu à excitation série, où le dernier terme représente la f.c.e.m produite par la variation du champ magnétique. Pour le cas de la MRV la

f.c.e.m dépend du courant et donc du point de fonctionnement, elle est exprimée par :

$$e = \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot \Omega \cdot I_j \quad (1.17)$$

A partir des expressions de la tension et de la f.c.e.m, le circuit équivalent par phase de la MRV peut être donné par le schéma de la figure 1.29. Dans ce cas, le couple électromagnétique par phase peut

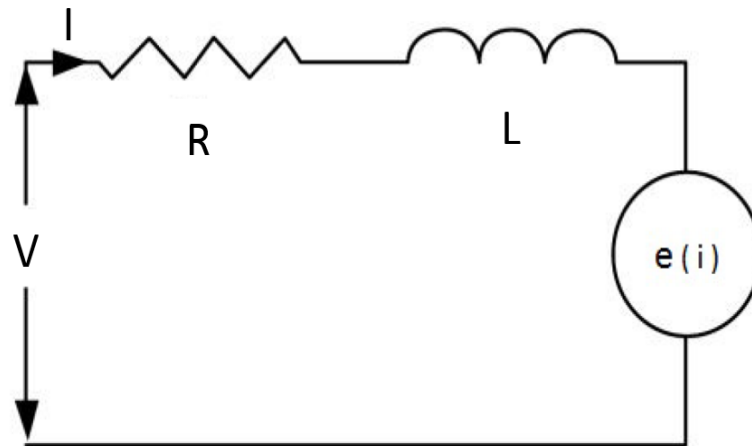


Figure 1.29: Schéma du circuit équivalent d'une phase.

s'exprimer par :

$$T_{phase_j} = \frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot I_j^2 \quad (1.18)$$

On remarque que le sens du couple est indépendant du sens de courant. Il dépend essentiellement du signe de la pente de la caractéristique de l'inductance $\frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}$. Pour une machine de "m" phases, le couple total T_e est exprimé par :

$$T_e = \sum_{j=1}^m T_{phase_j} \quad (1.19)$$

1.6.4.2 Modèle électromécanique

L'équation mécanique régissant la partie tournante de la machine est donnée par [65] :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e(\theta, I) - f_r \Omega - T_L) \quad (1.20)$$

Avec :

Ω : Vitesse de rotation de la machine, en rad/s

T_e : Couple électromagnétique total produit par la machine, en Nm

T_{phase_j} : Couple électromagnétique de la phase j , en Nm

T_L : Couple de charge, en Nm

f_r : Coefficient de frottement visqueux, exprimée en Ns^2/m^2

J : Inertie des parties tournantes, en kgm^2

1.7 Alimentation de la Machine à Réductance Variable

La conception et le dimensionnement de la machine à réductance variable sont indissociables de ceux de leurs convertisseurs. En effet, les exigences imposées à la puissance pour l'application de traction électrique sont souvent celles de la simplicité et de la réduction des coûts tout en maintenant les critères de performance, du couple et de vitesse. Il existe plusieurs topologies de convertisseurs destinés à l'alimentation des MRVs. Nous détaillerons les plus utilisées dans cette section.

1.7.1 Convertisseurs à demi-pont asymétriques

Contrairement aux machines synchrones et asynchrones, le sens du couple de la machine à réductance variable ne dépend pas du signe du courant. C'est pourquoi l'utilisation d'un convertisseur unidirectionnel est possible pour alimenter cette machine.

La structure de convertisseur unidirectionnel la plus souvent citée dans la littérature est la structure asymétrique à demi-pont [72], dans laquelle un hacheur de tension alimente chaque phase. Chaque hacheur est considéré comme un bras du convertisseur composé de deux transistors et de deux diodes (roue libre ou récupération selon le type de commande des transistors). Pour une machine de "m" phases, la structure du convertisseur est représentée sur la figure 1.30 [73].

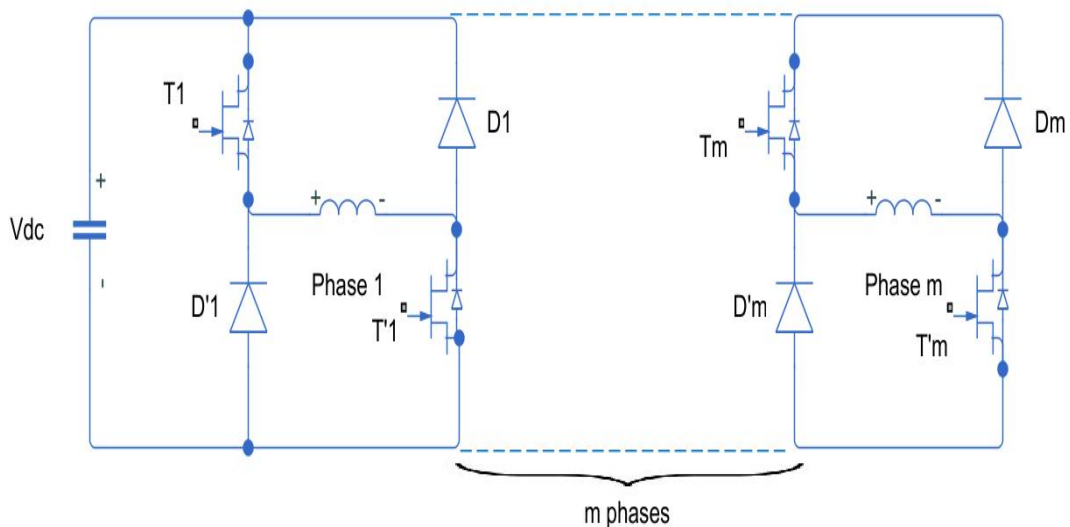


Figure 1.30: Schéma de la structure générale du convertisseur à demi-pont asymétrique.

Le fonctionnement d'un seul bras du convertisseur est décrit dans le tableau suivant :

Cas	T_1	T'_1	Tension de la phase
1	Conducteur	Conducteur	$+V_{dc}$ (phase de magnétisation)
2	Bloqué	Conducteur	0 (phase de roue libre)
3	Conducteur	Bloqué	0 (phase de roue libre)
4	Bloqué	Bloqué	$-V_{dc}$ (phase de démagnétisation)

Tableau 1.3: Séquences de conduction du convertisseur à demi-pont asymétrique.

Ce type de convertisseur rend la machine plus fiable grâce à sa possibilité d'alimenter indépendamment les phases. De plus, cette structure permet l'alimentation de la MRV dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse et peut fonctionner dans une grande gamme de vitesse.

1.7.2 Convertisseur de Miller (Topologie m+1)

Une autre solution utilisée pour alimenter la MRV est le convertisseur de Miller (figure 1.31). Cette structure présente l'avantage d'un nombre réduit d'interrupteurs (" $m + 1$ " pour un convertisseur de " m " phases) et donc d'un prix réduit [74, 75].

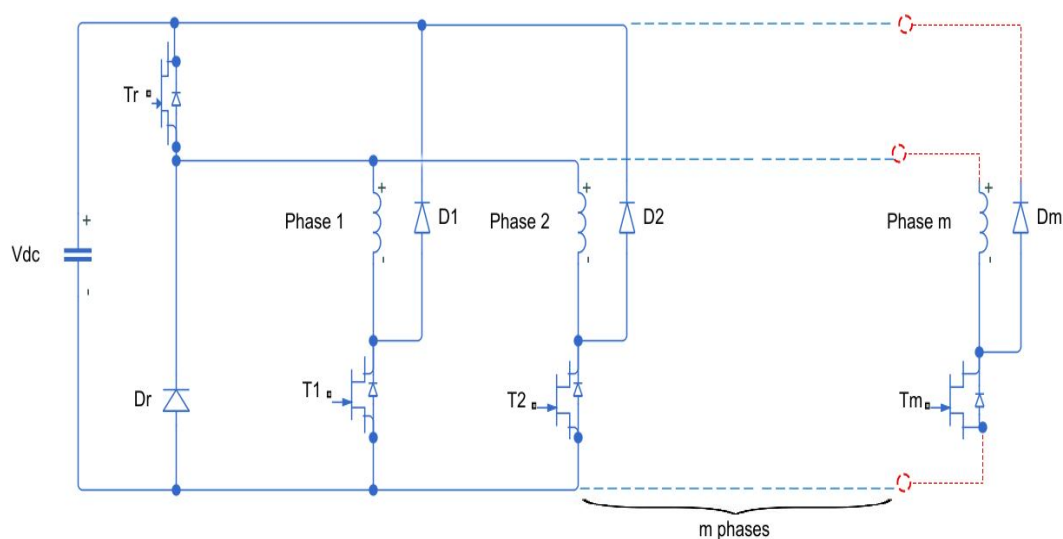


Figure 1.31: Schéma de la structure générale du convertisseur de Miller.

Le convertisseur de Miller a été développé sur la base du celui à demi-pont asymétrique avec l'idée principale de réduire le nombre de composants. La partie inférieure du convertisseur est identique au convertisseur à demi-pont asymétrique, les commutateurs supérieurs étant remplacés par un seul dispositif commun à tous les bras.

La phase à activer est sélectionnée à l'aide des commutateurs inférieurs T_1, T_2, \dots, T_m , dans la mesure où le commutateur supérieur T_r connecte l'autre extrémité de l'enroulement sous tension à la borne positive. Pour une phase j , les quatre états de fonctionnement sont résumés dans le tableau 1.4.

Cas	T_r	T_j	Tension de la phase
1	Conducteur	Conducteur	$+V_{dc}$ (phase de magnétisation)
2	Bloqué	Conducteur	0 (phase de roue libre)
3	Conducteur	Bloqué	0 (phase de roue libre)
4	Bloqué	Bloqué	$-V_{dc}$ (phase de démagnétisation)

Tableau 1.4: Séquences de conduction du convertisseur de Miller.

1.7.3 Convertisseur à dissipation passive « R-Dump »

C'est un convertisseur avec un seul commutateur par phase. Sa structure est simple et peu coûteuse. Cependant, cette structure a un faible rendement en raison de l'utilisation d'une résistance "R" pour accélérer la dissipation d'énergie. La capacité "Cr" a pour rôle de fournir la tension nécessaire au blocage de la diode D_j lors de la conduction du transistor T_j .

La structure générale du convertisseur R-Dump est donnée par la figure 1.32 [76].

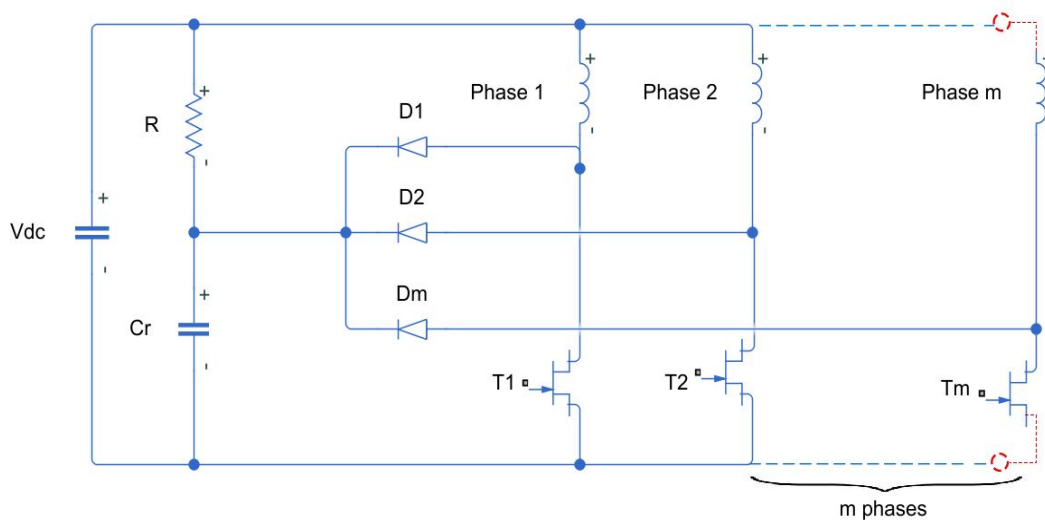


Figure 1.32: Schéma de la structure générale du convertisseur à dissipation passive « R-Dump ».

Ce convertisseur a deux modes de fonctionnement indiqués dans le tableau suivant :

Cas	T_j	Tension de la phase
1	Conducteur	$+V_{dc}$ (phase de magnétisation)
2	Bloqué	$V_{dc} - V_{C_r} < 0$ (phase de démagnétisation)

Tableau 1.5: Séquences de conduction du convertisseur à dissipation passive « R-Dump ».

Une comparaison qualitative de trois convertisseurs en fonction des critères spécifiques à la traction électrique est résumée dans le tableau 1.6 [74].

Convertisseur \ Critère	R-Dump	Miller	Demi-ponts asymétriques
Indépendance entre les phases	complet	partiel	complet
Fonctionnement en roue libre	permis	permis	permis
Nombre d'interrupteur	m	$m+1$	$2 \times m$
Performance	moyenne	bien	très bien
Contrôle	simple	complexe	simple
Rendement	faible	élevé	élevé
Tolérance aux défauts	faible	faible	haute

Tableau 1.6: Comparaison des trois convertisseurs pour l'alimentation de la MRV [74].

Cette étude montre que le convertisseur à demi-ponts asymétriques est le mieux adapté pour l'alimentation de la machine à réductance variable pour une application à la traction électrique. Malgré le nombre de transistors relativement grand, ce type de convertisseur offre plus d'avantages que les autres convertisseurs, tels que son contrôle simple, sa robustesse et ses performances élevées. Le tableau 1.7 ci-dessous résume les avantages et les inconvénients de chaque type de convertisseur.

Type de convertisseur	Avantages	Inconvénients
Demi-ponts asymétriques	<ul style="list-style-type: none"> Contrôle indépendant des phases ; Idéal pour les hautes performances en courant et en couple ; Permet une grande flexibilité dans le contrôle du courant de la machine ; La tension des transistors est limitée à V_{dc} ; Performances de fonctionnement identiques dans les quatre quadrants. 	<ul style="list-style-type: none"> Pertes dans les transistors ; Commande complexe.
Miller	<ul style="list-style-type: none"> Convertisseur compact ; Coût non élevé grâce au nombre réduit de transistors et de diodes. 	<ul style="list-style-type: none"> Perte du contrôle indépendant des phases ; Robustesse faible.
R-Dump	<ul style="list-style-type: none"> Convertisseur très compact ; Coût moins élevé (un transistor par phase). 	<ul style="list-style-type: none"> Pertes de puissance élevées ; Démagnétisation lente.

Tableau 1.7: Avantages et inconvénients de chaque type du convertisseur.

1.8 Système expérimental

Dans cette section, nous présentons le banc expérimental qui a été monté dans le cadre de cette thèse au laboratoire Système et Énergie Embarqués pour les Transports (S2ET) afin d'effectuer des essais expérimentaux.

1.8.1 Description du banc d'essais

Le banc d'essai réalisé est un émulateur de la chaîne de traction véhicule électrique à puissance réduite de 8.3 kW. Ce banc, présenté à la figure 1.33, est constitué des composants suivants :

- 1) Une machine à réluctance variable (MRV) de quatre phases de 8.3 kW ;
- 2) Une machine à courant continu (MCC) de 7.6 kW ;
- 3) Une charge résistive de 6kW ;
- 4) Trois modules électronique de puissance Semikron-IGBT de 12 kW ;
- 5) Plateforme de calcul dSPACE 1005 multi-cœur ;
- 6) Deux modules de capteurs de courant ;
- 7) Une paillasse de puissance électrique de 6 kW ;
- 8) Modules de conditionnement des signaux MLI 5V/15V.

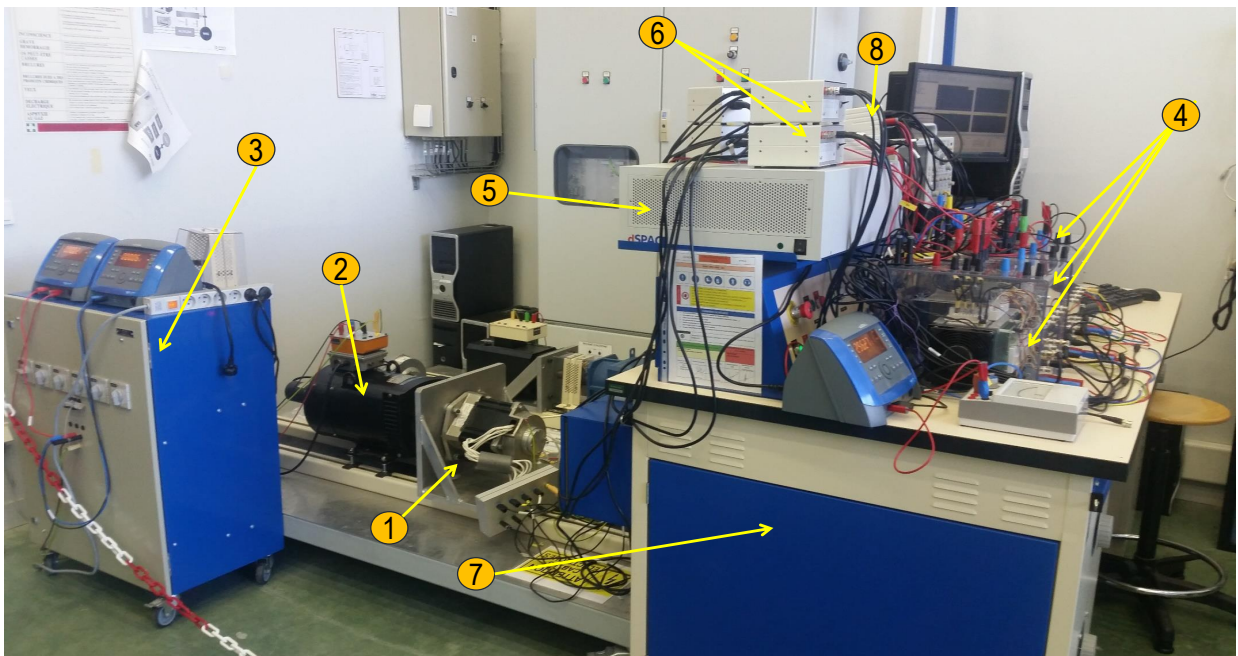


Figure 1.33: Banc d'essai expérimental.

Ces composants sont présentés de manière détaillée dans la suite de cette section.

1.8.1.1 La machine à réluctance variable

La machine à réluctance variable utilisée dans ce banc est une machine à quatre phases 8/6 de 8.3 kW avec une vitesse maximale de 10 000 tr/min dont les caractéristiques techniques, électromagnétiques et géométriques sont données en annexe A. Cette machine a été conçue et fabriquée par la société japonaise *Motion System Tech* (figure 1.34).

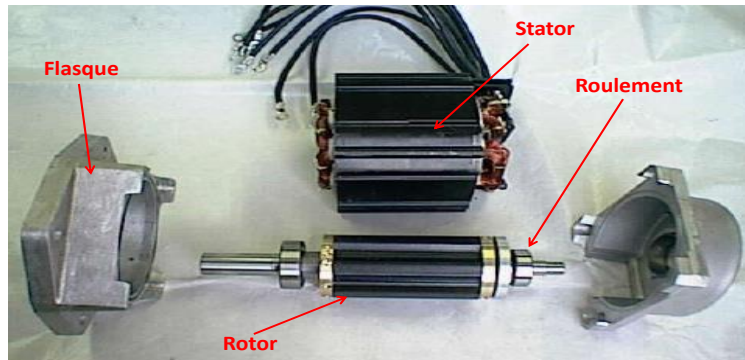


Figure 1.34: Vue éclatée de la machine à réluctance variable [77].

Pour mesurer la position, cette machine est équipée d'un résolveur multi-phases à trois paires de pôles (3X) de type *TS 2225N113E102* de la firme *TAMAGAWA*. Ce capteur est constitué d'un rotor à trois enroulements (enroulements secondaires) monté sur l'arbre de la MRV et d'un stator constituant un seul enroulement d'excitation (enroulement primaire). Dans le cas de la rotation de l'arbre de la machine, un couplage magnétique est créé entre un enroulement de stator et l'un des enroulements de rotor du résolveur. Pour un tour complet, trois signaux sinusoïdaux se produisent avec un décalage de 120 degrés pour donner l'angle électrique (voir annexe B). Ainsi, l'angle mécanique réel est trois fois l'angle électrique donné par ce capteur.

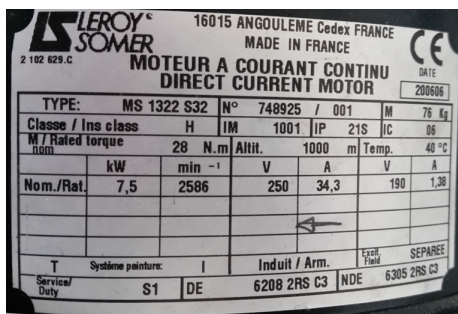
De façon générale pour un résolveur de P paire de pôle l'angle mécanique du rotor est donnée par la relation suivante :

$$\Theta_m = \Theta_e \times P \quad (1.21)$$

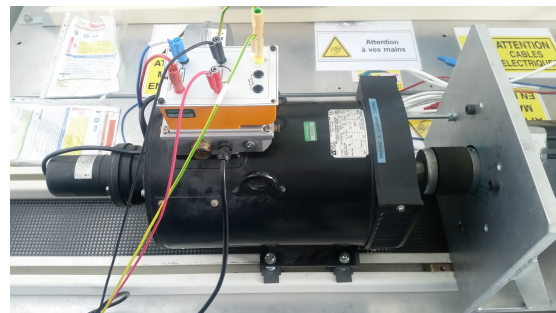
où Θ_m et Θ_e sont respectivement l'angle mécanique et l'angle électrique fournies par le résolveur.

1.8.1.2 La machine à courant continu

La machine à courant continu (MMC) utilisée dans ce banc, est accouplée mécaniquement à l'arbre de la machine à réluctance variable par un manchon d'accouplement (figure 1.35). Cette machine est associée à des éléments résistifs ajustables pour produire une charge passive permettant de dissiper l'énergie de freinage.



(a) Plaque signalétique



(b) Photographie

Figure 1.35: Machine à courant continu utilisée.

1.8.1.3 Charge résistive

La charge résistive est un ensemble de résistances en parallèle (figure 1.36) raccordée à l'induit de la MCC pour créer un couple résistant variable.



Figure 1.36: Charge résistive variable de 6 kW.

1.8.1.4 Modules électronique de puissance

L'étage électronique de puissance didactique *Semikron SEMITECH-IGBT* de 12 kW a été utilisé pour construire le convertisseur en demi-pont asymétrique afin d'alimenter les phases de la MRV. Ce module comprend un pont redresseur, un onduleur triphasé en pont complet et un hacheur de freinage (figure 1.37). Le courant maximal d'alimentation du pont est de 30 A pour une tension de 400 V (voir annexe C pour le fiche technique).

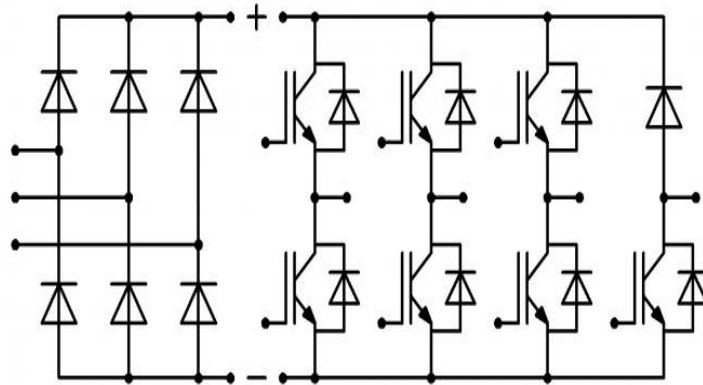


Figure 1.37: Schéma électrique de l'onduleur Semikron SEMITECH-IGBT [78].

L'onduleur est conçu pour des applications de laboratoire. Ainsi, il offre multiples possibilités de configuration et contrôle. Ces six commutateurs sont accessibles à travers les six ports BNC. Trois autres ports BNC offrent la récupération des signaux d'erreur provenant de l'onduleur. Les signaux de commande MLI des cartes de drivers IGBT des bras de l'onduleur sont de 15V.

Pour concevoir un convertisseur à 8 bras en demi pont-asymétrique, nous avons utilisé trois modules à bras adjacents (4 ponts-H). Cependant, les signaux de commande MLI sont appliqués à un seul commutateur par bras et l'autre commutateur est utilisé comme une diode de roue libre. Ce convertisseur est alimenté par la tension du bus continu fournie directement par la paillasse. Les tension générées par les 4 ponts-H alimentent successivement les 4 phases de la machine à réluctance variable. Le convertisseur conçu est présenté à la figure 1.38.

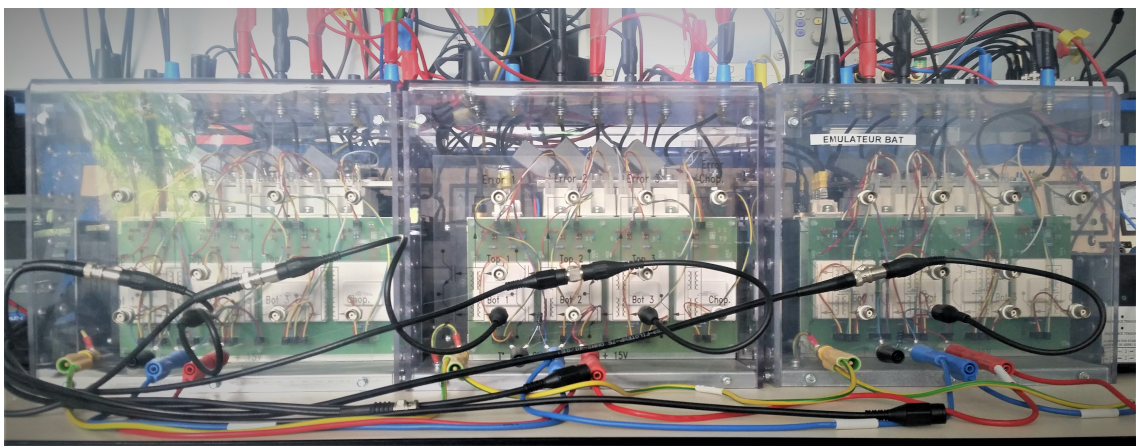


Figure 1.38: Le convertisseur en demi-pont asymétrique conçu.

1.8.1.5 Plateforme de calcul dSPACE 1005

La plateforme de calcul (figure 1.39) est utilisée pour commander en temps réel la machine à réluctance variable. Les signaux d'entrées pour cette commande sont les courants statoriques et la position angulaire fournie par le résolveur et les signaux de sortie sont les signaux MLI de convertisseur de 5V d'amplitude.



Figure 1.39: Plateforme de calcul dSPACE 1005.

Cette plateforme est composée de :

- Une carte DS1005 : carte processeur ;
- Deux cartes DS 5202 ACMC : carte dédiée au pilotage des machines électrique ;
- Une carte DS2002 : carte entrées/sorties CAN/CNA.

Carte DS 1005

La carte DS1005 est carte de calcul (processeur) composée de quatre cœurs. L'utilisation d'une carte multi-cœur permet de réaliser des calculs en parallèle et réduire la période d'échantillonnage.

Carte DS 5202

La carte DS5202 ACMC est une carte dédiée à la commande des machines électriques triphasées possédant toutes les informations de création de signaux MLI et la démodulation des informations capteurs de position (absolu ou relatif). Cette carte basée sur une solution Field Programmable Gate Array (FPGA) utilise des fonctions de commande et de lecture afin de réaliser les calculs des signaux MLI très rapidement. Dans notre cas, il est nécessaire d'utiliser 2 cartes DS 5202 pour générer simultanément les signaux MLI des 4 ponts-H du convertisseur de la MRV. Ces cartes sont reliées directement à la carte maître DS 1005.

Carte DS 2002

La carte DS 2002 est une carte d'entrées/sorties supplémentaire avec des CAN (convertisseur analogique numérique) et des CNA (convertisseur numérique analogique). Ainsi, l'ensemble des capteurs seront connectés à la plateforme à travers cette carte.

1.8.1.6 Modules capteurs de courant

La mesure des courants des quatre phases de la machine à réluctance variable est assurée par deux modules de capteurs du courant à effet Hall de marque *LEM* comme le montre la figure 1.40. Ces capteurs fournissent des tensions image des courants mesurés qui sont utilisés pour les boucles de régulation en courant. La tension de l'alimentation de ces modules nécessite une tension continue de ± 15 V. La plage de mesure de ces capteurs est limitée à ± 35 A max avec un offset égal à 0 V et gain de 1/0.2143 A/V.

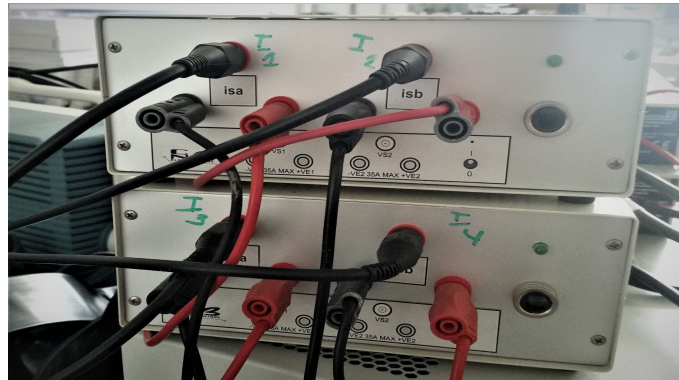


Figure 1.40: Modules capteurs de courant.

1.8.1.7 Paillasse de puissance électrique

La tension du bus continu du convertisseur à 4 ponts-H est fournie par une sortie de tension continue de la paillasse de puissance à différents niveaux de tensions/courants alternatifs et continus. Cette tension est limitée à 250 V avec un courant de 25 A max. Cette limitation en courant ne nous permet pas de faire fonctionner la machine à réluctance variable sur toute la plage de vitesse avec un courant max de 61 A.

1.8.1.8 Modules de conditionnement des signaux MLI

Les signaux de commande du convertisseur en 4 ponts-H en sortie de la plateforme dSPACE sont des signaux MLI d'amplitudes de 5 V or les drivers de chaque bras IGBT du convertisseur nécessitent les mêmes signaux de 15 V. Ces modules de conditionnement sont donc conçus (figure 1.41) pour amplifier ces signaux à 15 V et leurs donner une forme en créneaux.



(a) Entrées de conditionneur 5V.



(b) Sorties de conditionneur 15V.

Figure 1.41: Modules de conditionnement des signaux MLI.

1.8.2 Logiciel d'implémentation en temps réel

Le logiciel d'implémentation en temps réel a été réalisé sous MATLAB/Simulink version 8.5 en utilisant les boites d'interaction avec la carte dSPACE fournies (bibliothèque RTI). La structure générale du programme élaboré est présentée sur la figure 1.42.

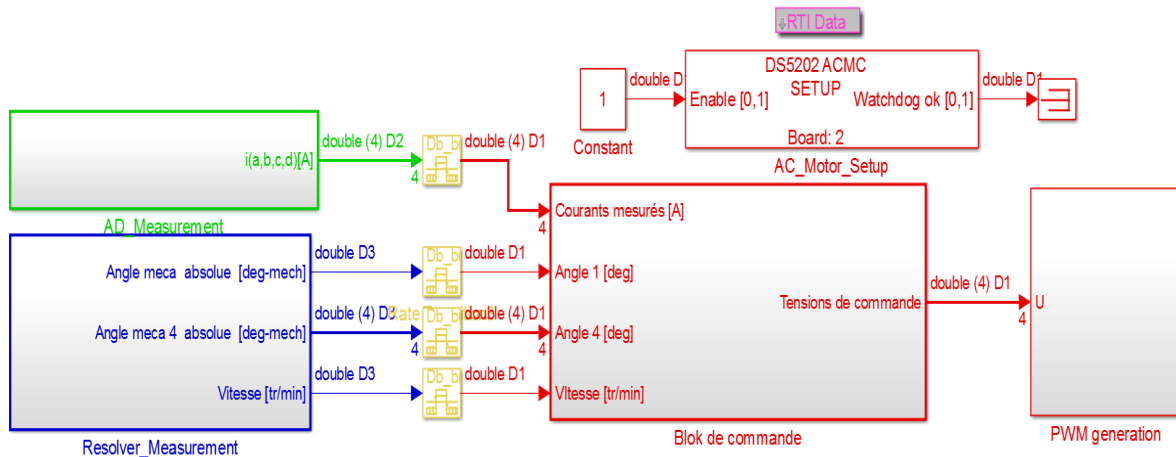


Figure 1.42: Programme principal d'implémentation de la commande de la MRV.

Ce programme est constitué de quatre blocs :

- 1) Bloc d'acquisition des courants mesurés ;
- 2) Bloc d'acquisition de la position et de la vitesse mesurées ;
- 3) Bloc de commande ;
- 4) Bloc de génération des signaux de commande MLI.

Pour la simulation en temps réel, nous avons choisi le solveur ode1 (Euler) avec un pas d'intégration fixe $T_s = 10^{-5}s$. Ce pas correspond à la période d'échantillonnage qui sera prise comme une période de référence pour les variables mécaniques et électriques du programme.

Pour le calcul parallèle dans les 4 cœurs de la plateforme dSPACE 1005, nous avons défini différentes périodes d'échantillonnage :

- Deux cœurs avec un pas d'intégration T_s pour les blocs de la commande et de génération des signaux MLI (blocs rouges sur la figure 1.42) ;
- Un cœur avec un pas d'intégration $10 \times T_s$ pour le bloc d'acquisition des courants mesurés (bloc vert) ;
- Un cœur avec un pas d'intégration $100 \times T_s$ pour le bloc d'acquisition de la position et de la vitesse mesurées (bloc bleu).

L'objectif de cette répartition est de réduire le temps de calcul des systèmes complexes en prenant une période d'échantillonnage moins élevée afin d'améliorer la précision d'acquisition et de calcul.

Les blocs évoqués précédemment contiennent les boucles de régulation, la génération des signaux MLI du convertisseur et l'acquisition des courants et de la position mesurés. Le contenu de chaque bloc est donné en détails dans les sous-sections suivantes.

1.8.2.1 Bloc d'acquisition des courants mesurés

Pour le bloc d'acquisition des courants mesurés nous avons besoin de raccorder la sortie des quatre capteurs du courant aux entrées analogiques (ADC) du panel de la plateforme dSPACE 1005 présenté à la figure 1.43.

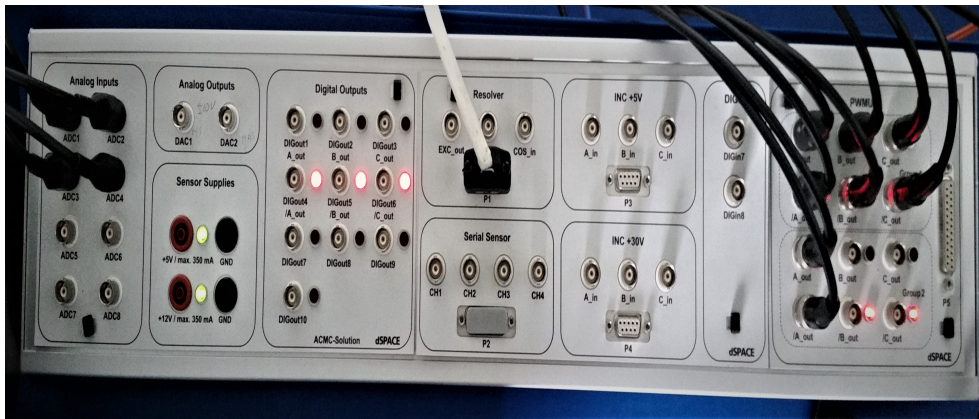


Figure 1.43: Interface E/S de la plateforme DS1005.

La configuration de l'acquisition des courants est réalisée à l'aide des convertisseurs analogiques numériques de la carte DS 5202. Ces convertisseurs fournissent les tensions image des courants données par les modules des courants. Ces courants sont déduits à partir du gain des capteurs 1/0.2143 A/V comme le montre la figure 1.44.

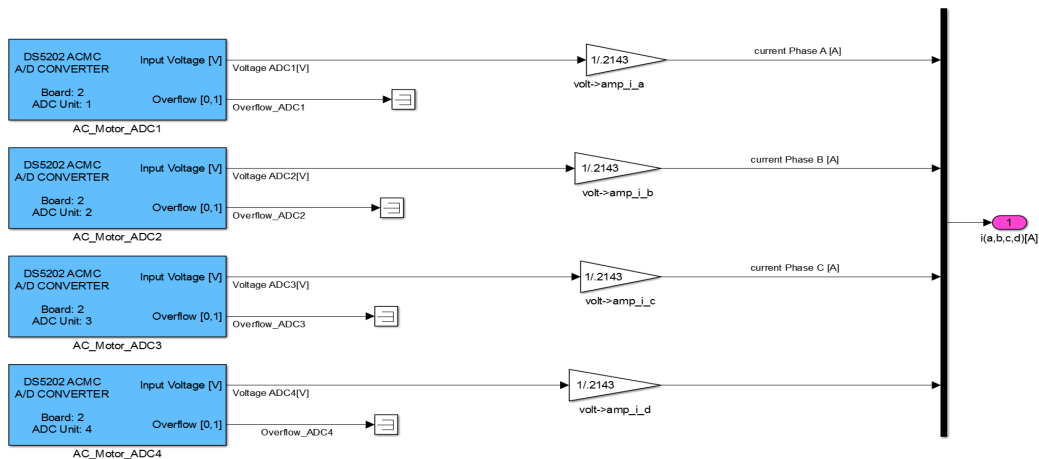


Figure 1.44: Bloc d'acquisition des courants mesurés.

1.8.2.2 Bloc d'acquisition de la position et de la vitesse mesurées

La sortie du résolveur de la MER est liée directement à l'entrée 'resolver' du panel de la plateforme dSPACE 1005. Ce capteur fournit la position angulaire mécanique et électrique en degré ainsi que la vitesse de rotation en tr/min.

Étant donnée que la configuration du résolveur de la carte DS5202 est adaptée à un résolveur de type 1X, une adaptation est donc nécessaire pour récupérer les informations du résolveur de type 3X. Le bloc d'acquisition de la position et de la vitesse présenté à la figure 1.45 montre l'adaptation ces dernières en divisant par 3 la vitesse fournie par le résolveur et en corrigeant l'angle mécanique par un programme de correction afin de récupérer l'angle mécanique réel du rotor.

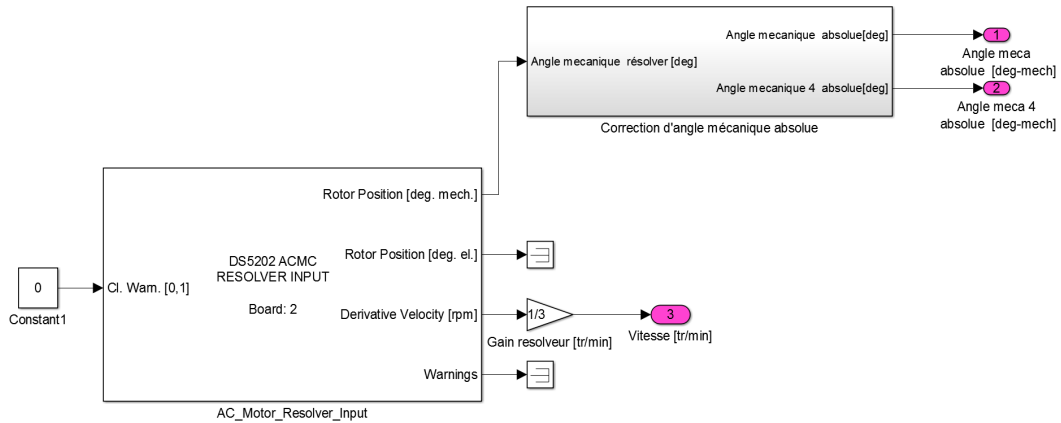


Figure 1.45: Bloc d'acquisition de la position et de la vitesse mesurées.

1.8.2.3 Bloc de commande

Ce bloc (figure 1.46) contient par ordre le boucle de régulation de vitesse, la fonction de répartition du couple total sinusoïdal, la caractéristique courant-position-couple et les quatre boucles de régulation des courants.

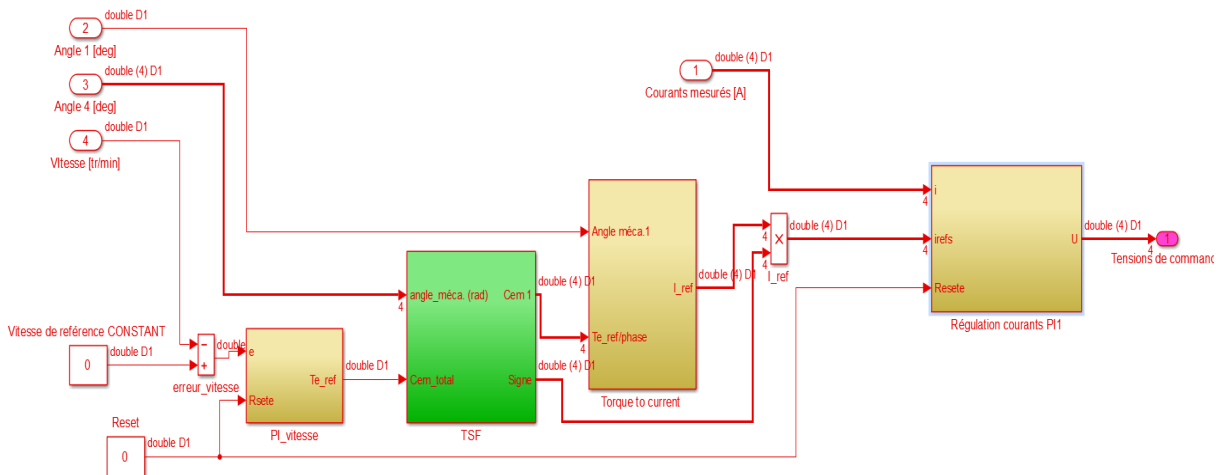


Figure 1.46: Bloc de commande.

Les signaux d'entrée de ce bloc sont la vitesse de référence, les courants mesurés de 4 phases, la position mécanique du rotor et la vitesse de rotation. Ainsi, ce bloc donne à sa sortie les 4 signaux des modulantes qui seront ensuite utilisés par le bloc de génération des signaux MLI.

1.8.2.4 Bloc de génération des signaux de commande MLI

Les 4 signaux des modulantes donnés par le bloc de commande sont comparées à une porteuse triangulaire de 18 kHz et normalisées entre 0 et 1 pour générer les 4 rapports cycliques. Ces rapports sont envoyés ultérieurement aux blocs RTI des deux cartes DS5202 pour générer les 4 signaux MLI et leurs signaux complémentaires comme le montre la figure 1.47.

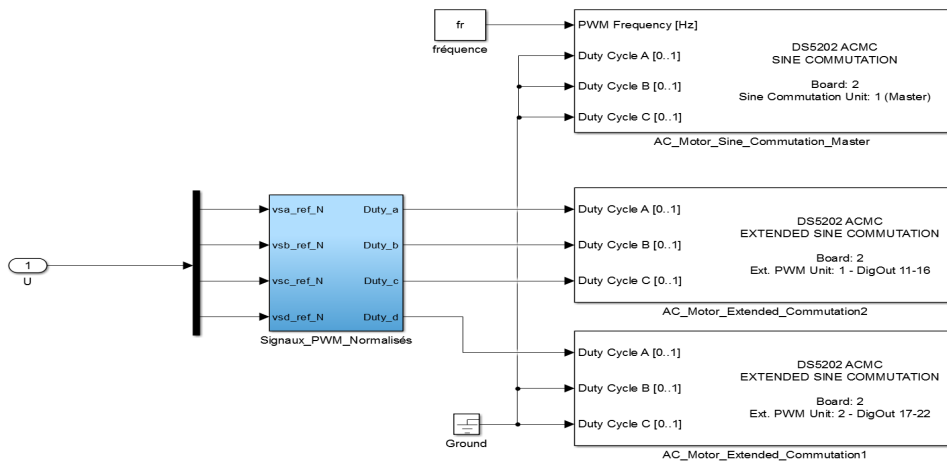


Figure 1.47: Bloc de génération des signaux de commande MLI.

Sur la base du programme principal contenant les 4 blocs, une compilation temps réel est effectuée pour générer le code source qui sera chargé dans la mémoire de la carte DS1005. Parmi les fichiers de code source certains seront utilisés pour l'acquisition des signaux en utilisant le logiciel d'expérimentation.

1.8.3 Logiciel d'expérimentation

Le logiciel d'expérimentation ControlDesk Next Generation 5.5 fourni avec la plateforme dSPACE est utilisé pour construire l'interface de gestion en temps réel de l'expérimentation. La figure 1.48 illustre l'acquisition des signaux mesurés sur ce banc d'essais.

L'application temps réel générée par la compilation du programme principal Matlab/Simulink est chargée dans la mémoire de la carte dSPACE 1005 et permet de créer l'interaction entre l'interface graphique avec la plateforme en temps réel.

Le logiciel est organisé sous la forme des expériences contenant le programme, l'interface de communication avec le programme ("layout") et les liaisons entre les différentes variables et les composants d'interface de la plateforme dSPACE. De même, cette interface graphique permet d'optimiser les paramètres de régulation et les angles d'amorçages θ_{ON} et θ_{OFF} afin d'assurer la stabilité de fonctionnement du banc avec de bonnes performances en boucle fermée.

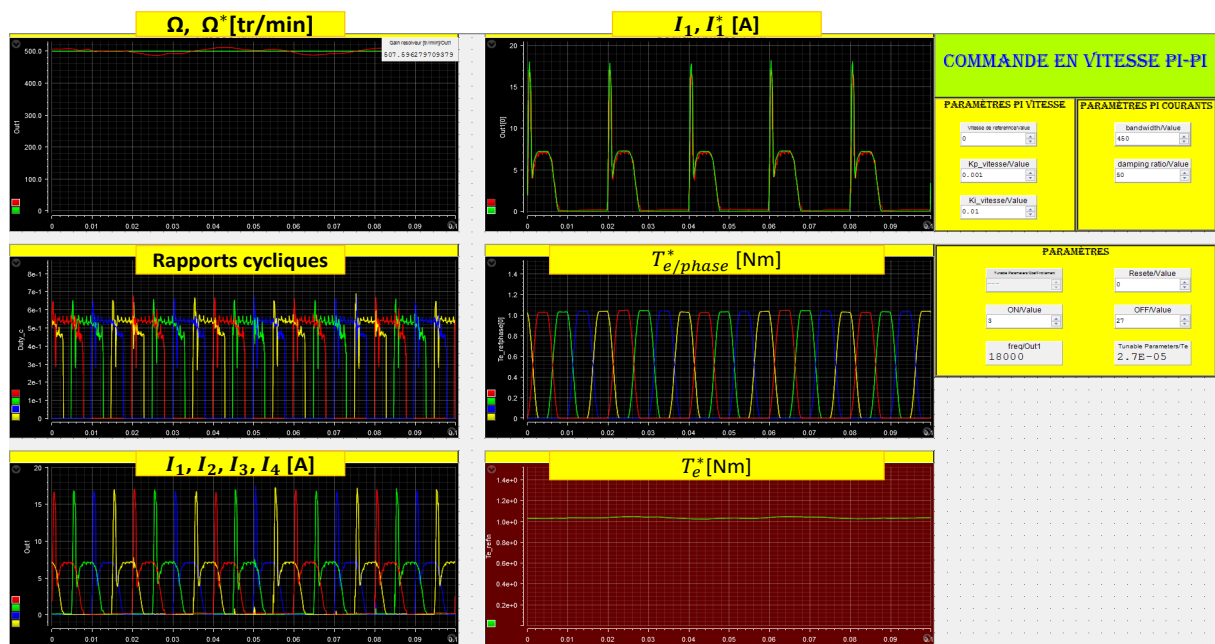


Figure 1.48: Interface graphique.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre d'introduction, le contexte du domaine de la traction électrique est présenté pour justifier l'intérêt et l'actualité du sujet. La recherche dans ce domaine est motivée par la croissance rapide du marché des véhicules électriques et par les nombreux rapports des organisations de transport internationales qui indiquent le vif intérêt que susciteront les véhicules électriques dans les décennies à venir.

Les critères spécifiques imposés par ce domaine sont identifiés pour définir les objectifs à atteindre par la solution proposée. Ensuite, une comparaison des solutions de traction électrique existantes sur le marché est réalisée. Plusieurs types de machines électriques sont comparés selon des critères spécifiques à l'application.

À partir de ces résultats, le choix de la machine à réluctance variable en tant que solution de traction électrique est justifié et les notions générales de structure et de fonctionnement sont présentées. Le principe de son fonctionnement est expliqué, ainsi que les équations qui régissent la production du couple. Enfin, les différents convertisseurs utilisés pour son alimentation sont présentés.

CHAPITRE 2

COMMANDE ROBUSTE DE LA MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE DÉDIÉE À LA TRACTION ÉLECTRIQUE

Sommaire

2.1	Introduction	60
2.2	La commande robuste de la Machine à Réluctance Variable	61
2.3	Différentes stratégies de commande en couple de la Machine à Réluctance Variable	65
2.3.1	Stratégie de commande en couple indirecte	66
2.3.2	Stratégie de commande en couple directe	70
2.4	Stratégie de commande en vitesse de la Machine à Réluctance Variable	71
2.5	Commande classique PI	72
2.5.1	Synthèse du régulateur PI pour la boucle de vitesse	72
2.5.2	Synthèse des régulateurs PI pour les boucles des courants	74
2.5.3	Résultats de simulation	74
2.6	Théorie de la commande robuste par mode glissant	78
2.6.1	Synthèse de commande robuste par mode glissant classique	79
2.6.2	Synthèse du régulateur de vitesse et des courants par mode glissant classique	81
2.7	Modes glissants d'ordre supérieur	88
2.7.1	Commande par modes glissants d'ordre supérieur	89
2.7.2	Commande par modes glissants d'ordre deux	90
2.7.3	Synthèse du régulateur de vitesse et des courants par l'algorithme du Super-Twisting	94
2.8	Étude comparative et analyse de robustesse	100
2.8.1	Comparaison quantitative	100
2.8.2	Étude de robustesse	103
2.9	Résultats expérimentaux	110
2.10	Conclusion	113

2.1 Introduction

Les INDUSTRIELS AUTOMOBILES s'intéressent aujourd'hui de plus en plus à la machine à réductance variable pour ses avantages évoqués dans le chapitre état de l'art. De même, nous avons aussi cité dans ce chapitre ses inconvénients, à savoir l'ondulation du couple et le bruit acoustique. Néanmoins, ces derniers peuvent être réduits, voire éliminés soit par l'optimisation de la conception, soit par la commande ou soit par les deux. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la commande robuste de la machine à réductance variable dédiée à la traction électrique. Étant donné, que le modèle de la machine est fortement non linéaire, la commande linéaire n'est pas suffisante pour assurer de bonnes performances en boucle fermée. Pour cette raison, nous allons concevoir d'autres types de commande qui prennent en compte la non linéarité du modèle. Les commandes proposés sont basés sur la théorie de la commande par mode glissant où les régulateurs sont développés pour la régulation de la vitesse et la régulation des courants statoriques.

Dans la première section de ce chapitre, un état de l'art sur les différents types de stratégies de commande de la machine à réductance variable est présenté. Pour la traction électrique, la machine à réductance variable est commandée en couple où deux commandes sont proposées :

- Commande en couple directe.
- Commande en couple indirecte.

Dans notre cas, la seconde stratégie est sélectionnée pour l'intégrer en cascade avec la commande en vitesse. Pour cette stratégie de commande vitesse/courants, nous avons proposé en premier une régulation classique du type PI. Pour améliorer les performances de la chaîne de traction électrique, d'autres commandes avancées à base de la théorie de mode glissant sont proposées. L'avantage de cette étude est d'effectuer une comparaison des performances entre les différentes commandes proposées. Enfin, une étude de robustesse est effectuée sur les variations paramétriques afin d'évaluer les commandes présentées.

2.2 La commande robuste de la Machine à Réductance Variable

La conception de la machine à réductance variable existe depuis le milieu des années 1800. La machine a été inventée à l'origine en Écosse au nord du Royaume-Uni pour propulser une locomotive [79]. Cependant, la commutation entre ses phases a été réalisée avec des commutateurs mécaniques, ce qui a limité le développement de la machine et de sa commande. L'invention de IGBT et de MOSFET dans les années soixante-dix, et l'introduction de l'électronique de puissance a attribué à l'augmentation de l'intérêt de la MRV dans le domaine industriel, depuis lors, plusieurs prototypes ont vu le jour.

Le premier prototype de la machine à réductance variable est présenté entre 1961 et 1968; une machine triphasée 6/4 a été introduite à l'aide d'un cycloconvertisseur [80], mais elle n'a pas pu être développée, car le coût de fabrication des circuits de commutation à base des thyristors a été jugé inacceptable. Simultanément, plusieurs auteurs ont traité de manière exhaustive les caractéristiques et les principes de fonctionnement de la machine. Des recherches approfondies menées sur les machines à réductance variable au cours des années 1965-1979 [81, 82] ont mis en évidence les possibilités d'une conversion énergétique efficace de la MRV.

L'acceptation de la technologie à réductance variable au cours des années quatre-vingt, importe un accent essentiel sur les machines MRV. Dans cette période, diverses publications scientifiques ont contribué à la modélisation, à la conception et au contrôle de la MRV. Nous pouvons citer ici les travaux de Lawrenson et al. 1980 [83], Ray et al. 1984 [84], Arumugam et al. 1985 [85], Miller 1985 [86], et Lindsay et al. 1986 [87] qu'ils sont toujours référés pour des études de simulation, commande, conception et amélioration des performances de la machine, ainsi que de nombreux sujets connexes.

Depuis 1980, la recherche sur la MRV s'est concentrée sur la compréhension des facteurs qui affectent l'efficacité de la conversion d'énergie et a, par la suite, contribué au développement de l'entraînement de la machine. Différentes études ciblant ces facteurs ont été rapportées en utilisant différentes techniques. L'étude de la géométrie des pôles réalisée par Arumugam et al. [88] ont étudié l'effet de variation des profils de faces polaires standard de la MRV sur la forme du couple électromagnétique produit par cette dernière. Dans la continuité de l'approche de modification de la géométrie, les travaux de Moallem et al. 1992 [89] discutent de la minimisation des ondulations de couple en prenant en compte les modifications de la géométrie du rotor (sans tenir compte de la technique de contrôle). Ainsi, les formes des pôles de rotor classiques ont été modifiées de différentes manières, telles que chanfreinage, inclinaison, etc. Alors que les travaux de Husain and Ehsani 1996 [90] décrivent la minimisation des ondulations de couple par la technique de contrôle de courant (sans tenir compte de la géométrie des pôles).

Parallèlement aux études concernant la machine, plusieurs efforts ont été déployés pour comprendre les convertisseurs de la MRV. Initialement, Ray and Davis 1979 [91] ont proposé un seul commutateur par phase pour faire fonctionner la MRV dans les quatre quadrants. Un double commutateur par phase et un triple commutateur par phase ont également été examinés pour rechercher les topologies de circuit de convertisseur possibles.

Le convertisseur C-dump présenté par Ehsani et al. 1987 [92], a été correctement reconnu car, grâce à ce convertisseur, l'énergie emmagasinée dans l'enroulement d'une phase pendant la phase de magnétisation est évacuée dans le condensateur pendant la phase de démagnétisation. Une étude comparative de toutes les topologies de convertisseurs possibles pour la MRV est présentée dans [75].

Les travaux sur la connaissance physique et mathématique de la MRV et de ses convertisseurs de puissance, ouvrent la porte au développement de différentes stratégies de contrôle dédiées à l'entraînement de la machine. Un grand nombre de stratégies de contrôle ont été proposées dans la littérature scientifique avec différents objectifs de contrôle (contrôle de position, contrôle de vitesse, contrôle de couple, etc.). Ilic et al. 1987 [93] ont proposé une stratégie de contrôle vitesse/couple séparée par retour d'état en linéarisant le modèle de la MRV qui hautement non linéaire. Cette approche introduit une transformation pour convertir un modèle non linéaire en un modèle linéaire équivalent qui permet de concevoir une commande linéaire simple mais sans importer des performances suffisantes sur toute la plage de la vitesse.

Sur la base du modèle linéaire obtenu par la méthode de linéarisation par retour d'état, Amor et al. 1993 [94] ont proposé de contrôler la position de la machine par le contrôle de la tension d'alimentation. Ce dernier est effectué avec la technique de placement de pôles. Les résultats ainsi obtenus ont montré que le système (convertisseur-MRV) en boucle fermée présentait, avec un couple charge, une erreur statique non nulle en régime stationnaire. Afin d'annuler cette erreur, une solution a été proposée par Haiqing et al. 1996 [95] impliquant l'introduction d'un intégrateur dans la chaîne de commande. Cette solution présente l'avantage d'éliminer également les erreurs dues aux incertitudes de la modélisation.

Les méthodes de contrôle basées sur la stratégie de linéarisation ont démontré que le couple électromagnétique produit par la machine est de nature très pulsatoire, en particulier lorsque les erreurs de modélisation sont considérables. Afin de résoudre ce problème, Russa et al. 1998 [96] ont proposé de contrôler aussi le couple par des boucles de courants à hystérésis.

Une autre stratégie, par linéarisation, pour contrôler la vitesse de la MRV est présentée par Kim and Ha 1996 [97]. La commande proposée est décomposée en deux : une commande en vitesse basée sur la linéarisation d'équation mécanique de la machine et une commande en courants (boucles internes) basée sur des régulateurs proportionnel intégral PI avec un anti-windup integrator adapté.

Vu l'intérêt croissant de la MRV, à partir de l'an 2000, plusieurs techniques de contrôle sont utilisées pour contrôler la vitesse, le couple ou la position de la machine dans diverses applications. Le contrôle des courants statoriques de la MRV a souvent été réalisé au moyen de régulateurs de courant à hystérésis, ce qui a pour effet de fournir une poursuite de référence de courants dans une bande d'hystérésis [98, 99]. La commande par les régulateurs PI est largement utilisée pour le contrôle de la vitesse et du courant. Ce type de régulateur présente l'avantage de la simplicité et du faible coût de mise en œuvre. Pour trouver les paramètres optimaux pour chaque point de fonctionnement, un régulateur PI avec gain scheduling est proposé dans [100].

Due à la saturation magnétique et la forte nonlinéarité du modèle magnétique de la MRV, les commandes non linéaires avancées sont introduites. De nombreuses techniques ont été présentées dans la littérature pour contrôler la vitesse/la position de la machine où chacune a ses avantages et ses inconvénients. La méthode de linéarisation adaptative a été introduite dans [101] pour résoudre des problèmes de robustesse dans le contrôle de vitesse/position de la MRV. Cependant, le processus de synthèse du contrôleur était complexe et dépendait également du modèle exact de charge mécanique. Cela nécessitait également une connaissance complète des caractéristiques magnétiques de la machine.

L'utilisation de la technique de la logique floue a été rapportée dans [102, 103, 104] etc. pour contrôler la vitesse de la machine à réductance variable. Néanmoins, dans cette technique, la sélection d'un ensemble de règles approprié était obligatoire et une bonne connaissance du comportement du système et du régulateur flou est essentielle pour la sélection des fonctions d'appartenance requises. En outre, l'optimisation des paramètres dans la fonction d'appartenance était très complexe. Une structure de commande floue adaptative pour minimiser l'incertitude paramétrique est présentée dans [105]. Dans [106], les auteurs présentent un contrôleur hybride neuro-fuzzy pour le contrôle direct du couple de la machine à réductance variable. Les résultats de la simulation effectuée dans cet article montrent une réponse plus rapide du couple, ainsi qu'une diminution significative de l'ondulation du couple.

Les approches de contrôle H_∞ sont utilisées pour synthétiser un contrôleur robuste permettant de contrôler la vitesse de la MRV [107, 108]. Cette approche montre sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des erreurs de modélisation machine. De plus, l'utilisation de contrôleurs H_∞ à ordre fixe offre à terme une robustesse comparable à celle des régulateurs H_∞ standard.

La commande non linéaire à structure variable par mode glissant, qui a émergé de l'Union Soviétique dans les années 1960, a attiré l'attention des chercheurs en raison de sa structure simple, de sa robustesse et de sa facilité d'implantation en temps réel. La technique du mode glissant a été utilisée pour la commande de vitesse ou de position de la MRV [109, 110, 111]. En plus de ces avantages, il présentait l'inconvénient de la réticence (chattering), ce qui est dangereux pour les systèmes d'entraînement car ils excitaient une dynamique non modélisée pouvant causer des problèmes et des instabilités imprévus. Un certain nombre de techniques ont été développées pour surmonter le phénomène de chattering. Une technique consistait à utiliser une couche limite (boundary layer) dans laquelle la fonction de saturation était introduite pour approcher le terme de fonction de signe sur la commande discontinue. L'inconvénient de cette solution est la convergence lente du système en boucle fermée et aussi l'erreur statique non nulle en régime permanent. Afin d'annuler l'erreur statique, une solution qui consiste à utiliser la

commande par mode de glissant d'ordre supérieur est rapportée dans [112]. Dans [113] les auteurs ont utilisé la commande par mode glissant pour contrôler la vitesse de la MRV, mais leur travail ne tenait pas compte de la saturation magnétique. Pour compléter ce travail, l'article [114] a pris en compte la saturation magnétique de la machine et a développé un contrôleur par mode glissant conventionnel pour le contrôle de la vitesse comparant ses performances à un contrôleur PI. La loi de commande proposée a montré sa robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations inconnues. La comparaison des performances de contrôle de vitesse par mode glissant et un régulateur PI a également été rapportée dans [115]. Une étude comparative entre la commande de vitesse de la MRV par mode de glissement, PI et logique a été rapportée dans [116]. Les performances ont été mesurées en termes de temps de réponse, l'erreur statique, le dépassement et la capacité à convaincre le couple de charge à différents points de fonctionnement. Les résultats de la simulation ont prouvé que la performance du contrôleur en mode glissant était meilleure que celle des contrôleurs PI et de la logique floue.

Le tableau 2.1 ci-dessous présente un résumé comparatif des différentes stratégies de contrôle appliquées à la machine à réductance variable. Un signe "++" ou un signe "- -" est attribué à chaque stratégie de contrôle, selon qu'elle répond ou non au critère de performance sélectionné [42].

Type de Commande	Performances dynamiques	Robustesse face aux incertitudes paramétriques	Réduction des ondulations de couple	Simplicité d'implantation
Commande linéarisante par retour d'état	++	-	-	-
Commande par modes glissants	++	++	+-	+-
Commande par logique floue	++	++	++	-
Commande par réseaux de neurones	++	++	++	-
Commande adaptative	++	++	++	-
Commande par H infini	++	++	++	+-

Tableau 2.1: Tableau comparatif des différentes stratégies de contrôle appliquées au contrôle de la machine à réductance variable.

2.3 Différentes stratégies de commande en couple de la Machine à Réductance Variable

Dans le contexte de la traction électrique, l'efficacité énergétique de l'ensemble de la transmission est primordiale. En effet, la machine électrique doit offrir un rendement élevé et un couple moyen avec de faibles ondulations en régime établi sur toute la plage de vitesses. Un grand nombre de publications ont abordé le problème de la stratégie de contrôle de la machine à réductance variable tenant compte de ces exigences. Dans ce contexte, nous nous concentrerons dans cette section sur la mise en œuvre de différentes stratégies de commande évoquées dans la littérature pour justifier notre choix.

La chaîne de traction du véhicule électrique (figure 2.1) est composée d'une machine électrique reliée mécaniquement à la charge véhicule par l'intermédiaire d'un réducteur. L'alimentation de la machine électrique est assurée par un convertisseur de puissance associé à une batterie haute tension [117].

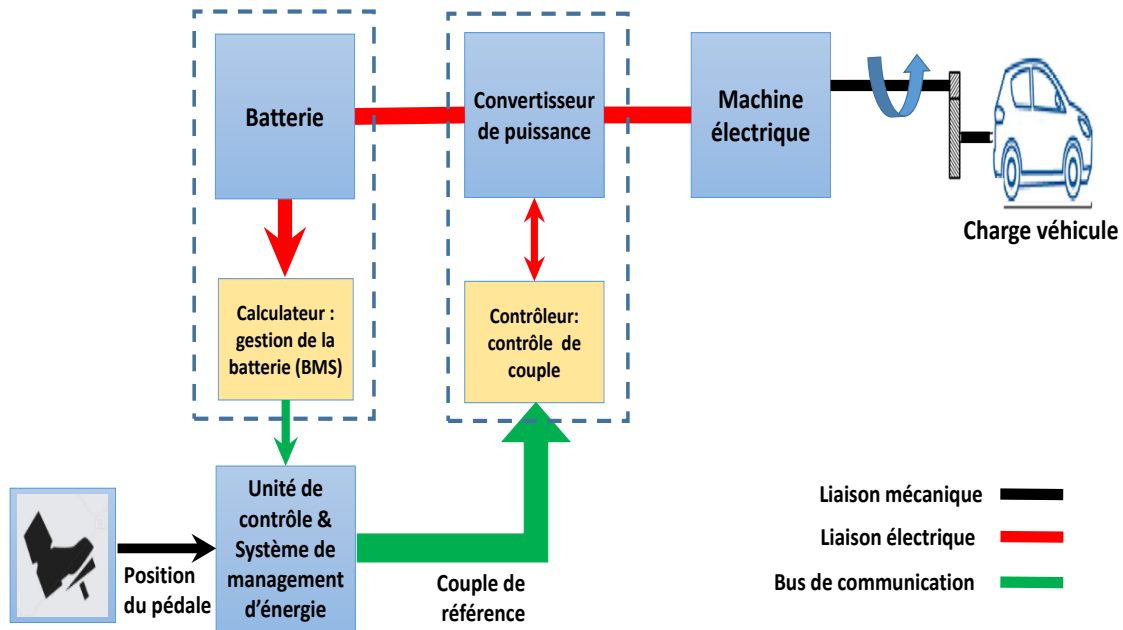


Figure 2.1: Configuration générale de la chaîne de traction électrique [117].

La propulsion du véhicule est assurée par le conducteur via la pédale accélération et la pédale frein mécanique. Les positions de ces deux pédales sont transmises à l'unité de contrôle afin de fournir les couples de références en mode moteur et en mode génératrice (freinage récupératif). En effet, les machines électriques utilisées pour la traction de véhicules sont contrôlées en couple. Dans le cas d'une machine synchrone et asynchrone, ce couple est lisse, tandis que, dans la machine à réductance variable, ce couple est ondulateur en raison de sa construction. Une ondulation de couple élevée entraîne donc un bruit acoustique et dégrade les performances de la chaîne de traction électrique ainsi que le confort du conducteur.

De nombreuses technologies avancées ont été proposées pour réduire voire éliminer l'ondulation du couple, par le développement de nouvelles topologies de machines et/ou l'amélioration de sa stratégie de commande. A ce jour, deux stratégies de commande en couple sont principalement utilisées [118, 119] :

- Stratégie de commande en couple indirecte
- Stratégie de commande en couple directe

2.3.1 Stratégie de commande en couple indirecte

Dans cette stratégie appelée en anglais Indirect Torque Control (ITC), le couple électromagnétique produit par la machine est généralement contrôlé indirectement par le contrôle des courants statoriques ou par le contrôle des flux magnétiques. Du fait de la simplicité de mesure des courants en temps réel, le contrôle indirect du couple est souvent réalisé par le contrôle des courants de phases [120]. Les références des courants de phases (I^*_j) sont obtenues en inversant la caractéristique de couple en fonction de la position du rotor et du courant ($T_e(I, \theta)$) comme montré à la figure 2.2.

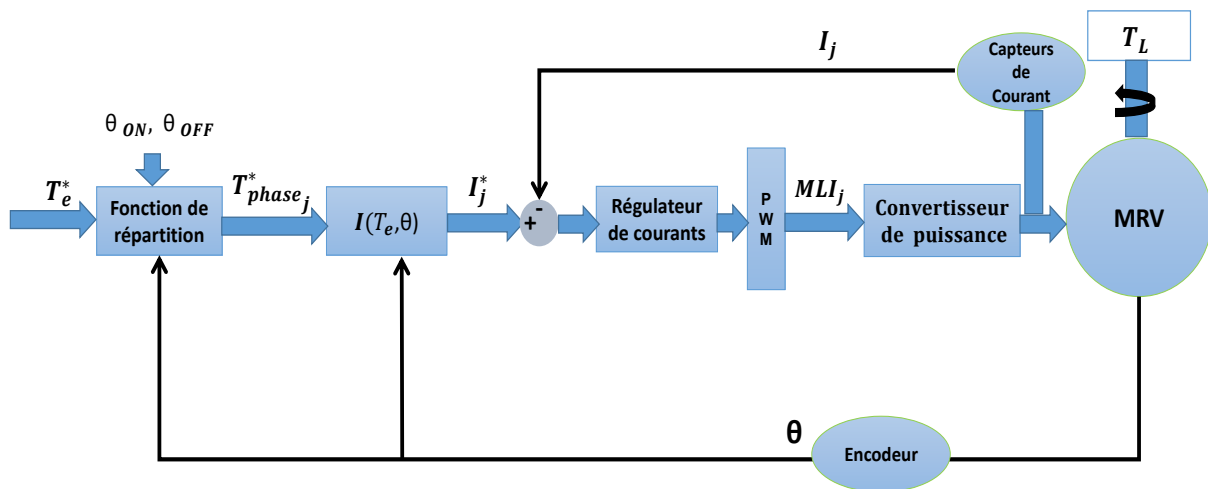


Figure 2.2: Stratégie de commande en couple indirecte [121].

Cette caractéristique est obtenue par simulation en utilisant la méthode des éléments finis. Les interpolations linéaires sont donc utilisées pour calculer les courants de référence en utilisant à la fois la demande en couple par phase (T_{phase_j}) et la mesure de la position du rotor (θ) à chaque instant.

Dans cette stratégie de commande, les couples de références par phase sont générés par une fonction de répartition (Torque Sharing Function, TSF, dans la littérature anglophone) à partir du couple total de référence (T^*_e) et les angles de commande ($\theta_{ON}, \theta_{OFF}$).

La répartition du couple de référence total sur les couples de références par phase est généré sur la base de l'évolution de l'inductance par phase en fonction de la position rotorique.

La figure 2.3 illustre un profil de couple-inductance typique par phase pour un courant constant.

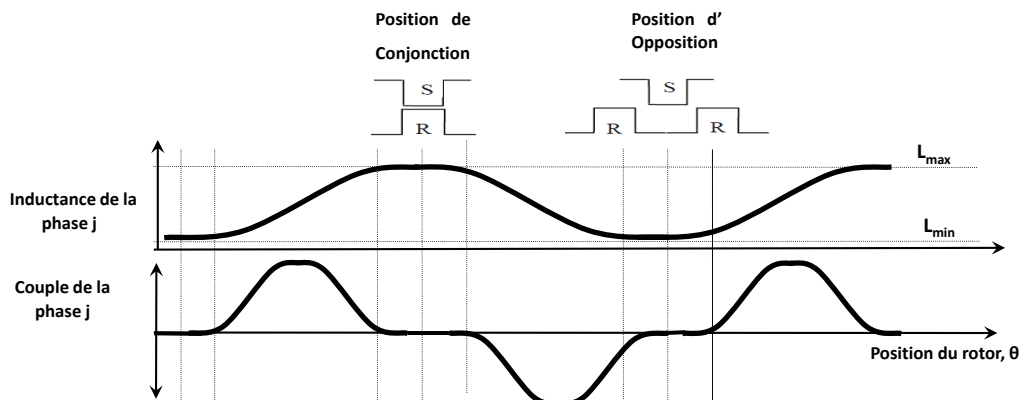


Figure 2.3: Profil de couple-inductance typique d'une phase pour un courant constant [122].

Lorsque les effets de la saturation magnétique sont négligés, la machine produit un couple minimal dans les régions où le changement d'inductance est faible par rapport aux régions où le changement d'inductance est important. Dans ce cas, nous rappelons que l'expression du couple instantané de la phase j est donnée par :

$$T_{phase\ j} = \frac{1}{2} \frac{dL_j(\theta)}{d\theta} I_j^2 \quad (2.1)$$

Cette relation devient encore plus non linéaire si les effets de saturation sont inclus. Par conséquent, afin de maintenir un couple constant, le profil de courant doit être ajusté en permanence pendant la phase de conduction.

Le couple total développé par la machine est la somme des couples produits par chaque phase. Pour obtenir un couple total constant, une technique de commutation douce basée sur la fonction de répartition du couple est nécessaire pour passer d'une phase à l'autre. D'autre part, le taux d'ondulation du couple aux moments de commutation (période de chevauchement) est important si le processus de commutation n'est pas lisse. La fonction de répartition du couple partage le couple de la demande totale (couple de référence total) entre deux phases successives sur une large plage et fournit une augmentation et une diminution graduelles de la demande de couple pour chaque phase. Et par conséquent, diminuer les ondulations de couple aux instants de commutation et réduire les forces magnétiques radiales excessives générant un bruit audible [123].

Le couple de référence de chaque phase est exprimé en fonction de la fonction de répartition ($F_j(\theta)$) et le couple de référence total comme suit :

$$T_{phase\ j}^* = F_j(\theta) \cdot T_e^* \quad (2.2)$$

Plusieurs formes peuvent être données à la fonction de répartition, linéaire, sinusoïdale, cubique, exponentielle et d'autres [124, 125]. Les expressions de principales formes utilisées dans la littérature de de

chaque fonction de répartition sont données par les équations suivantes [126] :

$$F_j(\theta)_{Linéaire} = \begin{cases} \frac{\theta - \theta_{0j}}{\theta_{1j}} & \text{Si } \theta_{0j} \leq \theta \leq \theta_{1j} \\ 1 & \text{Si } \theta_{1j} \leq \theta \leq \theta_{2j} \\ \frac{\theta_{3j} - \theta}{\theta_{2j}} & \text{Si } \theta_{2j} \leq \theta \leq \theta_{3j} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$F_j(\theta)_{Sinusoïdale} = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos[m.N_r(\theta - \theta_{0j})] & \text{Si } \theta_{0j} \leq \theta \leq \theta_{1j} \\ 1 & \text{Si } \theta_{1j} \leq \theta \leq \theta_{2j} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos[m.N_r(\theta - \theta_{2j})] & \text{Si } \theta_{2j} \leq \theta \leq \theta_{3j} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$F_j(\theta)_{Cubique} = \begin{cases} \frac{3}{\theta_{0j}^2}(\theta - \theta_{1j}) - \frac{2}{\theta_{0j}^3}(\theta - \theta_{1j})^2 & \text{Si } \theta_{0j} \leq \theta \leq \theta_{1j} \\ 1 & \text{Si } \theta_{1j} \leq \theta \leq \theta_{2j} \\ 1 - [\frac{3}{\theta_{2j}^2}(\theta - \theta_{3j}) - \frac{2}{\theta_{2j}^3}(\theta - \theta_{3j})^2] & \text{Si } \theta_{2j} \leq \theta \leq \theta_{3j} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$F_j(\theta)_{Exponentielle} = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{\theta - \theta_{0j}}{\theta_{1j} - \theta_{2j}}\right)^{2m.N_r} & \text{Si } \theta_{0j} \leq \theta \leq \theta_{1j} \\ 1 & \text{Si } \theta_{1j} \leq \theta \leq \theta_{2j} \\ \exp\left(-\frac{\theta - \theta_{2j}}{\theta_{3j} - \theta_{2j}}\right)^{2m.N_r} & \text{Si } \theta_{2j} \leq \theta \leq \theta_{3j} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (2.6)$$

Où :

- m est le nombre de phases de la machine
- N_r est le nombre de pôles rotoriques
- θ_{0j} est l'angle de début de magnétisation de la phase j
- θ_{1j} est l'angle où le couple de la phase j arrête de croître
- θ_{2j} est l'angle où le couple de la phase j commence de baisser
- θ_{3j} est l'angle où le couple de la phase j atteint le zéro

Avec :

$$\theta_{0j} = \theta_{ON}, \theta_{3j} = \theta_{OFF}, \theta_p = \theta_{OFF} - \theta_{ON}$$

$$\theta_{1j} = \theta_{ON} + \left(\theta_p - \frac{2\pi}{m}\right), \theta_{2j} = \theta_{ON} + \left(\frac{2\pi}{m}\right)$$

Où :

- θ_{ON} est l'angle d'amorçage
- θ_p est la durée de conduction

La figure 2.4 illustre chaque fonction de répartition.

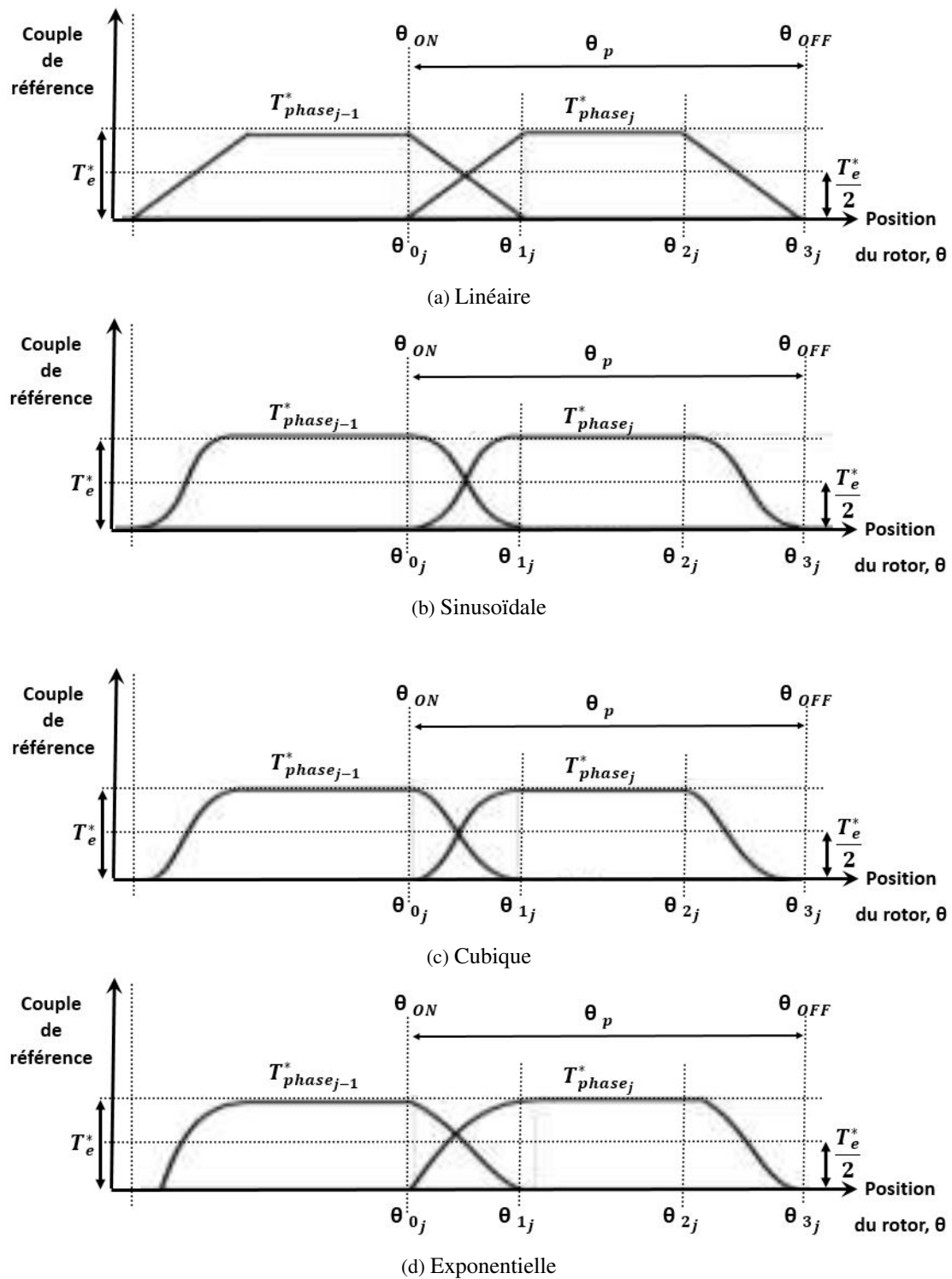


Figure 2.4: Formes conventionnelles de la fonction de répartition de couple [126].

2.3.2 Stratégie de commande en couple directe

Le contrôle de couple direct (Direct Torque Control, DTC, en anglais) de la machine à réductance variable est basé sur la détermination directe de la séquence de commandes appliquée aux commutateurs de convertisseur de puissance. Cette stratégie repose généralement sur l'utilisation de comparateurs d'hystérésis dont le rôle est de contrôler les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique ou par l'estimation direct du couple produit à partir des courants de phases et la position du rotor par la machine comme le montre la figure 2.5 [127, 128].

Dans la procédure de contrôle de couple direct, le couple de référence est comparé au couple machine réel (ou estimé) pour définir le signe d'erreur de la commande en couple. Selon la position du rotor, une phase spécifiée sera sélectionnée et excitée afin de générer plus de couple ou de réduire le couple de la machine pour obtenir le couple de référence souhaité. Cette sélection se fait à l'aide d'une table de commutation qui est synthétisée à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et constitue ainsi le noyau de l'algorithme de commande [129].

La commande DTC présente l'avantage d'être beaucoup moins sensible aux variations paramétriques que la commande ITC. Aussi, elle permet d'obtenir des réponses en couple plus rapides. De plus, elle ne nécessite pas l'utilisation des fonctions de répartition. Cependant, les inconvénients de la stratégie DTC classique sont aussi de taille, et la plupart sont dérivés du fait que la fréquence de commutation est fortement variable. Cette variation génère des ondulations de couple élevées en comparaison avec la commande ITC.

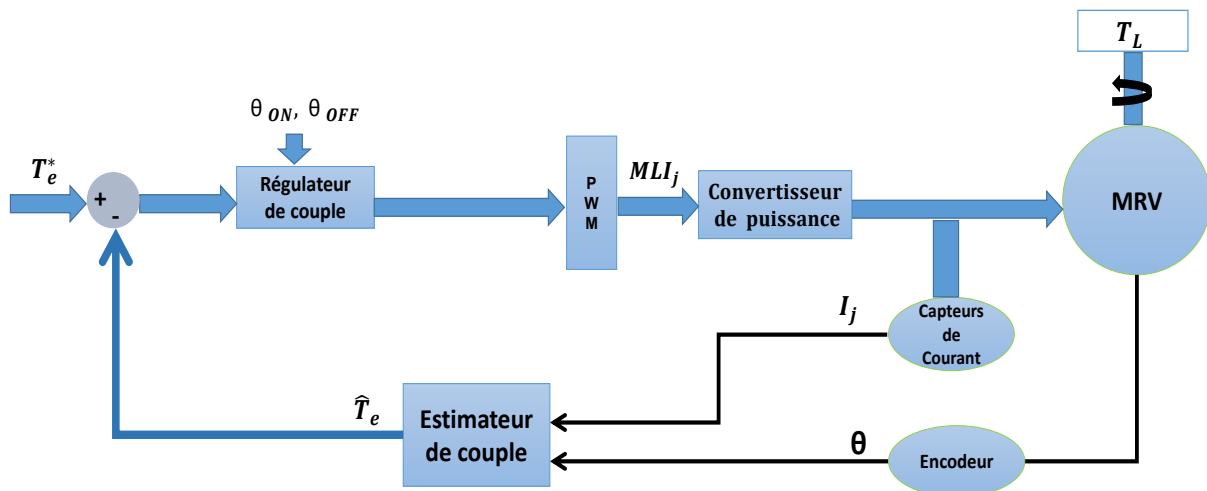


Figure 2.5: Stratégie de commande en couple directe [129].

Sur la base des deux commandes en couple proposées précédemment, la commande indirecte a été choisie pour sa simplicité et facilité d'implémentation où nous avons seulement à rajouter la fonction de répartition et l'inverse des caractéristiques (Courant-Couple-Position) de la MRV.

2.4 Stratégie de commande en vitesse de la Machine à Réductance Variable

Dans les véhicules d'aujourd'hui les industriels proposent pour des raisons de sécurité, et de confort, des régulateurs de vitesse dans les calculateurs selon la norme ISO 26262 [130]. Ce réglage permet de corriger le comportement du conducteur (régulateur de vitesse réelle) afin d'optimiser la consommation énergétique des véhicules notamment les véhicules électriques où l'énergie est limitée par la capacité des batteries. En outre, ce régulateur de vitesse pourrait être intégré dans les ADAS et les véhicules autonomes.

Pour cette raison, une régulation en vitesse est proposée pour asservir la chaîne de traction électrique. La stratégie de commande proposée est basée sur la commande en couple indirecte. Dans la chaîne de traction qui fait l'objet de cette étude, une stratégie de commande en vitesse est proposée pour l'asservissement d'une machine à réductance variable à quatre phases 8/6 associée à une charge mécanique où les paramètres physiques et les caractéristiques magnétiques sont donnés en annexe 1. Pour l'alimentation, un convertisseur de puissance à 8 bras en demi-pont symétrique associé à une batterie est utilisé.

La figure 2.6 présente la stratégie de commande avec un régulateur de vitesse et quatre régulateurs de courants dont les consignes sont déduites de la caractéristique $I(T_e, \theta)$. Aussi, le régulateur de vitesse fournit le couple total de référence qui nous permet de déduire, via une fonction de répartition sinusoïdale, les couples de références de quatre phases.

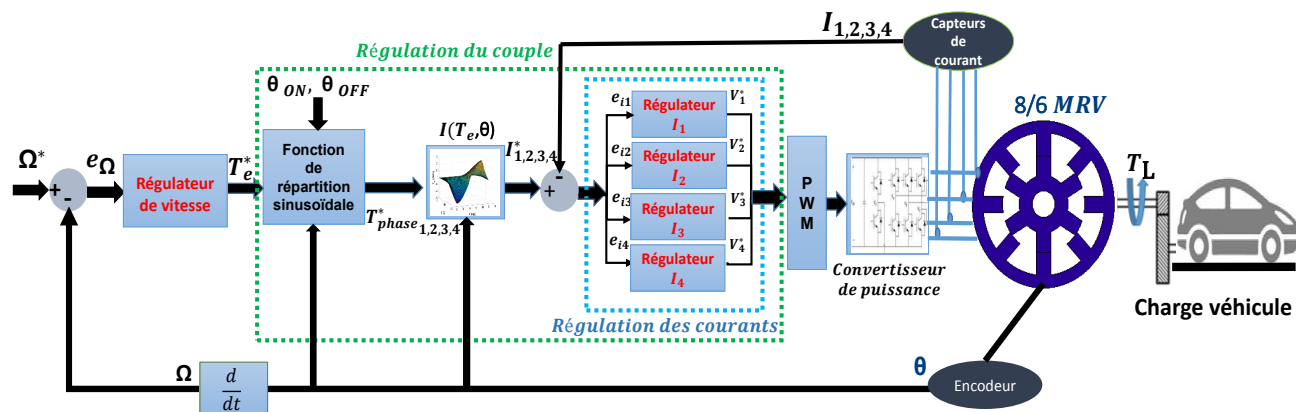


Figure 2.6: Stratégie de commande en cascade vitesse/courants.

Pour cette stratégie de commande, différents régulateurs de vitesse et des courants sont proposés afin d'améliorer les performances de la chaîne de traction, à savoir, l'ondulation du couple, la poursuite de vitesse et le temps de réponse :

- Régulateurs classiques vitesse/courants du type PI
- Régulateurs vitesse/courants par mode glissant
- Régulateur vitesse/courants par mode glissant d'ordre supérieur (Algorithme de Super Twisting)

2.5 Commande classique PI

Dans cette section, nous nous intéressons à la commande classique PID pour la synthèse des régulateurs vitesse/courants. Cette régulation est très connue par les industriels pour sa simplicité, sa robustesse ainsi que sa facilité d'implémentation. Pour la machine à réductance variable de la chaîne de traction VE, les régulateurs choisis sont du type PI pour les boucles de régulation en cascade vitesse/courants dont le signal de commande est donné par :

$$u_c(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \tau \quad (2.7)$$

où $e(t)$ est l'erreur entre la consigne et la mesure de la variable à contrôler. Les termes K_p et K_i sont respectivement les gains proportionnel et intégral. Le calcul de ces gains pour la boucle de vitesse et les boucles de courant est basé sur le modèle de la MRV où nous allons utiliser l'équation mécanique pour le régulateur PI vitesse et les équations électriques pour les régulateurs PI courants.

2.5.1 Synthèse du régulateur PI pour la boucle de vitesse

Les paramètres de régulateur PI vitesse sont calculés en supposant que la dynamique des boucles de courants est négligeable par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse. Ceci est dû à la constante de temps électrique qui est très faible en comparaison à la constante de temps mécanique. Sur la base de cette hypothèse on ne considère que l'équation mécanique de la machine qui peut s'écrire sous la forme :

$$T_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega + T_L \quad (2.8)$$

Pour le régulateur de vitesse, le signal de commande u_c représente le couple de référence total de la machine T_e^* :

$$T_e^* = K_p(\Omega^* - \Omega) + K_i \int (\Omega^* - \Omega) d\tau \quad (2.9)$$

Où $\Omega^* - \Omega$ est l'erreur entre la vitesse consigne et la vitesse mesurée.

En remplaçant l'équation (2.8) dans (2.9) avec $T_e = T_e^*$ en boucle fermée, on peut écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega + T_L = K_p(\Omega^* - \Omega) + K_i \int (\Omega^* - \Omega) d\tau \quad (2.10)$$

Aussi on considère à tout instant t donné, que la vitesse de référence Ω^* et le couple charge T_L sont constants et donc leurs dérivés sont nuls. On dérive ensuite l'équation (2.10) :

$$J \frac{d^2\Omega}{dt^2} + (f_r + K_p) \frac{d\Omega}{dt} + K_i \Omega = K_i \Omega^* \quad (2.11)$$

On pose :

$$\begin{cases} x_1 = \Omega \\ x_2 = \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (2.12)$$

Une présentation d'état de la boucle fermée (équation (2.12)) peut s'écrire :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.13)$$

Avec : $u = \Omega^*$ et $y = \Omega$.

$$\text{Où } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_i}{J} & -\frac{f_r + K_p}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_i}{J} \end{bmatrix} \text{ et } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

La fonction de transfert entre l'entrée et la sortie du système en boucle fermée est donné par :

$$G(s) = C(sI_2 - A)^{-1}B \quad (2.14)$$

Où I_2 et s sont respectivement la matrice d'identité et la variable complexe de la transformation de Laplace. En remplaçant les matrices A , B et C par leurs expressions dans l'équation (2.14) :

$$G(s) = \frac{\frac{K_i}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_r + K_p}{J}\right)s + \frac{K_i}{J}} \quad (2.15)$$

Le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée peut être décrit comme un dénominateur d'un système de second ordre standard :

$$s^2 + \left(\frac{f_r}{J} + \frac{K_p}{J}\right)s + \frac{K_i}{J} = s^2 + 2\omega_n \xi s + \omega_n^2 \quad (2.16)$$

Par identification, les paramètres du régulateur de vitesse PI sont donnés par :

$$\begin{cases} K_p = 2J\xi\omega_n - f_r \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (2.17)$$

Où ω_n est la pulsation naturelle et ξ est le coefficient d'amortissement du système bouclé.

Afin d'obtenir une réponse en vitesse avec des très bonnes performances en boucle fermée, le régulateur de vitesse ainsi conçu sera implémenté avec un anti-emballement sur le terme intégral (anti-windup integrator). La figure 2.7 montre la structure du régulateur PI vitesse où les gains K_p , K_i et K_a seront choisis par la suite.

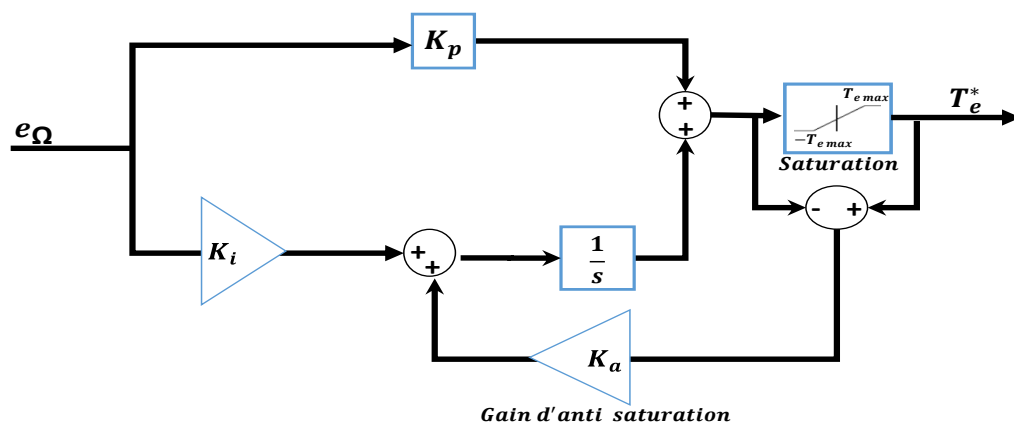


Figure 2.7: Structure du contrôleur PI vitesse.

2.5.2 Synthèse des régulateurs PI pour les boucles des courants

Les paramètres des régulateurs PI courants sont calculés en utilisant les équations électriques de la machine :

$$V_j = R I_j + \frac{d\psi(\theta, I_j)}{dI_j} + E(\theta, \Omega, I_j) \quad (2.18)$$

où E est la force électromotrice définie par :

$$E(\theta, \Omega, I_j) = \frac{\partial \psi(\theta, I_j)}{\partial \theta} \Omega \quad (2.19)$$

Les régulateurs de courants sont des régulateurs PI identiques avec les mêmes paramètres K_p et K_i . Pour chaque régulateur, en pratique, le signal de commande u_c représente la tension de la modulante qui sera comparée à la porteuse pour générer les signaux MLI (PWM).

$$u = K_p(I_j^* - I_j) + K_i \int (I_j^* - I_j) d\tau \quad (2.20)$$

Pour des raisons de simplification, on considère qu'en simulation le signal à la sortie du régulateur PI courant u_c n'est autre que la tension d'alimentation d'une phase V_j . On peut donc remplacer l'équation (2.20) dans l'équation (2.18) :

$$\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) I_j^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + R\right) I_j + E(\theta, \Omega, I_j) \quad (2.21)$$

Par analogie avec le calcul de paramètres du régulateur de vitesse, les paramètres de chaque régulateur de courant sont donnés par [100] :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2 \\ K_p = 2\xi \omega_n \end{cases} \quad (2.22)$$

En choisissant ω_n et ξ pour avoir de bonnes performances en boucle fermée, les paramètres K_p et K_i seront donc déterminés pour la simulation.

2.5.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présentons le simulateur de la chaîne de traction VE où nous avons implémenté le modèle de la MRV, le modèle de l'étage électronique de puissance commandé par MLI ainsi que la stratégie de commande avec les régulateurs PI vitesse/courants.

Les paramètres de simulation utilisés sont donnés dans le tableau suivant :

PI vitesse				PI courants			
ξ	ω_n	K_p	K_i	ξ	ω_n	K_p	K_i
0.9	300 rad/s	2.31	387	0.7	10^3 rad/s	1400	10^6

Tableau 2.2: Paramètres des régulateurs PI

Pour la simulation nous avons choisi un profil de vitesse qui couvre toute la plage de vitesse de la MRV en choisissant trois points de fonctionnement : basse vitesse (2000 tr/min), vitesses nominale (6000 tr/min) et maximale (10000 tr/min). Pour le couple charge mécanique, nous avons choisi un couple charge variable allant de zéro jusqu'au 80% du couple maximal de la machine. La figure 2.8 montre la réponse en vitesse par rapport au profil de vitesse choisi.

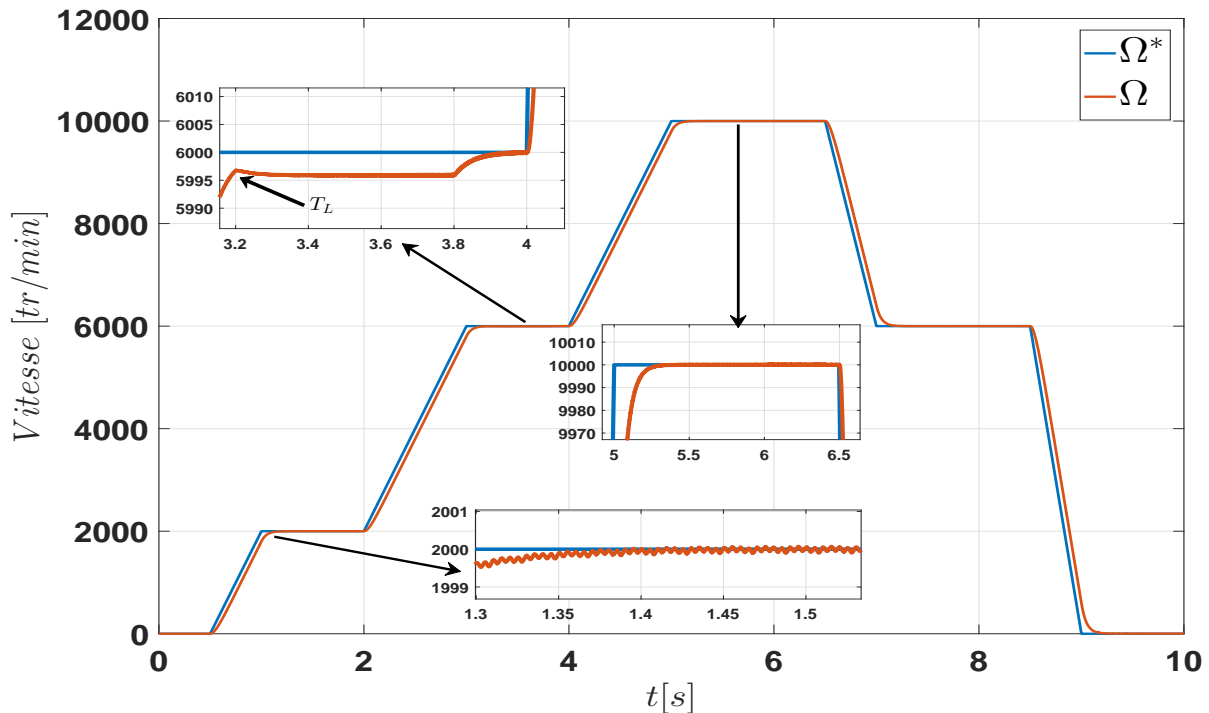


Figure 2.8: Réponse en vitesse par les régulateurs PI.

Nous constatons que la réponse en vitesse suit bien le profil avec une erreur statique et erreur de traînage qui disparaissent en régime établi de chaque phase de fonctionnement. Cette erreur est due à la non linéarité de modèle et que le régulateur PI qui est linéaire n'est pas adapté pour la correction en régime transitoire. Aussi nous constatons que sur tout le profil de vitesse la réponse en vitesse est atteinte sans aucun dépassement grâce aux paramètres choisis pour les régulateurs.

De même, à l'instant $t = 3.2s$ où on applique une charge à la machine, une chute de vitesse apparaît par rapport à la consigne 6000 tr/min et disparaît progressivement pour revenir de nouveau à la même consigne. En effet, les régulateurs classiques du type PI sont robustes mais pas optimaux.

Pour la régulation en courant, la figure 2.9 illustre l'évolution temporelle des courants statoriques par rapport au profil de vitesse choisi. Aussi, les zooms sur cette figure montrent l'évolution successive des courants à basse et haute vitesses. En effet, les courants sont bien déphasés et ont la même allure. De même la figure 2.10 montre comme exemple la réponse en courant de la phase A par rapport à sa consigne I_1^* . Nous constatons que les courants de phase suivent bien l'allure des courants de référence à basse et à haute vitesses.

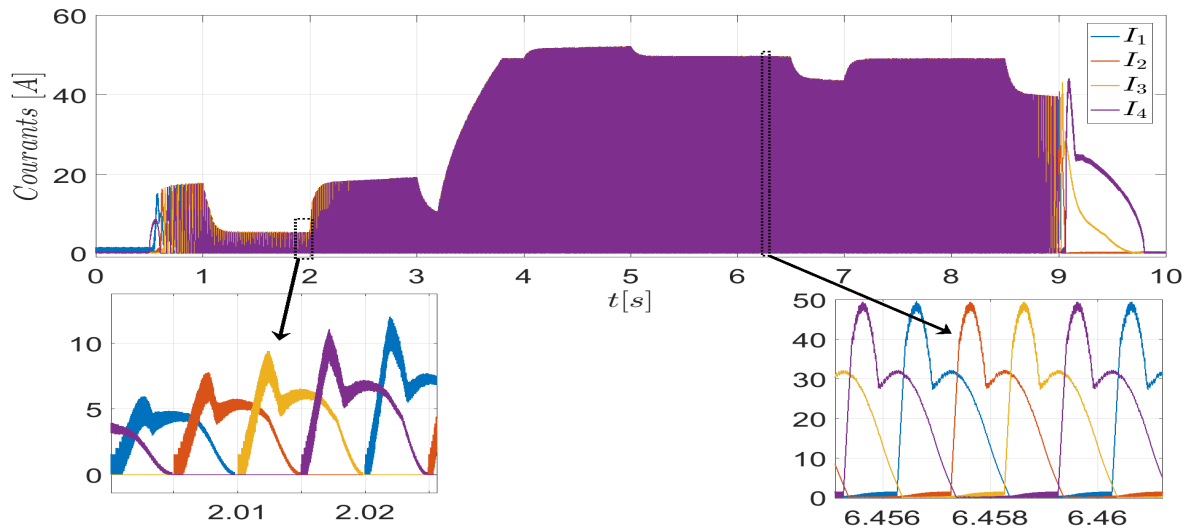


Figure 2.9: Réponse en courant par les régulateurs PI.

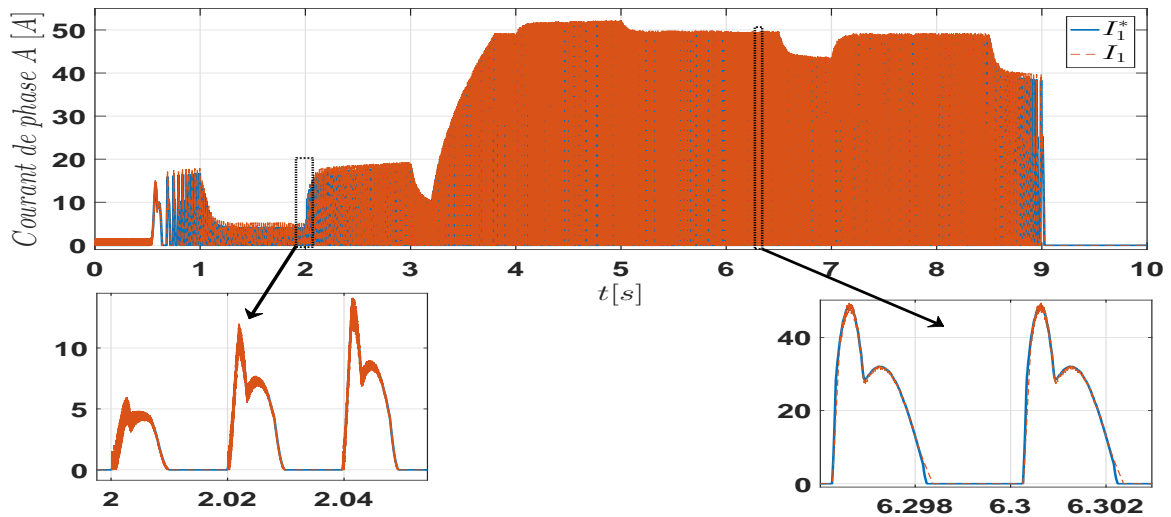


Figure 2.10: Réponse en courant de la phase A par les régulateurs PI.

Étant donné que les régulations en vitesse et en courants sont bien réalisées, nous pouvons, pour illustration, tracer l'évolution du couple phase A qui est l'image du courant de la même phase (figure 2.11). Dans cette stratégie, la commande du couple est une commande indirecte pour chaque phase où le couple de référence $T_{phase_j}^*$ a été déduit en utilisant la fonction de répartition et le couple de référence total. Nous constatons que le couple de phase A suit bien le couple de référence de la même phase. De même, nous avons tracé le couple de référence total T_e^* fourni par le régulateur de vitesse et le couple machine T_e qui est la somme des couples fournis par chaque phase (figure 2.12). Nous constatons que le couple machine suit bien le couple de référence mais avec des ondulations qui sont plus importantes à haute vitesse. Ces ondulations sont dues principalement à la non linéarité du modèle de la MRV et des signaux PWM. En effet, ces ondulations font partie des inconvénients des machines à réductance variable qu'on peut les réduire par la commande ou par l'optimisation de la conception comme ça était évoqué dans l'état de l'art. Ce couple total T_e permet de vaincre le couple frottement visqueux et le couple charge $(T_L + f_r \Omega)$. La figure 2.13 montre l'évolution du couple machine par rapport au profil du couple charge T_L défini précédemment et le couple résistant total $(T_L + f_r \Omega)$.

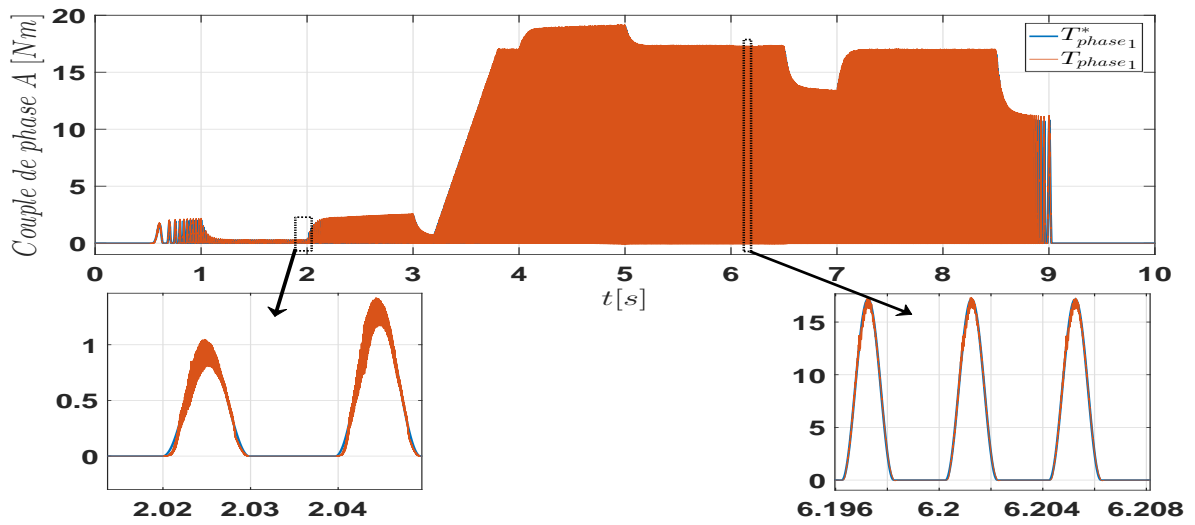


Figure 2.11: Régulation du couple de phase A par les régulateurs PI.

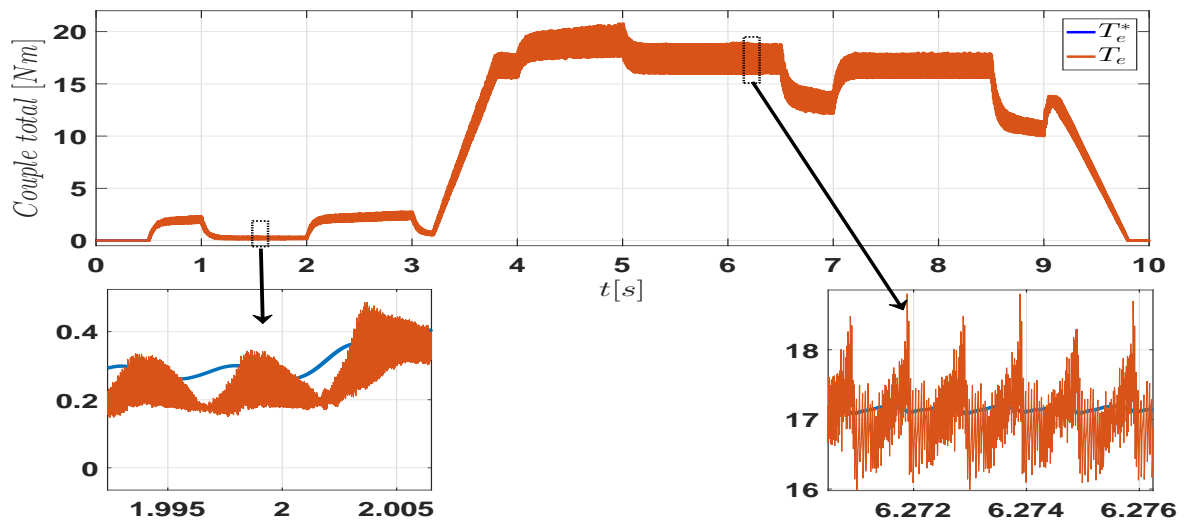


Figure 2.12: Régulation du couple total par les régulateurs PI.

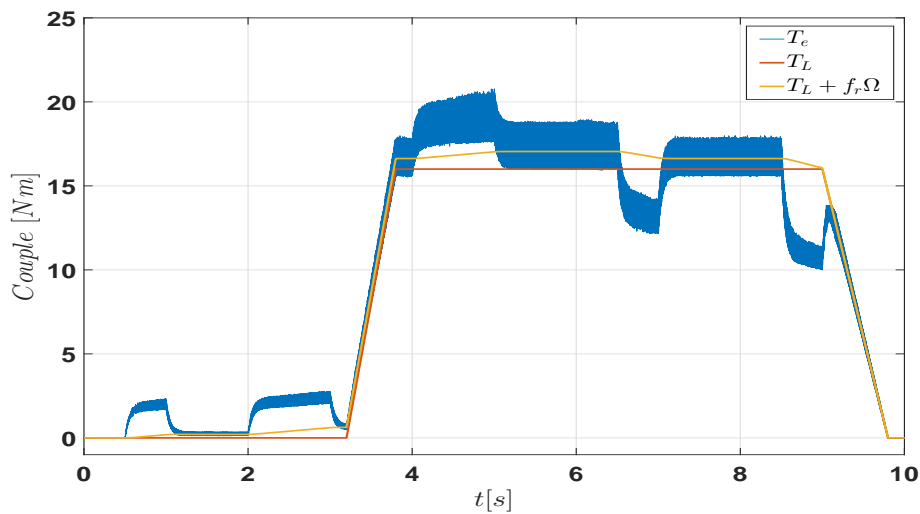


Figure 2.13: Réponse en couple par les régulateurs PI.

2.6 Théorie de la commande robuste par mode glissant

Les lois de commande classiques du type PI donnent de bonnes performances dans le cas des systèmes linéaires ou linéarisés à paramètres constants. Pour les systèmes non linéaires, ces lois de commande classiques peuvent s'avérer insuffisantes, car elles ne sont pas optimales pour tout le domaine de fonctionnement. Dans le contexte application véhicule électrique où on utilise une machine à réductance variable, les exigences relatives à la précision, à la stabilité et aux autres performances sont strictes, ce qu'est ne permet pas à ces commandes classiques de les assurer.

La théorie de commande par mode glissant (CMG) a été développée principalement en Union soviétique par Vadim I. Utkin [131] et David K. Young [132], qui par sa nature est une commande non linéaire robuste. Cette commande est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou une surface) de glissements, dont le but est de forcer la dynamique du système commandé à suivre celle définie par l'équation de surface [133]. Lorsque l'état est maintenu sur cette surface, le système est en mode de glissement. Dans ce cas, si les conditions du régime de glissement sont assurées, la dynamique du système sera alors insensible aux perturbations externes et aux variations des paramètres physiques. En plus de sa robustesse, la CMG présente plusieurs avantages tels que : précision de poursuite importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible [134]. Ce qui lui permet d'être particulièrement adaptée pour la commande de la machine à réductance variable qui est fortement non linéaire.

Dans ce chapitre, la suite du travail sera consacrée aux développement des lois de commande par mode glissant pour l'asservissement en vitesse/courants statoriques de la MRV associée à une charge. Dans un premier temps, nous allons utiliser des lois de commande classique (mode glissant d'ordre 1) et dans un deuxième temps, nous allons développer des lois de commande par mode glissant d'ordre supérieur (ordre 2) basée sur l'algorithme de Super-Twisting afin d'améliorer les performances obtenues par le mode glissant d'ordre 1. Enfin, une étude comparative de ces lois de commande sera effectuée en vue d'évaluer les performances et la robustesse.

2.6.1 Synthèse de commande robuste par mode glissant classique

La commande par mode glissant classique de l'ordre 1 (MG1) est une commande à structure variable qui change de structure et varie entre deux valeurs selon une logique de commutation spécifique. Le principe de la commande par mode glissant est de forcer le système à atteindre une surface donnée appelée surface glissante $s(x)$ et à y rester jusqu'à ce qu'il atteigne l'équilibre. Cette commande se fait en deux étapes : la convergence, en partant d'un état initial vers la surface $s(x) = 0$, puis le glissement le long de celle-ci pour atteindre l'état désiré (figure 2.14) [135].

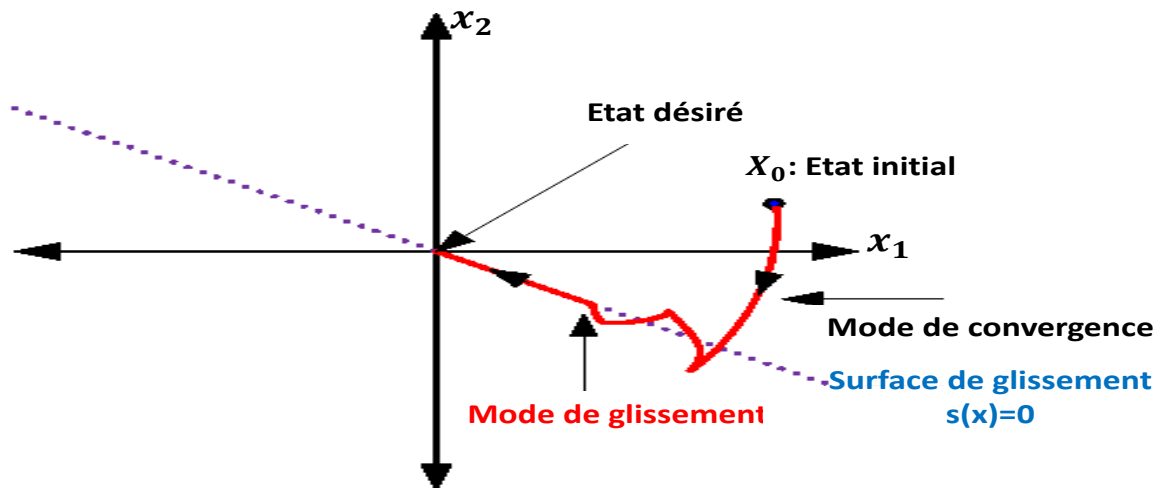


Figure 2.14: Commande par mode glissant [135].

La synthèse de la commande par mode glissant nécessite principalement trois étapes [136] :

- le choix de la surface de glissement
- l'établissement des conditions de convergence
- la détermination de la loi de commande

2.6.1.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement dépend de la dynamique du système et des performances souhaitées. Dans un cas général, la représentation d'état non linéaire d'un système est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.23)$$

où f , g et h sont des fonctions non linéaires et g est supposée inversible.

u et y sont respectivement l'entrée (la commande) et la sortie du système (la réponse).

x est la variable d'état du système.

Soit x_d la consigne désirée et $e(x)$ l'erreur de poursuite définie par :

$$e(x) = x_d - x \quad (2.24)$$

La forme d'équation générale de la surface de glissement, proposée par "J.J. Slotine" et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par [137] :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (2.25)$$

avec :

λ : constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : le degré relatif du système par rapport à la sortie y qui représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie par rapport au temps pour faire apparaître l'entrée u .

2.6.1.2 Établissement des conditions de convergence

L'établissement des conditions de convergence consiste à concevoir une loi de commande pouvant faire converger le vecteur d'état vers la surface de glissement $s(x) = 0$. Cette loi doit être conçue par le prise en compte des conditions d'attractivité afin que la surface de glissement $s(x)$ soit attractive. Ces conditions appelés aussi conditions de convergence permettent donc à la dynamique du système contrôlé de converger vers la surface glissante et de s'y maintenir.

Dans notre cas, la condition d'attractivité est déterminée à l'aide de la fonction de Lyapounov définie positive suivante :

$$V(x) = \frac{s(x)^2}{2} \quad (2.26)$$

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité, pour que la variable de glissement $s(x,t)$ ait tendance à tendre vers 0 est que la dérivée temporelle de V est définie négative :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x) \times s(x) < 0 \quad (2.27)$$

Si la condition (2.27) est satisfaite, alors la variable de glissement et sa dérivée sont de signe opposé quel que soit le temps. Par conséquent, une convergence asymptotique vers la surface de glissement est assurée.

2.6.1.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties :

- Une commande continue (commande équivalente)
- Une commande discontinue

La commande équivalente (u_{eq}) est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface [138] :

$$s(x) = \dot{s}(x) = 0 \quad (2.28)$$

Physiquement u_{eq} présente la valeur moyenne de la commande u . Cependant, cette commande ne force pas les trajectoires du système à converger vers la surface de glissement. La composante discontinue de

u (la commande discontinue u_d) assure la convergence et un régime glissant. La loi de commande par mode glissant peut donc être écrite sous la forme :

$$u = u_{eq} + u_d \quad (2.29)$$

Pour assurer la condition d'attractivité, la commande discontinue est généralement définie par :

$$u_d = -\alpha \text{sign}(s) \quad (2.30)$$

où α est une constante positive et sign est la fonction signe.

La structure de loi de commande par mode glissant est représentée à la figure 2.15.

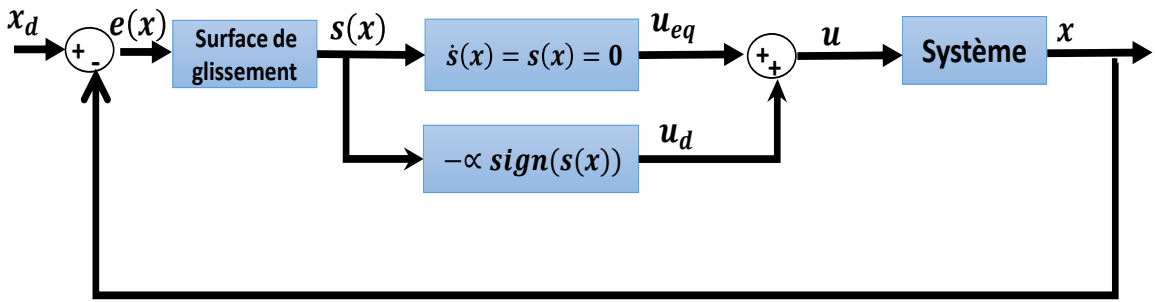


Figure 2.15: Structure de la loi de commande par mode glissant classique.

2.6.2 Synthèse du régulateur de vitesse et des courants par mode glissant classique

Sur la base de la théorie du réglage par mode glissant classique (ordre 1), nous entamons la synthèse du régulateur de vitesse et des régulateurs de courants pour la machine à réluctance variable de la chaîne de traction VE.

2.6.2.1 Régulateur de vitesse

La surface de glissement choisie dépend de l'erreur de poursuite de vitesse ($e_\Omega = \Omega^* - \Omega$) dont l'expression est :

$$s_1 = e_\Omega(t) + \lambda_1 \int_{-\infty}^t e_\Omega(\tau) d\tau \quad (2.31)$$

Où λ_1 est une constante positive. Ce choix nous permet d'obtenir une erreur de poursuite qui tend exponentiellement vers zéro. C'est à dire, si $s_1 = 0$ alors $e_\Omega = 0$.

Aussi, on définit les variables d'état par :

$$\begin{cases} x_1(t) = \int_0^t e_\Omega(\tau) d\tau \\ x_2(t) = e_\Omega(t) \end{cases} \quad (2.32)$$

Où x_1 et x_2 sont respectivement l'erreur et l'intégrale de l'erreur.

De (2.32) on peut déduire :

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (2.33)$$

Ainsi, la surface de glissement devient :

$$s_1(t) = x_2(t) + \lambda_1 x_1(t) \quad (2.34)$$

De même, l'équation mécanique du modèle de la MRV (voir §1.6.4.2) peut se récrire comme suit :

$$\dot{x}_2(t) = \frac{1}{J}T_e - \frac{1}{J}f_r\Omega^* - \frac{1}{J}f_r x_2 - \Omega^* - \frac{1}{J}T_L \quad (2.35)$$

Ainsi, cette équation peut être mise sous forme d'une représentation d'état en tenant compte de (2.33) et (2.35) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(t) + gu + d \end{cases} \quad (2.36)$$

Avec : $f(t) = -\frac{1}{J}f_r\Omega^*(t) - \frac{1}{J}f_r e_{\Omega}(t) - \Omega^*(t)$, $g = \frac{1}{J}$, $d = -\frac{1}{J}T_L$ et $u = T_e$.

Pour trouver la commande équivalente (u_{eq}), l'équation (2.28) devient dans notre cas :

$$s_1(t) = \dot{s}_1(t) = 0 \quad (2.37)$$

De même, on remplace (2.36) dans (2.34) et on considère sur la base de (2.37) que $u = u_{eq}$:

$$u_{eq} = g^{-1}(-f(t) - d - \lambda_1 x_2) \quad (2.38)$$

Où u_{eq} représente le couple de référence total T_e^* fournit par le régulateur de vitesse.

En tenant compte de la condition d'attractivité donnée par 2.27, la commande discontinue doit vérifier l'inégalité suivante :

$$s_1(t)\dot{s}_1(t) < 0 \quad (2.39)$$

Où s_1 et \dot{s}_1 sont remplacées par leurs expressions qui proviennent de la dérivé d'équation (2.34) :

$$\dot{s}_1(t) = \dot{x}_2(t) + \lambda_1 \dot{x}_1(t) \quad (2.40)$$

On remplace (2.35) et (2.33) dans (2.40) et (2.34) dans (2.39). Après simplification, on obtient u_d :

$$u_d = -(f + d + \lambda_1 x_2) - c_1 \text{sign}(s_1) \quad (2.41)$$

où c_1 est une constante positive.

Finalement, la loi de commande par mode glissant est la somme des deux commandes équivalente et discontinue :

$$u = u_{eq} + u_d \quad (2.42)$$

2.6.2.2 Régulateurs des courants

Pour la synthèse des régulateurs de courants par mode glissant classique, nous appliquons la même méthodologie que celle utilisée pour la synthèse du régulateur de vitesse. La surface de glissement est définie sur la base de l'erreur de poursuite des courant ($e_j = I_j^* - I_j$) :

$$s_2 = k_1 e_j(t) + k_2 \int_{-\infty}^t e_j(\tau) d\tau \quad (2.43)$$

où k_1 et k_2 sont deux coefficients positifs.

Ce choix permet d'avoir une convergence exponentielle, de telle façon que si $s_2 = 0$ alors $\dot{e}_j(t) = \frac{k_1}{k_2} e_j(t)$. On se basant sur l'équation électromécanique de la MRV dans la chaîne de traction VE, nous pouvons l'écrire sous la forme :

$$\frac{dI_j}{dt} = (V_j - RI_j) \frac{\partial I_j}{\partial \psi(\theta, I_j)} - \frac{\partial I_j}{\partial \theta} \Omega \quad (2.44)$$

De même pour trouver la commande équivalente, on applique la condition :

$$\dot{s}_2(t) = s_2(t) = 0 \quad (2.45)$$

On trouve :

$$V_{eqj} = RI_j^* + \frac{\partial \psi(\theta, I_j)}{\partial \theta} \Omega + \frac{\partial \psi(\theta, I_j)}{\partial I_j} \frac{\partial I_j^*}{\partial t} + \left(R_j - \frac{\partial \psi(\theta, I_j)}{\partial I_j} \frac{k_2}{k_1} \right) e_j(t) \quad (2.46)$$

Où V_{eqj} est le signal de commande fournit par le régulateur du courant j .

Pour vérifier la condition d'attractivité, nous proposons la commande discontinue suivante :

$$V_{dj} = -c_2 \text{sign}(s_2) \quad (2.47)$$

Finalement, la loi de commande de courants par mode glissant est donnée par :

$$u_j = V_{eqj} + V_{dj} \quad (2.48)$$

2.6.2.3 Résultats de simulation

Les régulateurs par mode glissant classique développés ont été implémentés pour la régulation de vitesse et des courants statoriques de la MRV associée à une charge. Pour le même profil de mission vitesse et le même profil couple charge, nous avons effectué une simulation identique à celle du réglage par PI. Les paramètres de réglage utilisés sont donnés par :

MG1 vitesse		MG1 courants		
λ_1	c_1	k_1	k_2	c_2
3	1	2	5	1

Tableau 2.3: Paramètres de réglage des régulateurs par mode glissant classique.

La figure 2.16 montre la réponse en vitesse où l'état de régime établi est très bien atteint pour les trois point de fonctionnement [2000, 6000 et 10000] (tr/min) avec une ondulation très faible voire négligeable. De même pour le régime transitoire, l'erreur de traînage ainsi que l'erreur statique sont presque nulle sur tout le profil en comparaison avec la même erreur avec le réglage PI. Par ailleurs, nous constatons que lors de la variation du couple charge, les ondulation de vitesse sont plus importantes en comparions avec celles de régime établi.

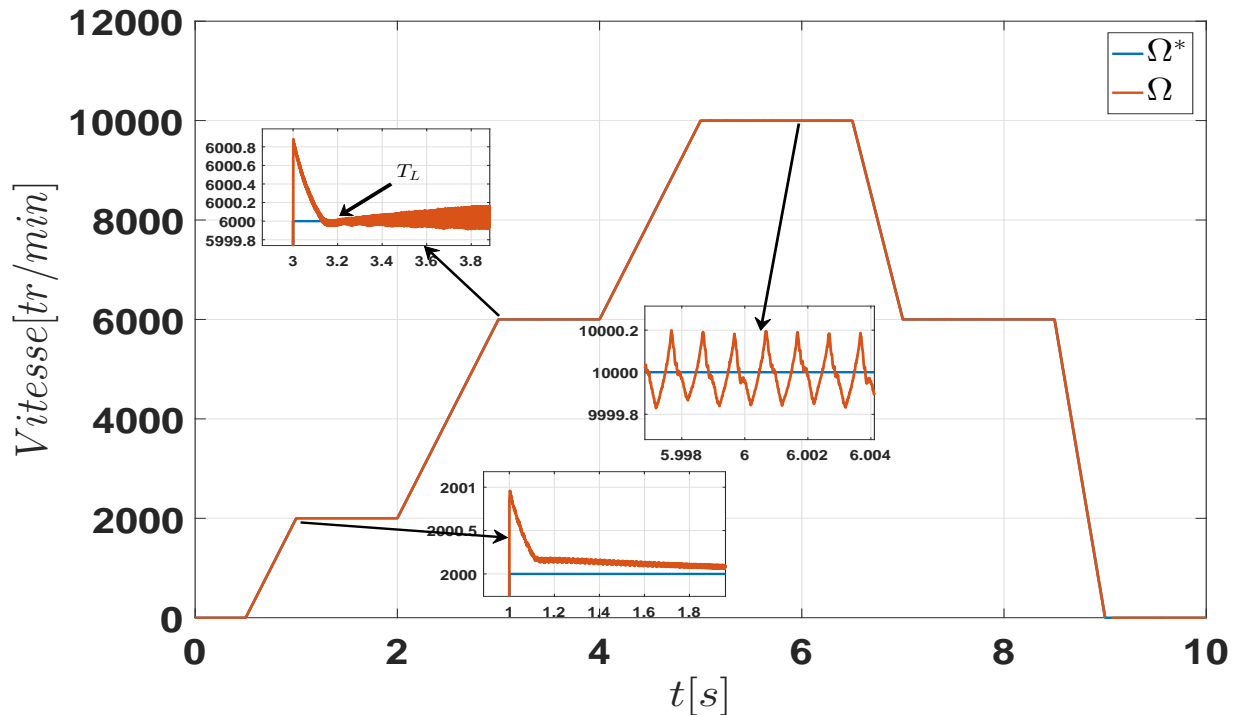


Figure 2.16: Réponse en vitesse par les régulateurs en mode glissant classique.

Pour la réponse en courant, la figure 2.17 montre l'évolution successive des courants statoriques pour les quatre phases. Les zooms associés à cette figure montrent l'allure et l'ondulation des courants en régime transitoire et régime établi. En effet, les ondulation des courants sont plus importantes en régime transitoire. Ceci est dû à la modulation MLI et la forte non linéarité du système.

Pour illustration de cette régulation en courant, la figure 2.18 montre la réponse en courant de la phase A qui suit convenablement l'allure du courant de référence I_1^* .

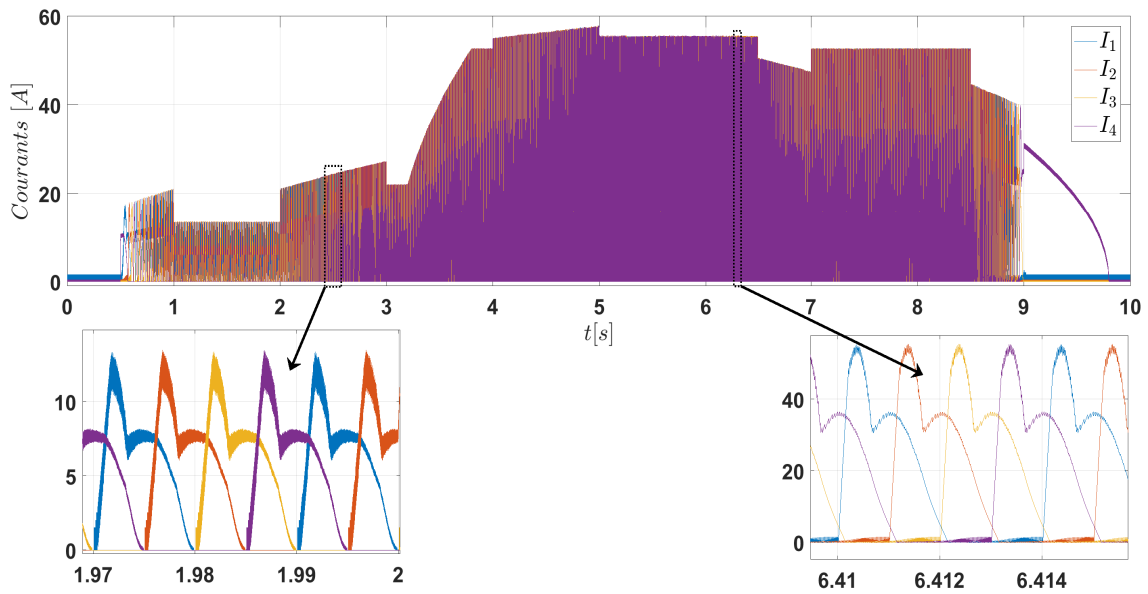


Figure 2.17: Réponse en courant par les régulateurs en mode glissant classique.

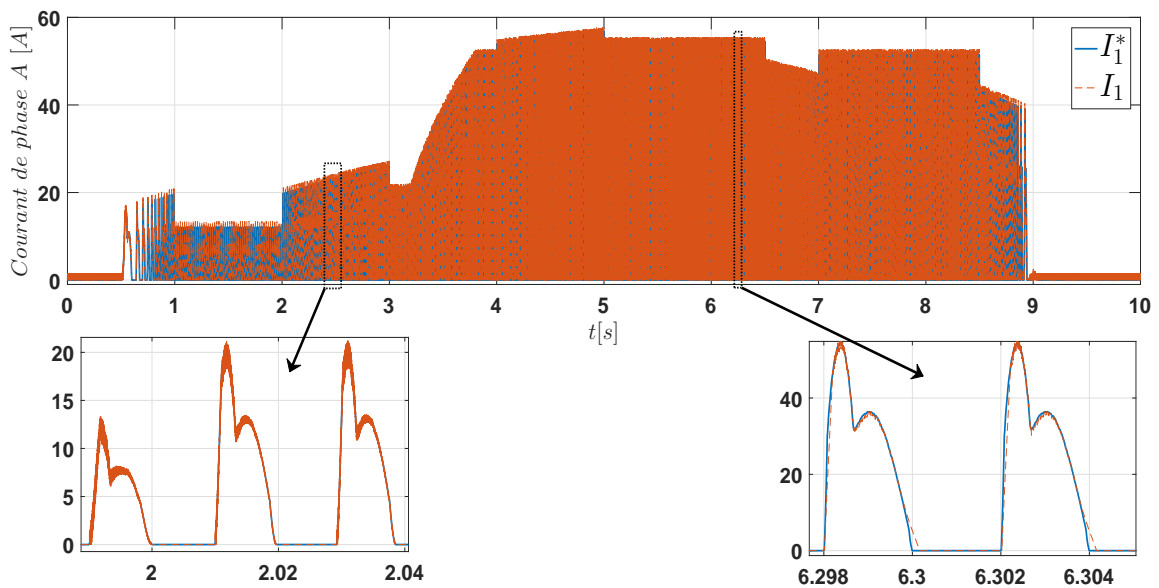


Figure 2.18: Réponse en courant de la phase A par les régulateurs en mode glissant classique.

Étant donné que les régulations en vitesse et en courants sont bien réalisées, nous pouvons donc tracer la réponse en couple qui est une régulation indirecte. La figure 2.19 montre que la réponse en couple suit bien le couple de référence total généré par le régulateur de vitesse. Les zooms associés à cette figure montrent que l'ondulation du couple en régime établi à basse et à grande vitesses sont plus élevées en comparaison avec celles du réglage PI. De même, la figure 2.20 montre aussi la réponse en couple par rapport aux profils couple charge (T_L) et couple résistant ($T_L + f_r \Omega$). En effet, les ondulations du couple en mode glissant classique sont beaucoup plus importantes en comparaison avec le réglage PI. Ceci est dû principalement aux ondulations des courants statoriques et de vitesse réglés simultanément par le mode glissant classique autour de différents points de fonctionnement (phénomène de Chattering).

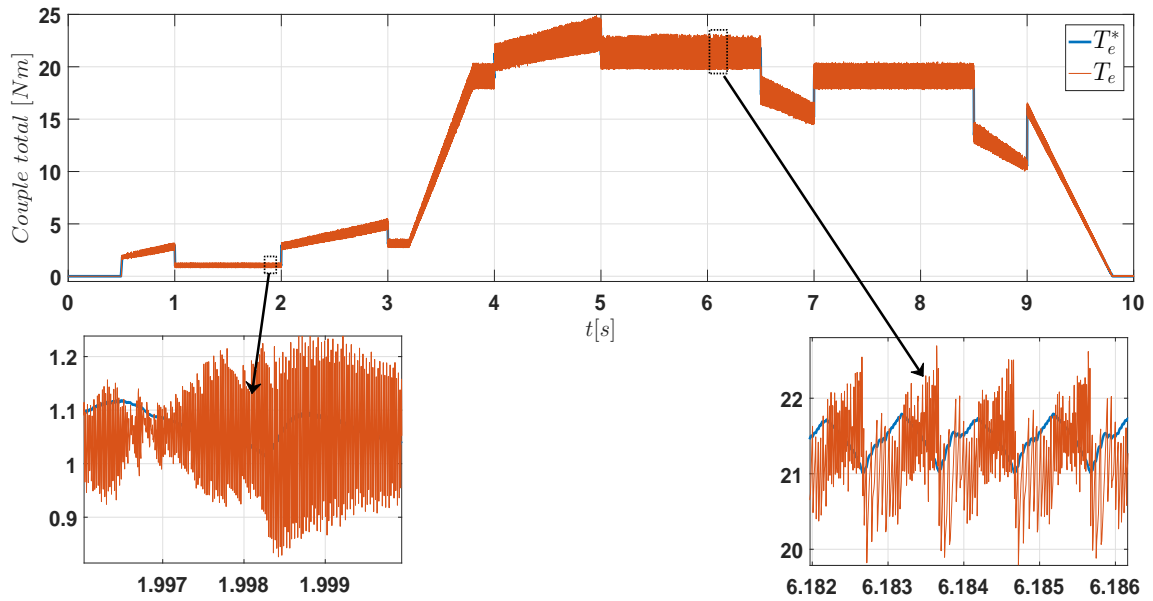


Figure 2.19: Régulation du couple total par les régulateurs en mode glissant classique.

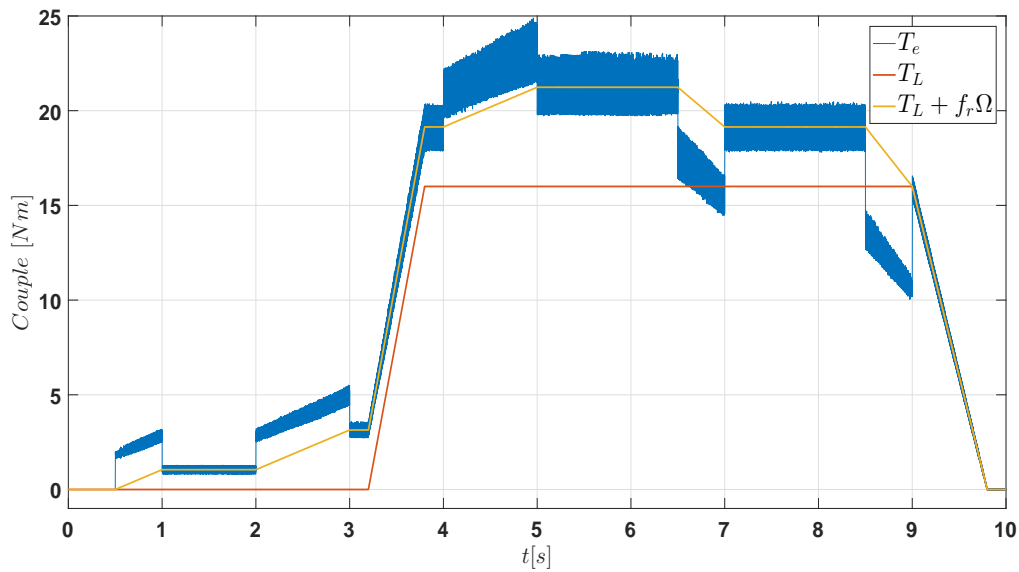


Figure 2.20: Réponse en couple par les régulateurs en mode glissant classique.

Pour une meilleure analyse de ce phénomène, la figure 2.21 montre le tracé du plan de phase à basse vitesse et à vitesses nominale et maximale. En effet, toutes les trajectoires convergent vers le point d'équilibre ($\dot{s}_1 = s_1 = 0$) avec des oscillatoire dont l'amplitude augmentent en fonction de la vitesse.

De même, la figure 2.22 montre l'évolution de la vitesse réglée par mode glissant classique en fonction de la surface de glissement s_1 . En effet, les ondulations autour du point d'équilibre sont plus importantes à grande vitesse ce qui justifie les ondulations du couple qui sont importantes à la même plage de vitesse.

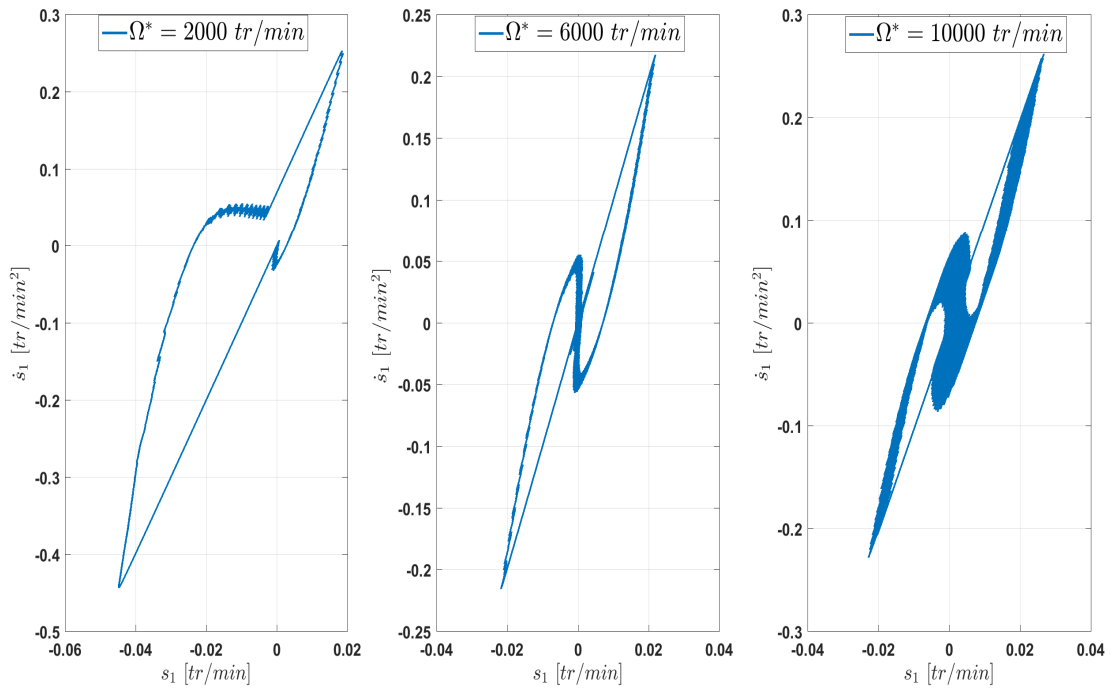


Figure 2.21: Plan de phase (s_1, \dot{s}_1) .

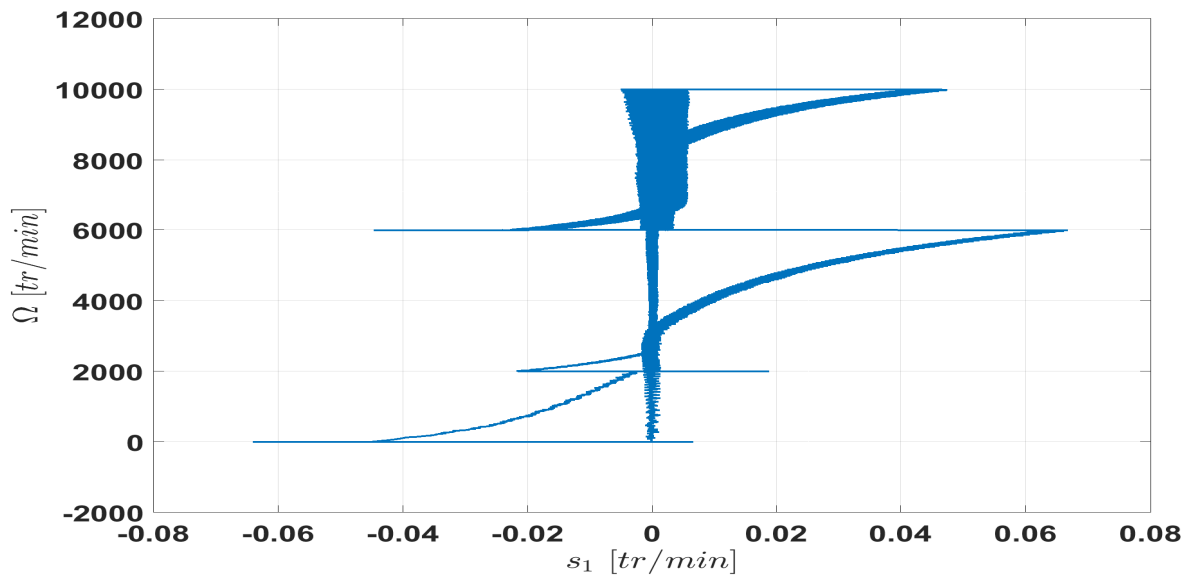


Figure 2.22: Vitesse en fonction de la surface de glissement s_1 .

Pour remédier à cet inconvénient, nous allons par la suite proposer une méthode de régulation basée sur la théorie de la commande par mode glissant d'ordre supérieur. L'avantage de cette méthode est qu'elle est basée sur la même théorie du mode glissant classique en gardant les avantages de ce dernier.

2.7 Modes glissants d'ordre supérieur

La commande des systèmes par mode glissant classique a montré dans notre étude que cette commande présente un phénomène d'oscillation indésirable, connu sous le nom de "chattering". Afin de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées dans la littérature [137]. Nous citons à titre d'exemple la solution de couche limite et la solution par mode glissant d'ordre supérieur. Dans notre cas, la solution par mode glissant d'ordre supérieur a été choisie car elle est basée sur la théorie de la commande par mode glissant classique présentée précédemment. Les lois de commande à établir sur la base de cette approche sont relativement simples. En plus, elles nous permettent de maintenir les mêmes performances souhaitées et d'assurer une meilleure précision de convergence. Dans cette approche, le terme de la commande discontinue agit sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable glissante tout en conservant les principaux avantages de l'approche précédente. Cependant, le terme de la commande discontinue n'apparaît pas directement dans la commande synthétisée mais plutôt dans une de ses dérivées supérieures [139].

Dans cette section, un rappel de la théorie de la commande par mode glissant d'ordre supérieur avec les concepts de base seront présentées. Parmi ces concepts, nous nous intéressons particulièrement aux modes glissants d'ordre deux avec les algorithmes associés tels que le Twisting, Super-Twisting et le Suboptimal.

L'objectif de cette étude est d'utiliser ces modes avec l'algorithme Super-Twisting pour la synthèse des régulateurs vitesse/courants de la machine à réductance variable associé à une charge afin de réduire voire éliminer le problème de chattering. Cette algorithme a été sélectionné pour ses différents avantages cités dans la littérature. L'algorithme de Super-Twisting est utilisé généralement pour les systèmes ayant un degré relative 1. De plus, cet algorithme ne nécessite pas la connaissance de la dérivée seconde de la variable de glissement comme le cas des autres algorithmes. Cela nous permet d'exploiter directement les équations mécanique (dérivées de la vitesse) et électrique (dérivées des courants) pour appliquer cet algorithme sans changement des variables. Un autre avantage de cet algorithme est son insensibilité à la variation de la période d'échantillonnage [129].

2.7.1 Commande par modes glissants d'ordre supérieur

Considérons le système non linéaire décrit par :

$$x^{(n)}(t) = f(x,t) + g(x,t).u \quad (2.49)$$

Où :

x est le vecteur d'état du système défini par : $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X \subset \mathbb{R}^n$.

u est le vecteur de la commande du système avec $u \in X \subset \mathbb{R}$.

f et g sont des champs de vecteurs suffisamment différentiables.

Soit s une variable de glissement donnée par :

$$s = s(x,t) \quad (2.50)$$

On dit qu'il existe un mode glissant d'ordre n sur la variété $s(x,t)$ au voisinage d'un point de glissement d'ordre n , si au voisinage du point x l'ensemble de glissement d'ordre n est un ensemble intégral, i.e. composé de trajectoires au sens de Filippov. Autrement dit, l'ensemble de glissement d'ordre n par rapport à $s(x,t)$ doit vérifier [140] :

$$S_n = \left\{ x \in X : s = \dot{s} = \ddot{s} = \dots = s^{(n-1)} = 0 \right\} \quad (2.51)$$

Par abus de langage, l'ensemble s_n est souvent appelé surface de glissement d'ordre n .

Dans ce cas, si le système a un degré relatif $n > 1$ par rapport à la variable de glissement, la commande par mode glissant u d'ordre n fournira une convergence en temps fini vers la surface S_n et force les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement [140, 134].

La figure 2.23 illustre le trajectoire de convergence du vecteur d'état de dimension $n = 3$ le long d'ensemble de glissement.

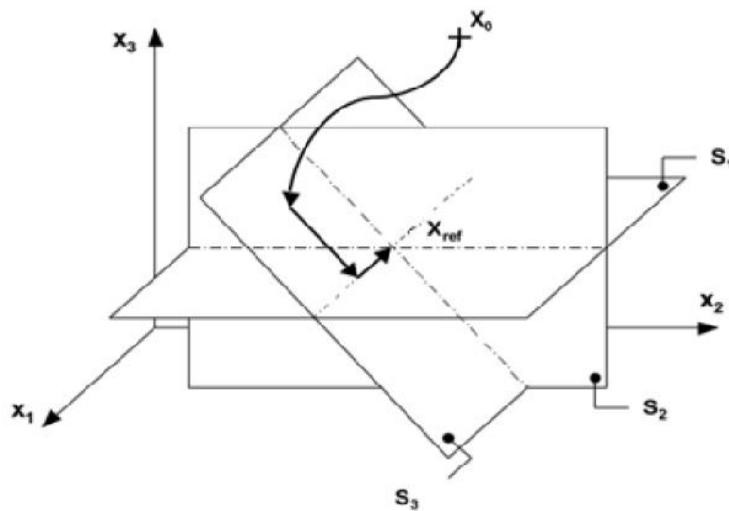


Figure 2.23: Exemple de convergence du vecteur d'état par la commande mode glissant d'ordre 3 [129].

2.7.2 Commande par modes glissants d'ordre deux

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\ddot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t).u \quad (2.52)$$

L'objectif est d'établir un mode de glissement d'ordre $n = 2$ par rapport à la variable de glissement s , en imposant aux trajectoires d'état du système de converger vers l'état souhaité en temps fini sur l'ensemble $S_n = S_2$ défini par :

$$S_2 = \{x \in X : s = \dot{s} = 0\} \quad (2.53)$$

Pour atteindre cet objectif, on réalise une commande u qui agit sur la dérivée seconde de la variable glissante s qu'on peut écrire de manière générale sous la forme [141] :

$$\ddot{s} = \varphi(x,t) + Y(x,t).v \quad (2.54)$$

Avec :

- Dans un voisinage $|s(x,t)| < S_0$, φ et Y sont deux fonctions bornées vérifiant les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} |\varphi(x,t)| \leq \Phi \\ Y_m \leq Y(x,t) \leq Y_M \\ Y_m > 0, \Phi > 0 \end{cases} \quad (2.55)$$

- v est la commande qui dépend du degré relatif n du système (2.54), où :

$$\begin{cases} v = \dot{u} & \text{si } \frac{\partial}{\partial u} \dot{s} \neq 0 \text{ (degré relatif } n=1) \\ v = u & \text{si } \frac{\partial}{\partial u} \ddot{s} \neq 0 \text{ (degré relatif } n=2) \end{cases} \quad (2.56)$$

Les équations (2.55) et (2.56) impliquent l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la variable \ddot{s} .

Pour concevoir la commande u par mode de glissement du second ordre, il existe un certain nombre d'algorithmes dans la littérature. Parmi les algorithmes les plus utilisés, nous citons particulièrement le Twisting, le Super-Twisting et le Sous-Optimale [98].

Dans la suite de cette section, nous aborderons ces algorithmes un par un.

2.7.2.1 Algorithme du Twisting

L'algorithme du Twisting est souvent appliqué aux systèmes d'ordre 2 ayant un degré relatif $n = 2$. Considérons les changements de variables $y_1 = s$ et $y_2 = \dot{s}$, l'équation (2.54) peut s'écrire [129, 141] :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \varphi(x,t) + Y(x,t).\dot{u}_T \end{cases} \quad (2.57)$$

Le problème de la commande en mode glissant du second ordre devient le même que celui de la stabilisation à temps fini pour les systèmes du second ordre incertains.

La loi de commande u_T est définie par [129] :

$$u_T(t) = \begin{cases} -V_m \operatorname{sign}(y_1) & \text{si } y_1 y_2 \leq 0 \\ -V_M \operatorname{sign}(y_1) & \text{si } y_1 y_2 > 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence en temps fini sont [129] :

$$\begin{cases} V_M > V_m \\ V_m > \frac{4Y_M}{S_0} \\ V_m > \frac{\Phi}{Y_{MT}} \\ Y_m V_M - \Phi > Y_m V_m + \Phi \end{cases} \quad (2.59)$$

Où V_m et V_M sont deux constantes positives.

À partir de l'équation (2.58), l'amplitude de la commande u_T est commutée entre deux valeurs en fonction du quadrant dans lequel se trouve l'état du système.

La trajectoire du système dans le plan de phase tourne autour de l'origine et s'en approche de manière spirale (figure 2.24).

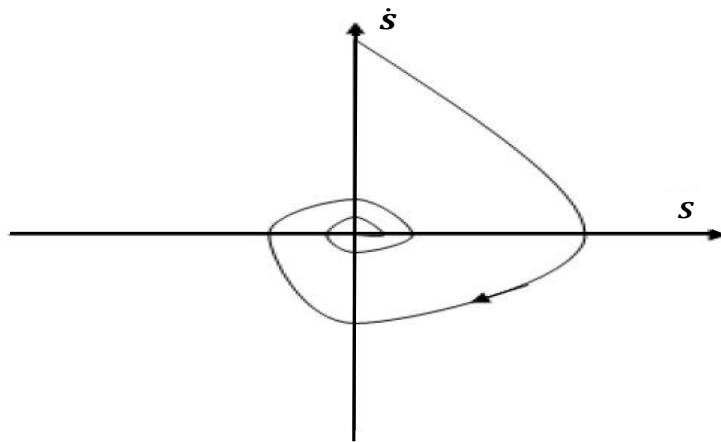
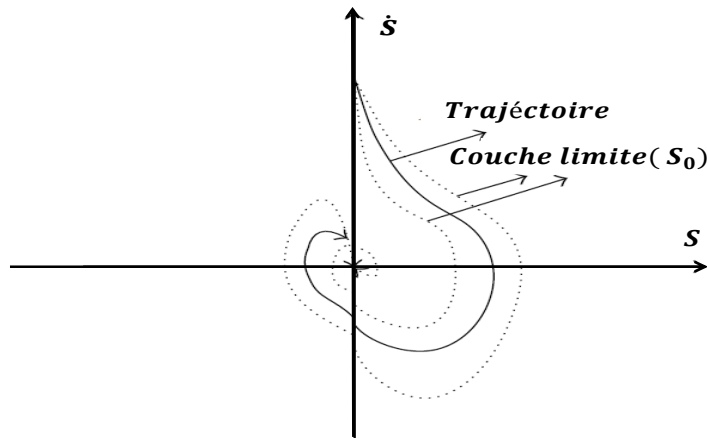


Figure 2.24: Trajectoire de convergence par l'algorithme Twisting dans le plan (s, \dot{s}) [129].

2.7.2.2 Algorithme du Super-Twisting

L'algorithme de Super-Twisting a été utilisé pour les systèmes ayant un degré relative $n = 1$ dont le but est de réduire le problème de chattereing. Cet algorithme ne nécessite pas la connaissance de la dérivée seconde de la variable de glissement comme le cas des autres algorithmes. Ainsi, l'algorithme garantit que les trajectoires du système se tordent autour de l'origine dans le portrait de phase, comme illustré à la figure 2.25. Un autre avantage de cet algorithme est son insensibilité à la variation de la période d'échantillonnage [129].


 Figure 2.25: Trajectoire de convergence par l'algorithme Super-Twisting dans le plan (s, \dot{s}) [129].

Considérons le modèle du système d'ordre relatif un :

$$\dot{y}_1(t) = \varphi(x, t) + Y(x, t) \cdot u_{ST}(t) \quad (2.60)$$

Où y_1 est la surface de glissement et u_{ST} est le signal de commande. φ et Y sont des fonctions incertaines avec des bornes supérieure et inférieure données par [142] :

$$\begin{cases} |\varphi(x, t)| \leq \Phi \\ Y_m \leq Y(x, t) \leq Y_M \\ Y_m > 0 \end{cases} \quad (2.61)$$

Le signal de commande u_{ST} est défini par :

$$u_{ST}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (2.62)$$

Le premier terme u_1 est défini en terme de dérivée temporelle discontinue alors que le second terme u_2 est une fonction continue qui dépend de la surface de glissement [142] :

$$\dot{u}_1(t) = \begin{cases} u_{ST}(t) & \text{si } |u_{ST}(t)| > U \\ -W \text{sign}(y_1(x, t)) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.63)$$

Et :

$$u_2(t) = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(y_1(x, t)) & \text{si } |y_1(t)| > S_0 \\ -\lambda |y_1|^\rho \text{sign}(y_1(x, t)) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.64)$$

Où U est la valeur limite de la commande et S_0 est une couche limite autour de la surface de glissement. Les conditions de convergence suffisantes en temps fini pour trouver les paramètres de (2.63) et (2.64) sont données par [142] :

$$\begin{cases} W > \frac{\Phi}{Y_m} \\ \lambda^2 > \frac{4\Phi Y_M(W+\Phi)}{Y_m^2 Y_m(W-\Phi)} \\ 0 < \rho \leq 0.5 \end{cases} \quad (2.65)$$

2.7.2.3 Algorithme du Sous-Optimale

L'algorithme Sous-Optimale représente une rétroaction sous-optimale pour la commande par mode glissant d'ordre 2. Cet algorithme s'inspire de la commande à temps minimale d'un double intégrateur. Au lieu de commuter en fonction de l'état, ce qui nécessiterait la connaissance de la totalité de ce dernier, il essaie de deviner l'instant de commutation en n'utilisant que la surface de glissement s .

En considérant les changement de variables $y_1 = s$ et $y_2 = \dot{s}$, l'équation (2.54) peut s'écrire [143] :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \varphi(x,t) + Y(x,t).u_{sub} \end{cases} \quad (2.66)$$

L'expression mathématique de la loi de commande u_{sub} par cet algorithme est donnée par [143] :

$$u_{sub}(t) = -\alpha(t) V_M \text{sign} \left(y_1(x,t) - \frac{1}{2}y_{1M}(x,t) \right) \quad (2.67)$$

Où y_{1M} est la dernière valeur singulière de la fonction y_1 et α est une fonction définie par [143] :

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } (y_1(x,t) - \frac{1}{2}y_{1M})(y_{1M} - y_1(x,t)) > 0 \\ 1 & \text{si } (y_1(x,t) - \frac{1}{2}y_{1M})(y_{1M} - y_1(x,t)) \leq 0 \end{cases} \quad (2.68)$$

Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence en temps fini sont [143] :

$$\begin{cases} \alpha^* \in]0, 1] \cap \left(0, \frac{3Y_m}{Y_M} \right) \\ V_M > \max \left(\frac{\Phi}{\alpha^* Y_m}, \frac{4\Phi}{3Y_m - \alpha^* Y_M} \right) \end{cases} \quad (2.69)$$

Dans cet algorithme, les trajectoires du système sont restreintes dans des arcs paraboliques limites incluant l'origine $s = \dot{s} = 0$ (figure 2.26).

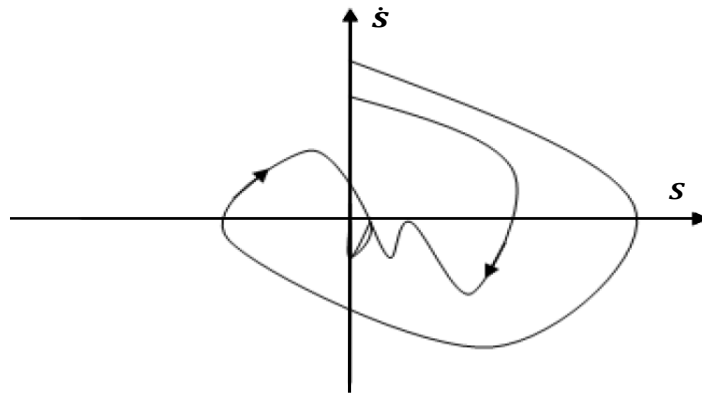


Figure 2.26: Trajectoire de convergence par l'algorithme Sous-optimale dans le plan (s, \dot{s}) [129].

Sur la base de la théorie présentée ci-dessus, nous nous intéresserons particulièrement à l'algorithme de Super-Twisting pour la synthèse des régulateurs vitesse/courants de la machine à réluctance variable de la chaîne de traction VE. Ce choix est dû à la simplicité de l'algorithme et sa facilité d'implémentation.

2.7.3 Synthèse du régulateur de vitesse et des courants par l'algorithme du Super-Twisting

La synthèse des régulateurs vitesse/courants par l'algorithme de Super-Twisting (STA) est basée sur la théorie présentée précédemment.

2.7.3.1 Régulateur de vitesse

Pour la synthèse du régulateur de vitesse, on définit la surface de glissement s_3 par :

$$s_3 = y_1(t) = e_\Omega + c \int_{-\infty}^t e_\Omega(\tau) d\tau \quad (2.70)$$

Cette surface a la même expression que celle utilisée pour la synthèse du régulateur de vitesse par mode glissant classique (s_1). Ce choix nous permet donc par la suite d'effectuer une étude comparative sur les performances entre les deux commandes MG1 et STA.

De l'équation mécanique de la MRV, on déduit la dérivée de la vitesse :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (T_e - f_r \Omega - T_L) \quad (2.71)$$

Selon l'équation (2.70) et (2.71), la dérivée de la surface s_3 devient :

$$\dot{y}_1(t) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} f_r \Omega^* + \left(\frac{f_r}{J} + c \right) e_\Omega - \frac{1}{J} T_e \quad (2.72)$$

Par identification, en faisant référence à (2.60), les variables de l'algorithme φ_{ST} , Y_{ST} et u_{ST} sont :

$$\begin{cases} \varphi_{ST} = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} f_r \Omega^* + \left(-\frac{f_r}{J} + c \right) e_\Omega \\ Y_{ST} = 1 \\ u_{ST} = -\frac{1}{J} T_e \end{cases} \quad (2.73)$$

De même, en faisant référence à (2.61), les bornes inférieurs et supérieurs sont choisies comme suit :

$$\begin{cases} Y_{mST} = 0.5, Y_{ST} = 1, et Y_{MST} = 2 \\ U = \frac{1}{J} T_{e\max} \\ \Phi_{ST} = \left| \dot{\Omega}^* + \frac{T_L}{J} + \frac{f_r}{J} \Omega^* + \left(\frac{-f_r}{J} + c \right) \right| + \left| \frac{T_e}{J} \right| \end{cases} \quad (2.74)$$

Aussi, en faisant référence à (2.65), les conditions de convergences sont déduites en utilisant (2.74) :

$$\begin{cases} W > \frac{\Phi_{ST}}{Y_{mST}} \\ \lambda^2 > \frac{4\Phi_{ST}}{Y_{mST}^2} \frac{Y_{MST}(W + \Phi_{ST})}{Y_{mST}(W - \Phi_{ST})} \\ 0 < \rho \leq 0.5 \end{cases} \quad (2.75)$$

De l'équation (2.75), nous pouvons choisir les conditions suivantes :

$$\begin{cases} W = 3 \Phi_{ST} \\ \lambda = 5\sqrt{2\Phi_{ST}} \\ \rho = 0.5 \end{cases} \quad (2.76)$$

Ainsi, choisissant $S_0 = s_3^2$, la commande donnée par (2.62) est déterminée :

$$u_{ST} = u_1 + u_2 \quad (2.77)$$

où u_1 et u_2 sont donnés par :

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = -3\Phi \operatorname{sign}(s_3) \\ u_2 = -5\sqrt{2\Phi} |s_3|^{0.5} \operatorname{sign}(s_3) \end{cases} \quad (2.78)$$

2.7.3.2 Régulateurs des courants

De la même manière que dans la synthèse du régulateur de vitesse précédent, la surface de glissement des régulateurs de courant est définie comme suit :

$$s_4(t) = y_2(t) = k_3 e_i(t) + k_4 \int_{-\infty}^t e_i(\tau) d\tau \quad (2.79)$$

où e_i est l'erreur entre le courant de la phase j et sa consigne et k_3 et k_4 sont des constantes positives. De l'équation électrique de la MRV et l'équation (2.79), on peut écrire :

$$\dot{y}_2 = k_3 \frac{dI_j^*}{dt} - k_3 \frac{dI_j}{d\theta} + k_3 R I_j \frac{\partial I_j}{\partial \psi(\theta, I_j)} + k_4 I_j^* - k_4 I_j - k_3 \frac{\partial I_j}{\partial \psi(\theta, I_j)} V_j \quad (2.80)$$

Aussi, en définissant les variables suivantes :

$$\begin{cases} \phi'_{ST} = k_3 \frac{dI_j^*}{dt} - k_3 \frac{dI_j}{d\theta} + k_3 R I_j \frac{\partial I_j}{\partial \psi(\theta, I_j)} + k_4 I_j^* - k_4 I_j \\ Y'_{ST} = k_3 \frac{\partial I_j}{\partial \psi(\theta, I_j)} \\ u'_{ST} = -V_j \end{cases} \quad (2.81)$$

L'équation (2.80), peut s'écrire sous la forme de l'équation (2.60) comme suit :

$$\dot{y}_2 = \phi'_{ST} + Y'_{ST} u'_{ST} \quad (2.82)$$

Ainsi, en faisant référence à (2.61), les bornes inférieurs et supérieurs sont choisies comme suit :

$$\begin{cases} Y'_{mST} = \frac{1}{2} Y'_{ST} \\ Y'_{MST} = 2 Y'_{ST} \\ u'_{ST} = |-V_j| \\ U' = V_{DC} \\ \phi'_{ST} = \left| k_3 \frac{dI_j^*}{dt} - k_3 \frac{dI_j}{d\theta} + k_3 R I_j \frac{\partial I_j}{\partial \psi(\theta, I_j)} \right| + |k_4 I_j^* - k_4 I_j| \end{cases} \quad (2.83)$$

où V_{DC} est la tension du bus continu.

Pour les conditions de convergence (voir équation (2.65)), on choisit les variables suivantes :

$$\begin{cases} W' = 2 \frac{\phi'_{ST}}{Y'_{mST}} \\ \lambda'^2 = \frac{5\phi'_{ST} Y'_{MST} (W' + \phi'_{ST})}{Y'^2_{mST} Y'_{mST} (W' - \phi'_{ST})} \\ \rho = 0.5 \end{cases} \quad (2.84)$$

Et choisissant $S_0 = s_4^2$, la commande donnée par (2.62) est déterminée comme suit :

$$u' = u'_1 + u'_2 \quad (2.85)$$

Avec :

$$\begin{cases} \dot{u}'_1(t) = -W' \text{sign}(s_4) \\ \dot{u}'_2(t) = -\lambda' |s_4|^{0.5} \text{sign}(s_4) \end{cases} \quad (2.86)$$

2.7.3.3 Résultats de simulation

Sur la base de ces régulateurs vitesse/courants conçus, nous avons effectués des simulations en utilisant le même profil de vitesse et le même profil du couple charge. Les paramètres des régulateurs de vitesse /courants utilisés dans la simulation sont donnés dans le tableau ci-dessous.

STA vitesse	STA courants	
c	k_3	k_4
1	2	5

Tableau 2.4: Paramètres de régulation par l'algorithme Super-Twisting

La figure 2.27 montre une nette amélioration de la réponse en vitesse en régime transitoire et en régime établi à basse et à grande vitesses. Les zooms associés montre que les ondulations ont été considérablement réduites en comparaison avec le réglage par mode glissant classique. De même, les réponses en courants statoriques données par la figure 2.28 sont nettement améliorées grâce à la réduction des ondulations par les régulateurs courants par l'algorithme Super-Twisting. Une illustration de cette amélioration est présentée à la figure 2.29 où on trace la réponse en courant de la phase A et sa consigne.

Pour la réponse en couple, la figure 2.30 montre la réduction des ondulations du couple et la réduction de l'erreur de poursuite à basse et à grande vitesses. Aussi, la figure montre la réponse en couple par rapport le profil du couple charge et le couple résistant auquel les ondulations des couple ont bien été réduite en comparaison avec le mode glissant classique.

De même, pour montrer la réduction significative des ondulations de vitesse/courants due principalement au phénomène de Chattering, nous avons tracé le plan de phase (s_3, \dot{s}_3) pour différents points de fonctionnement (figure 2.32). En effet, la trajectoire du convergence éteint le point d'équilibre $(s_3 + \dot{s}_3 = 0)$ rapidement avec des oscillations à très faible amplitudes.

Cette convergence rapide et légèrement oscillatoire se répercute sur la réponse en vitesse par rapport à la surface de glissement (figure 2.33).

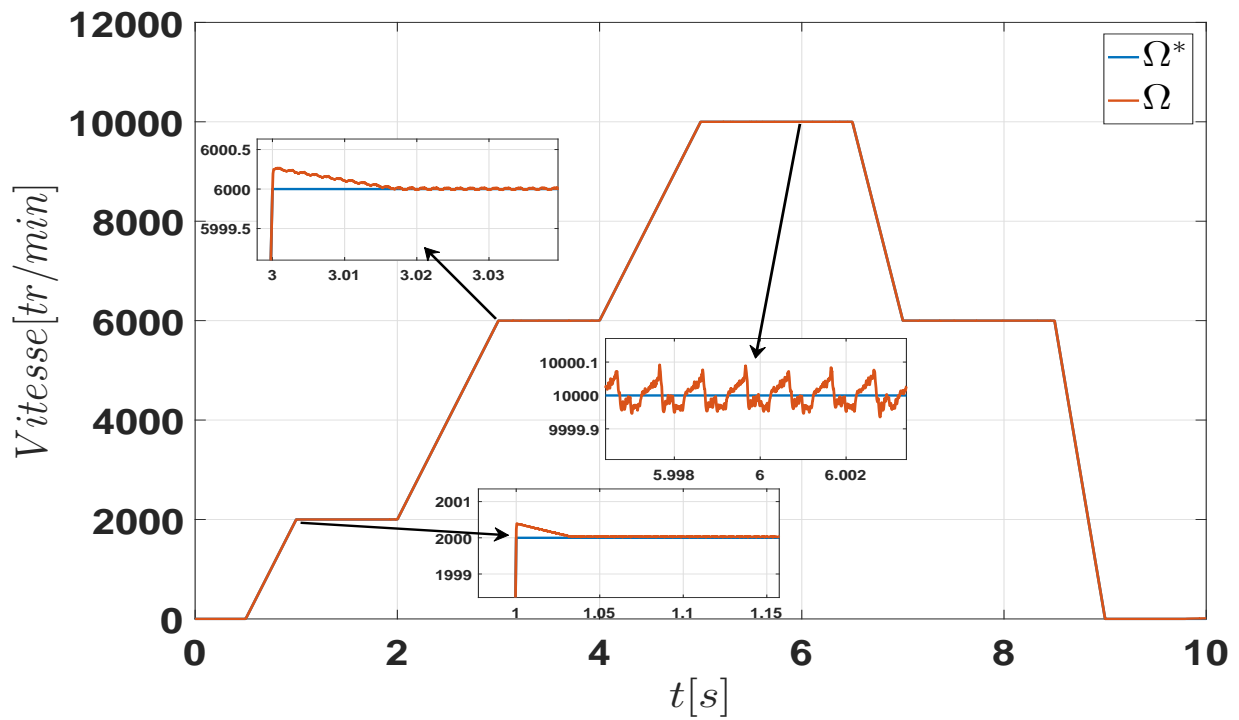


Figure 2.27: Réponse en vitesse par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.

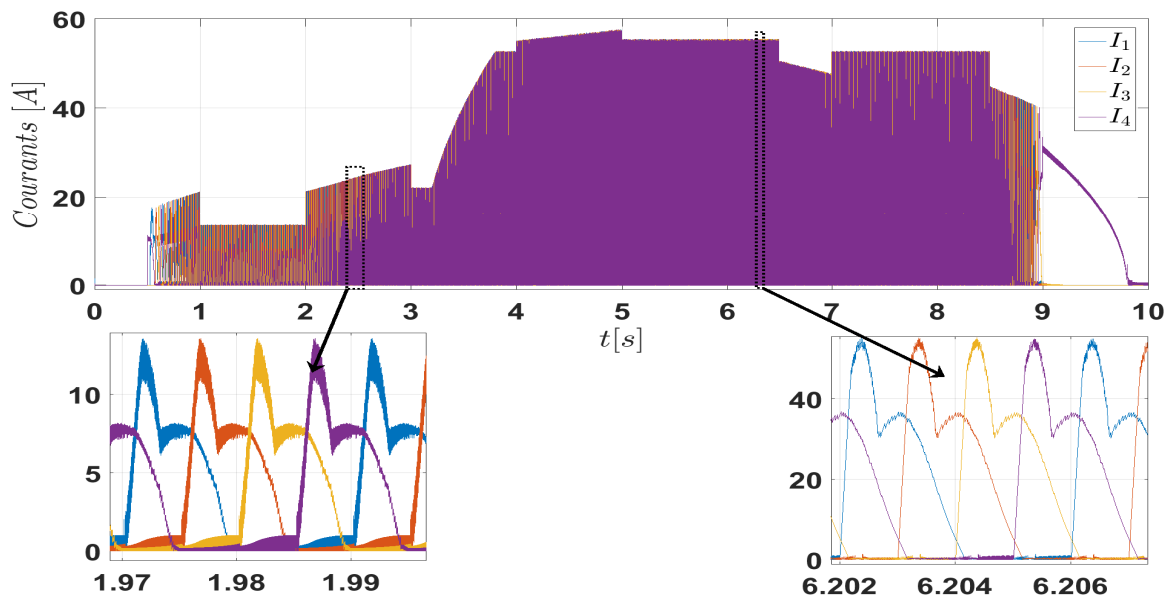


Figure 2.28: Réponse en courant par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.

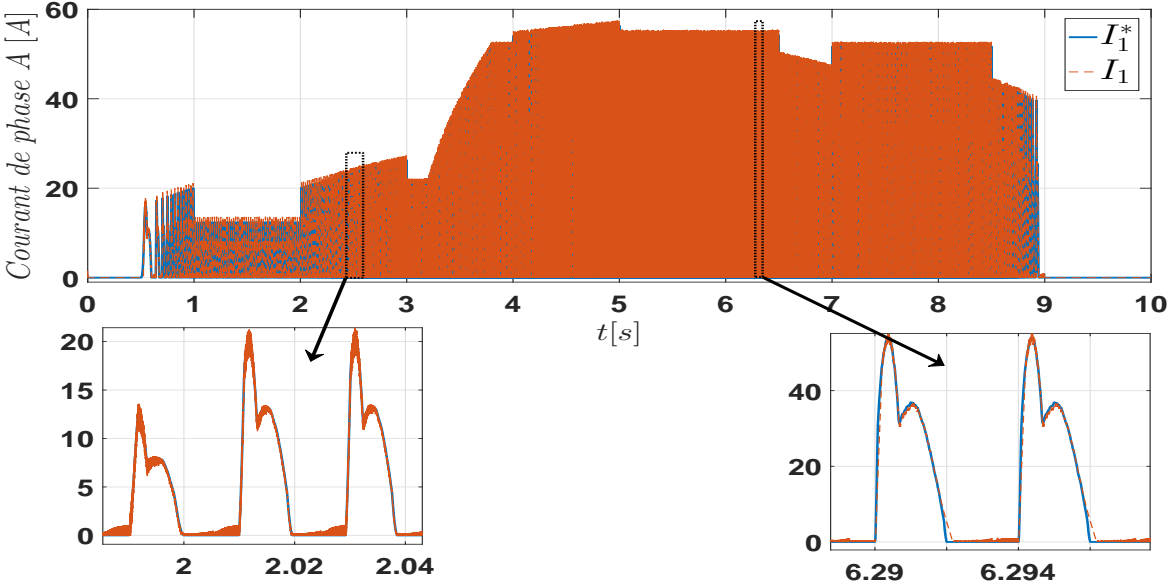


Figure 2.29: Réponse en courant de la phase A par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.

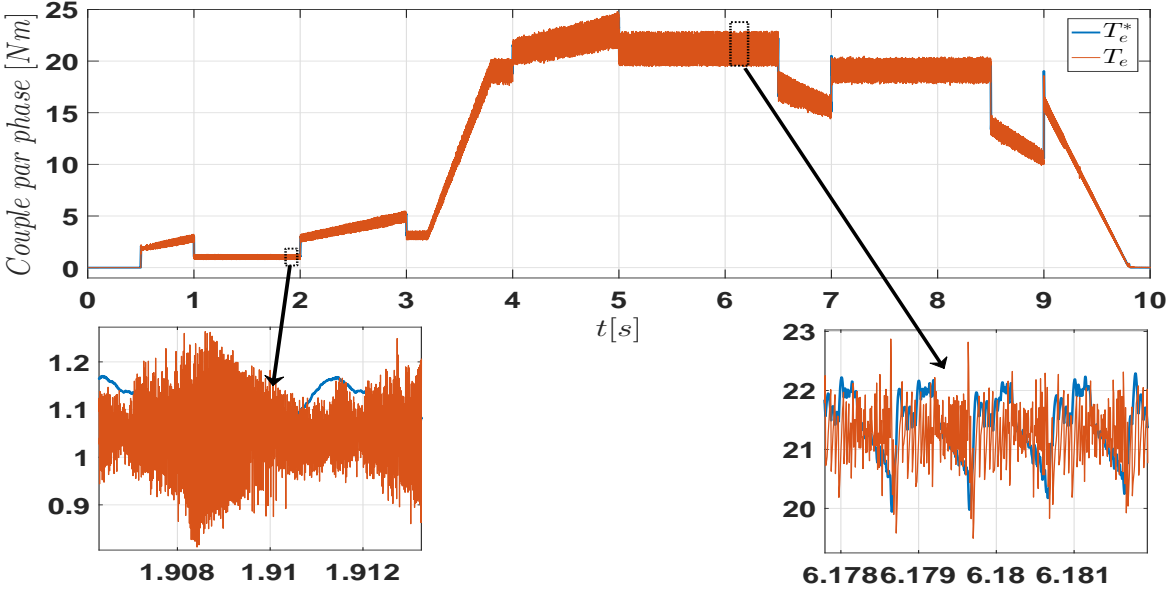


Figure 2.30: Régulation du couple total par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.

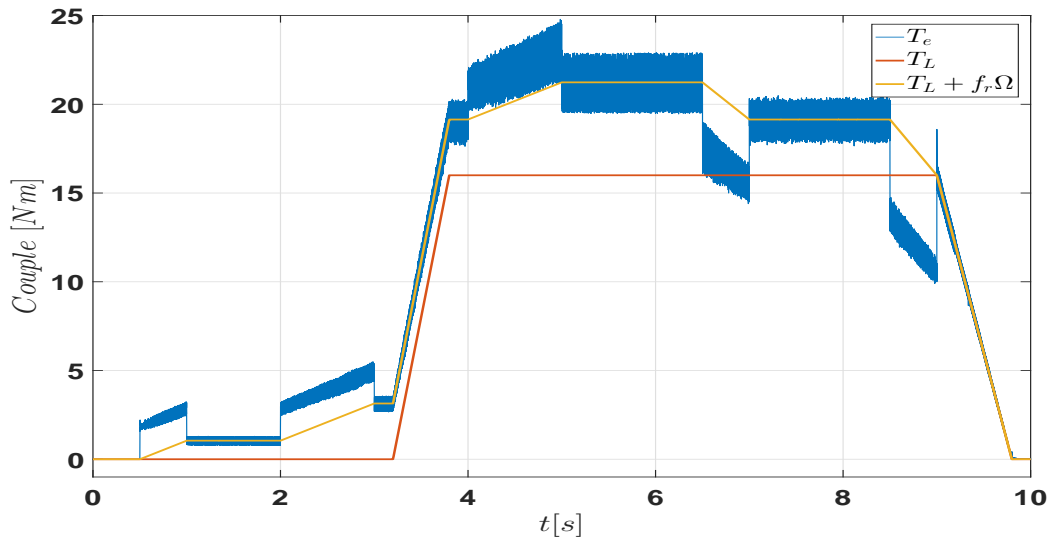


Figure 2.31: Réponse en couple par les régulateurs en mode glissant d'ordre 2.

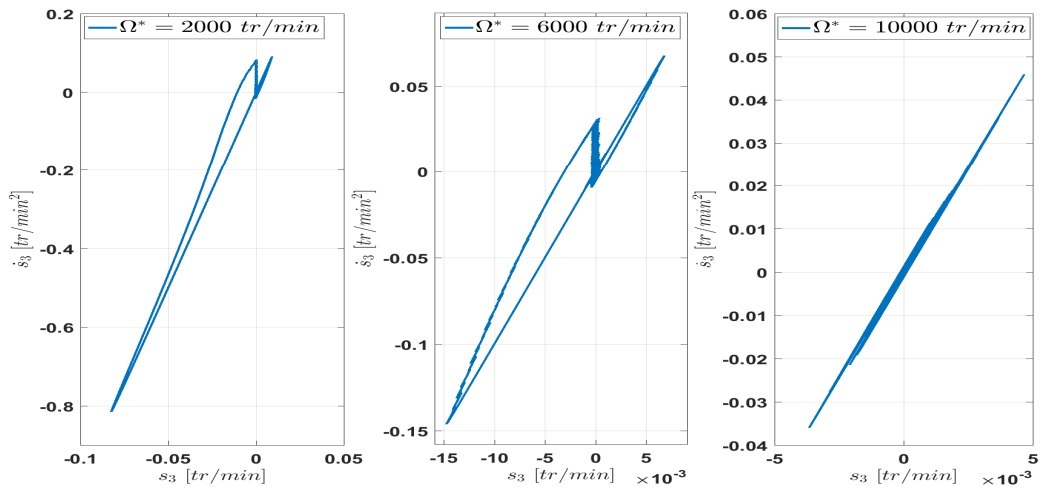


Figure 2.32: Plan de phase (s_3, \dot{s}_3).

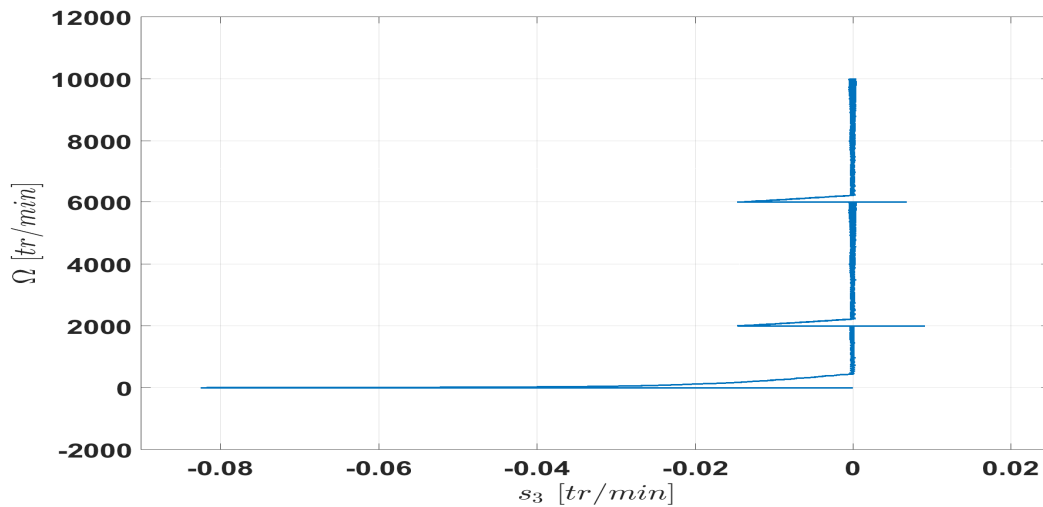


Figure 2.33: Vitesse en fonction de la surface de glissement s_3 .

2.8 Étude comparative et analyse de robustesse

2.8.1 Comparaison quantitative

Pour l'évaluation des performances de chaque commande présentée précédemment, une étude comparative a été effectuée. La figure 2.34 présente la réponse en vitesse des trois commandes par rapport à un profil de vitesse allant de zéro à 10000 tr/min (vitesse maximale) et puis zéro et un couple charge constant de 8 Nm appliqué à l'instant $t = 1.5$ s. Nous constatons à travers la superposition de trois réponses que l'erreur de trainage en régime transitoire est presque nulle pour la stratégie de commande par mode glissant (classique et d'ordre 2 par l'algorithme de Super-Twisting), tandis que pour le réglage classique PI, cette erreur est non-nulle. Ce qui se confirme à travers la figure 2.35 où nous avons tracé l'évolution de l'erreur de la vitesse de chaque mode de réglage par rapport au profil de vitesse proposé.

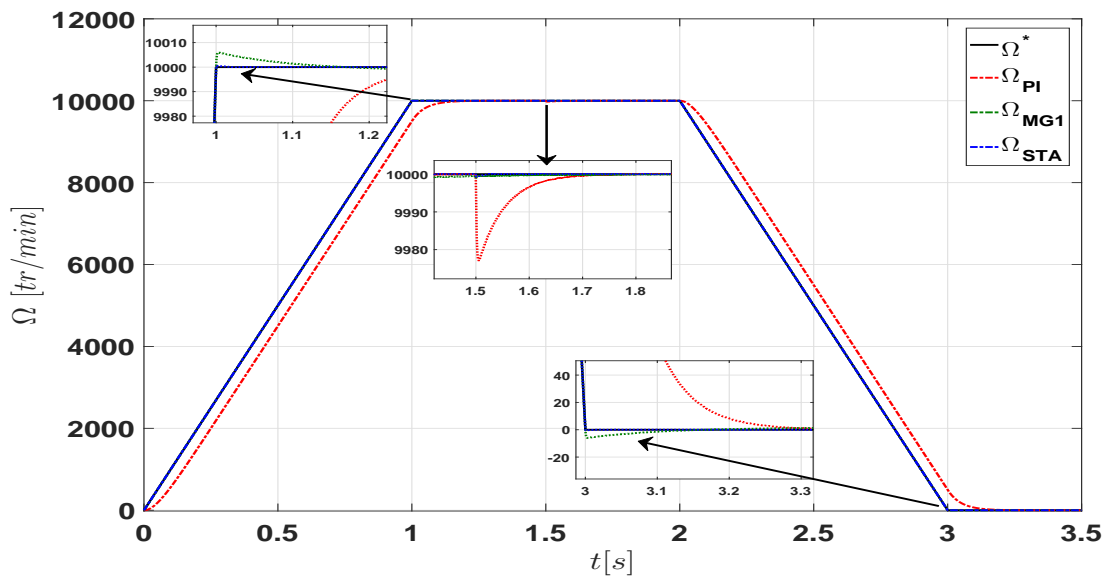


Figure 2.34: Comparaison de la réponse en vitesse.

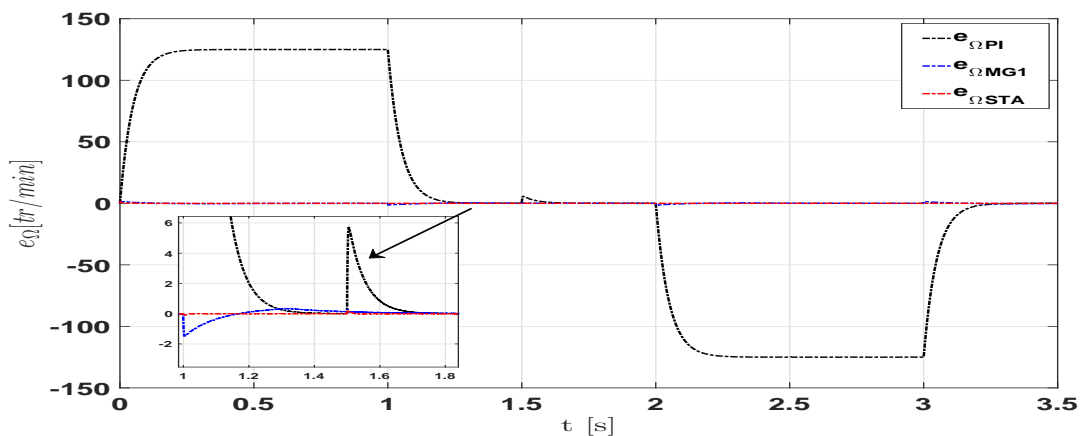


Figure 2.35: Comparaison de l'erreur en vitesse.

Par ailleurs, à l'instant où le couple charge est appliqué, une chute de vitesse s'est produite avec différentes amplitudes qui dépendent du type de commande. Le zoom associé à cette figure à $t = 1.5$ s, montre que le réglage par l'algorithme de Super-Twisting est nettement meilleur par rapport au réglage par mode glissant classique et au réglage PI. Ceci confirme la robustesse de la commande par mode glissant vis-à-vis des variations brusques du couple charge mécanique.

Pour une bonne évaluation des performances par rapport à la réponse en vitesse de chaque commande, trois paramètres caractérisant les réponses ont été quantifiés. Le tableau 2.5 résume les valeurs de ces paramètres pour les trois type de commande. En effet, le Super-Twisting a de meilleures performances en comparaison avec les commandes MG1 et PI.

	PI	MG1	STA
Temps de montée	0.105 s	0.08 s	0.01 s
Erreur de traînage maximale	6 %	0.3 %	0.1 %
Dépassement maximal	27 ‰	23 ‰	8 ‰

Tableau 2.5: Comparaison des performances de poursuite en vitesse entre les trois mode de réglages.

Un autre avantage du régulateur vitesse par Super-Twisting est la réduction des oscillations du signal de commande (couple de référence total) due au phénomène de Chattering générées par l'utilisation du régulateur par mode glissant classique (figure 2.36). Et pour l'évaluation des performances des régulateurs courants par les différents modes de commande, nous avons tracé la réponse en courant de la phase A avec sa consigne comme le montre la figure 2.37. De ce tracé, nous avons déduit l'évolution d'erreur de poursuite en courant de la même phase comme l'illustre la figure 2.38. Les résultats obtenus montrent que le régulateur de courant par l'algorithme de Super-Twisting donne une meilleure poursuite en comparaison avec les autres commandes. Finalement, cette erreur se répercute sur la réponse en couple (figure 2.39) où les ondulations du couple sont mieux réduites en régime établi avec le Super-Twisting.

Pour évaluer ces ondulations, une quantification du taux d'ondulation en régime permanent a été effectuée en utilisant la formule suivante [144] :

$$\Delta T_e (\%) = \frac{T_{eMax} - T_{emin}}{T_{emoy}} \quad (2.87)$$

où ΔT_e est le taux d'ondulation, T_{eMax} et T_{emin} sont respectivement la valeur maximale et minimale du couple et T_{emoy} est la valeur moyenne du couple.

La figure 2.39 montre les valeurs du taux d'ondulation pour les trois commandes. Nous constatons que ce taux d'ondulation est réduit quand le couple charge est appliqué à $t = 1.5$ s en comparaison à la réponse à vide. Par exemple, dans le cas de réglage PI le taux d'ondulation du couple de la machine à vide est passé de 26% à 14.7% à charge. De même, ce taux d'ondulation est encore réduit en utilisant le Super-Twisting. Cependant, le taux d'ondulation a augmenté dans le cas du réglage par mode glissant classique. Bien que ce mode a de bonnes performances, l'inconvénient du phénomène de Chattering a créé des ondulations de couple importantes. A titre d'exemple, le taux d'ondulation du couple de la machine à charge à sa

vitesse maximale vaut 14.7% avec le réglage PI, 19.7% avec la commande mode glissant classique et 13.5% avec la commande par mode glissant d'ordre 2.

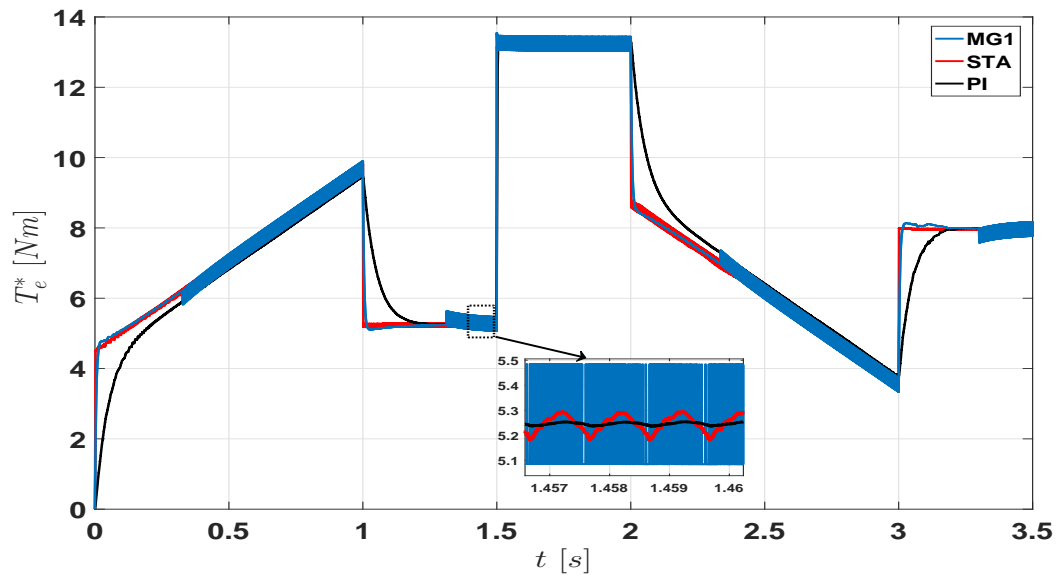


Figure 2.36: Comparaison du couple de référence total.

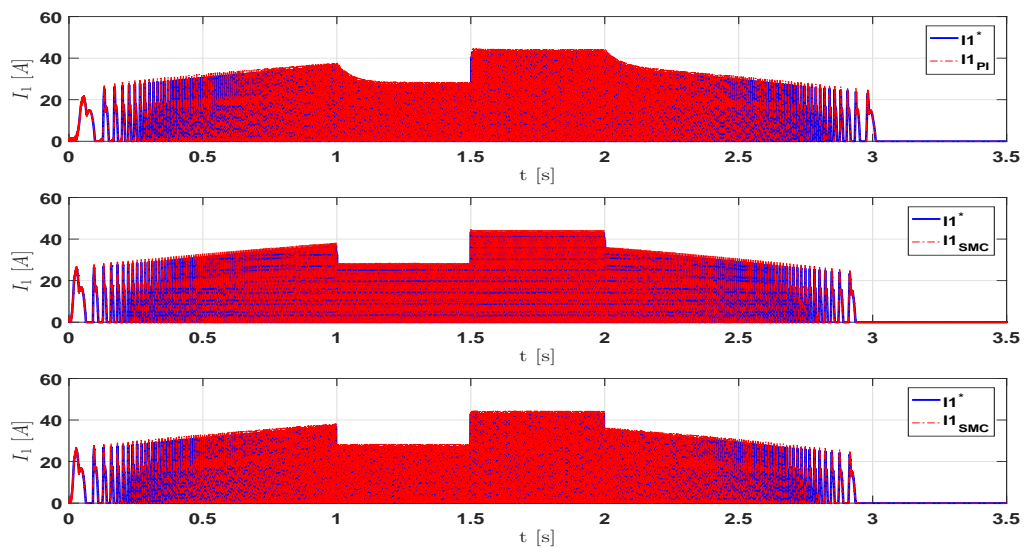


Figure 2.37: Comparaison de courants de la phase A.

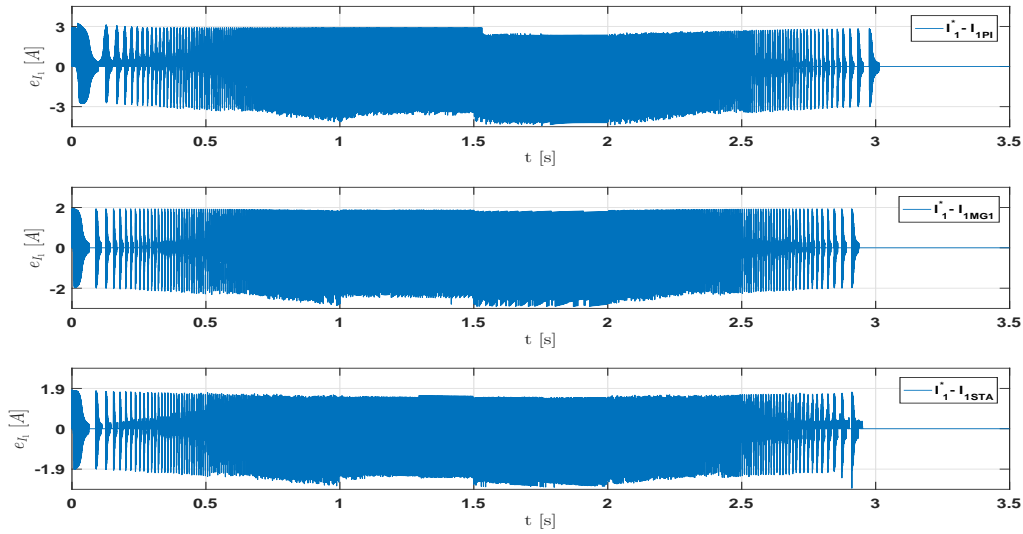
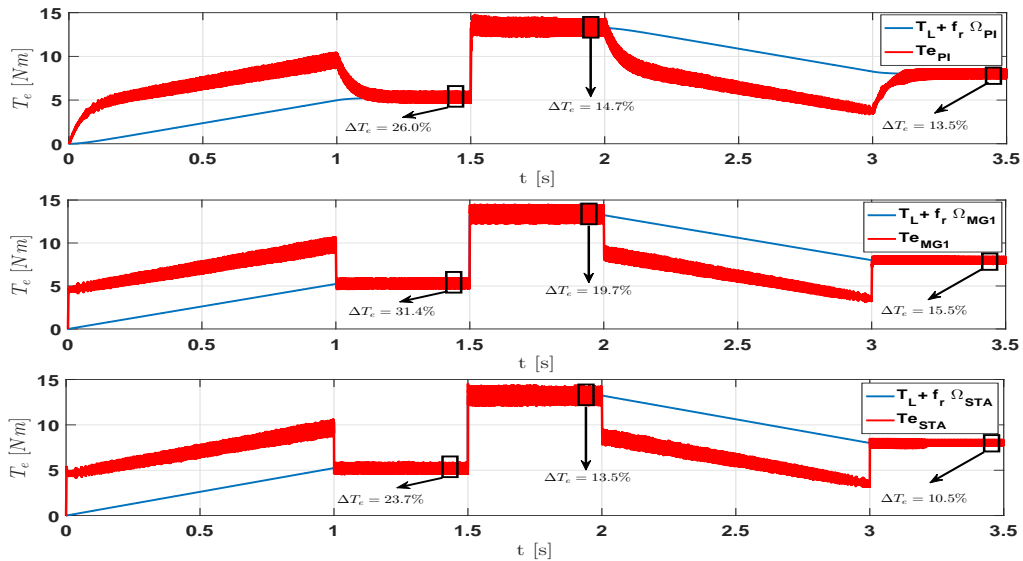
Figure 2.38: Comparaison d'erreurs de courant I_1 .

Figure 2.39: Comparaison de la réponse en couple.

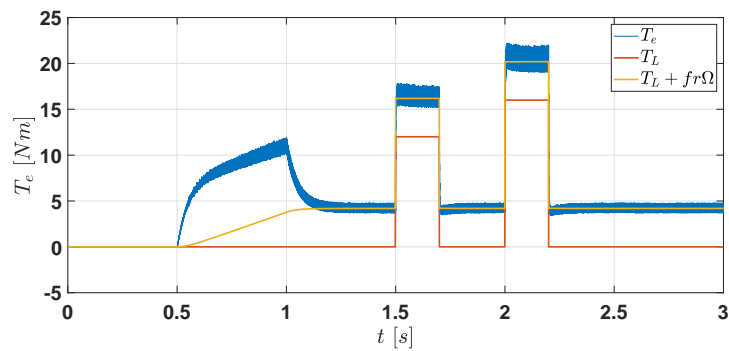
2.8.2 Étude de robustesse

Dans le contexte application véhicule électrique, l'étude de la robustesse des commandes proposées est nécessaire pour vérifier les limites de dégradation des performances de ces commandes vis-à-vis des variations des paramètres physiques de la machine. Les paramètres à faire varier sont la résistance des enroulement statoriques, le moment d'inertie, le coefficient de frottement visqueux et le couple charge mécanique dont les variations sont dues aux conditions de conduite (accélération/décélération) et à l'état de la route (ralentisseurs, présence des obstacles ...etc.).

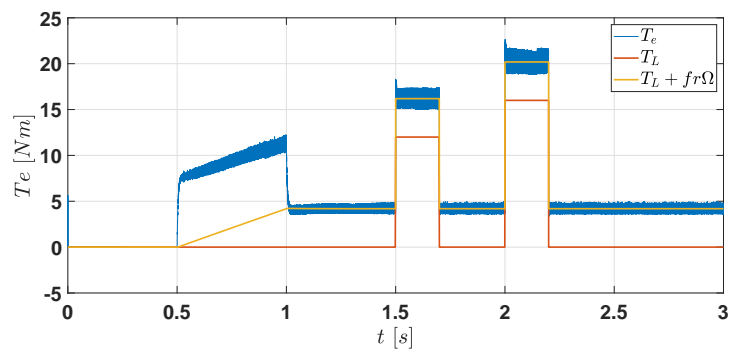
2.8.2.1 Robustesse vis-à-vis de variation du couple de charge

Dans une application VE, la perturbation externe la plus courante est le couple de charge. Dans cette partie, nous examinerons la robustesse de trois modes de réglage face à des changements brusques du couple de charge. Initialement, la machine est supposée tourner à vide sans couple charge avec un profil de vitesse allant de zéro à 8000 tr/min et aux instants $t = 1,5 \text{ s}$ et $t = 2 \text{ s}$, nous appliquons un couple de charge (T_L) de 12 Nm et 16 Nm respectivement.

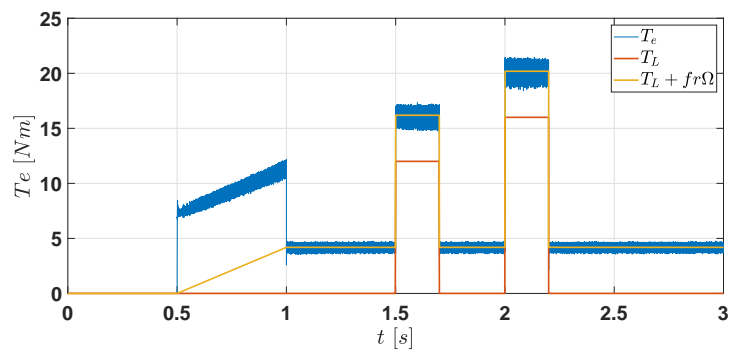
La figure 2.40 montre la réponse en couple par les trois mode de réglage.



(a) PI



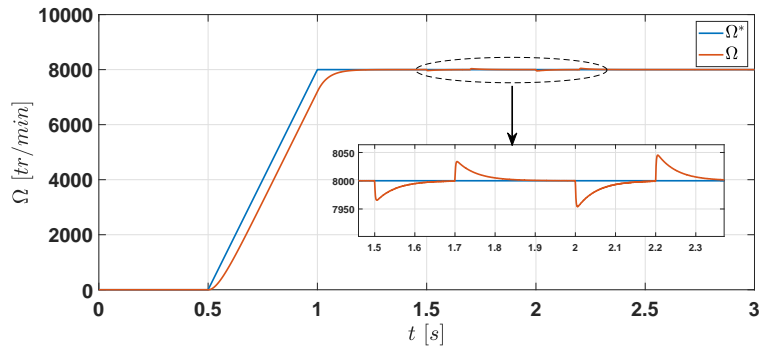
(b) MG1



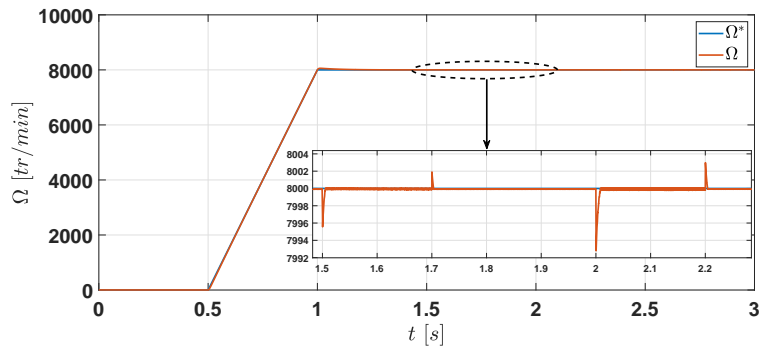
(c) STA

Figure 2.40: Réponse en couple avec une variation brusque du couple charge.

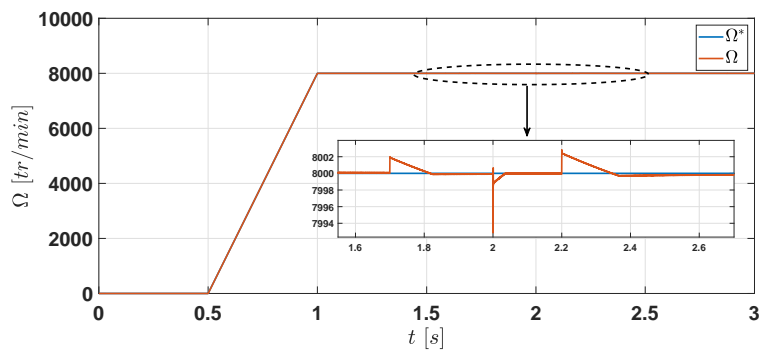
À partir de cette figure, nous constatons que les trois modes de réglage arrivent à convaincre le couple de charge. La figure 2.41 montre la réponse en vitesse de trois modes de réglage. En effet, les trois régulateurs sont robustes à la variation du couple de charge et produisent une erreur de dépassement négligeable, comme le confirment les zooms associés.



(a) PI



(b) MG1



(c) STA

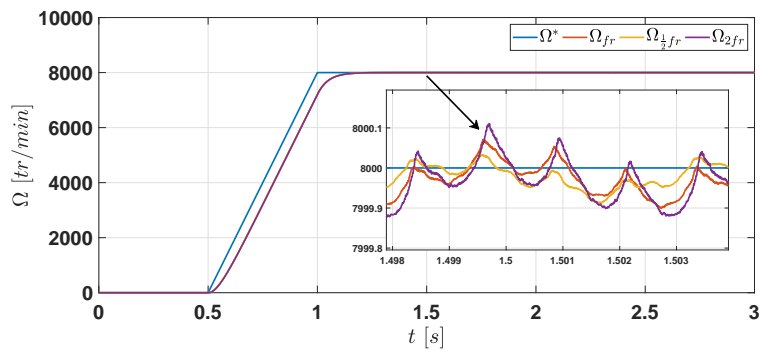
Figure 2.41: Réponse en vitesse avec une variation brusque du couple charge.

2.8.2.2 Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques

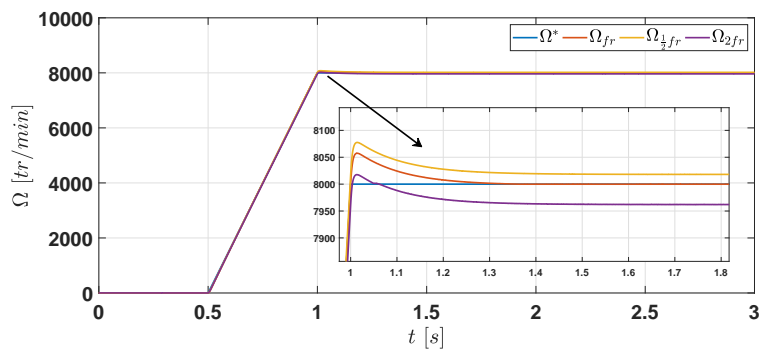
Nous étudierons la robustesse des trois régulateurs proposés vis-à-vis des variations paramétriques de la machine à réductance variable. Ces variations sont les modifications du moment d'inertie J , qui

pourraient être dues à l'engagement de la charge; la résistance de phase du stator R , qui peut varier en raison des variations de température de l'enroulement pendant le fonctionnement et le coefficient de frottement visqueux f_r en tant qu'incertitude du modèle. Les variations de ces paramètres sont analysées par des simulations où un paramètre est changé à la fois et les autres paramètres sont maintenus constants.

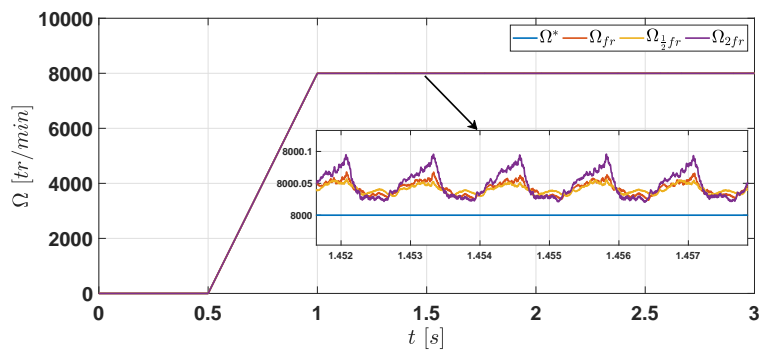
A. Variation de f_r : Commencant par varier le coefficient de frottement visqueux. La figure 2.42 représente la réponse en vitesse des résultats de simulation des commandes synthétisées précédemment pour trois valeurs f_r , $\frac{1}{2}f_r$ et $2f_r$.



(a) PI



(b) MG1

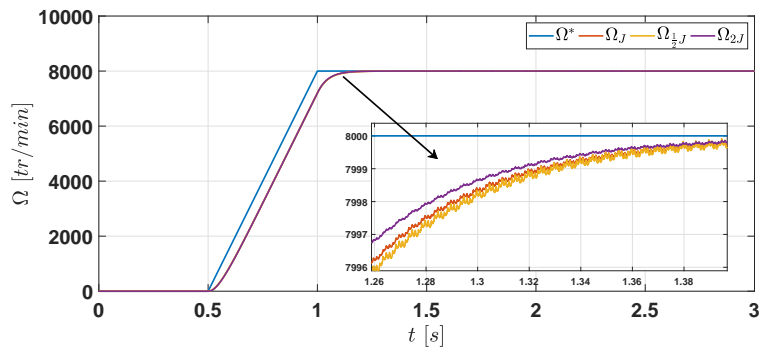


(c) STA

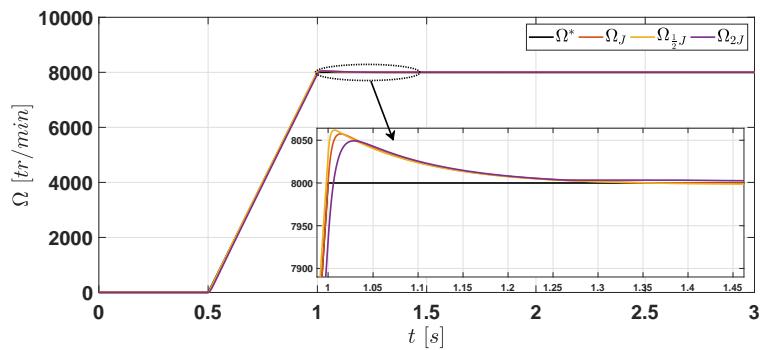
Figure 2.42: Réponse en vitesse avec la variation de coefficient de frottement.

De cette figure, nous pouvons constater la bonne robustesse des trois régulateurs face à la variation paramétrique de f_r . Ainsi, les zooms associés montrent que la commande par mode glissant de second ordre (STA) est plus robuste vis-à-vis du changement de f_r par rapport aux régulateurs PI et MG1.

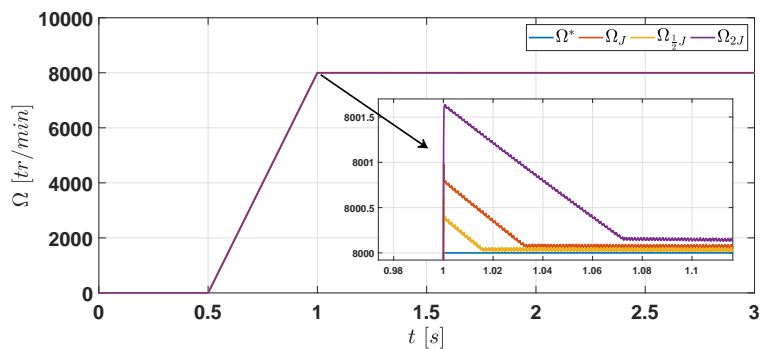
B. Variation de J : De même, nous varions le moment d'inertie J . La figure 2.43 représente la réponse en vitesse des résultats de simulation des commandes synthétisées précédemment pour trois valeurs J , $\frac{1}{2}J$ et $2J$.



(a) PI



(b) MG1



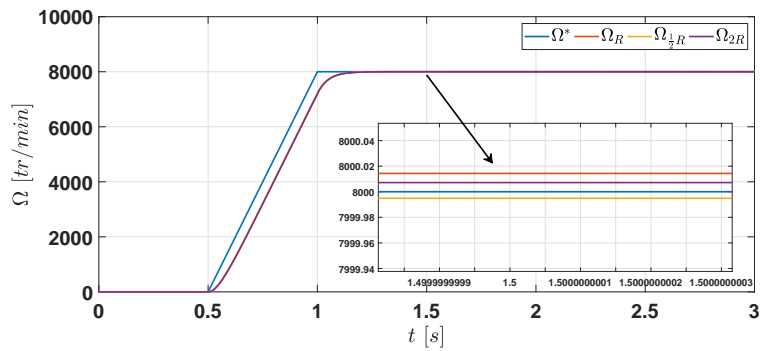
(c) STA

Figure 2.43: Réponse en vitesse avec la variation du moment d'inertie.

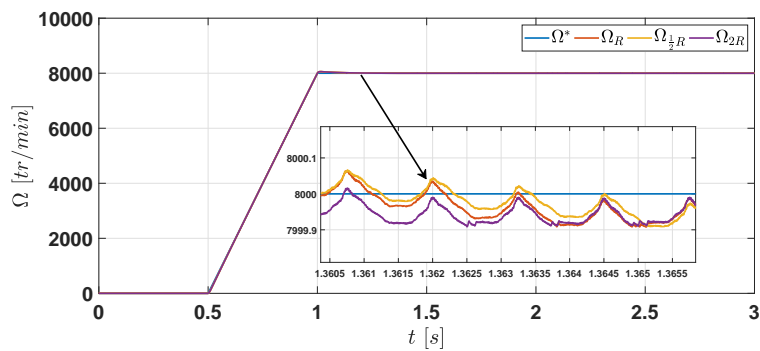
Comme on peut le voir sur les zooms associés à cette figure, la variation du moment d'inertie n'a pas

d'influence sur la réponse en vitesse pour les trois régulateurs. Cependant, dans le régime transitoire, l'erreur de poursuite est plus importante pour l'augmentation du moment d'inertie par rapport au cas sans variation de J . Ainsi, La diminution du moment d'inertie donne de bonnes performances mais ralentit la réponse dynamique du système.

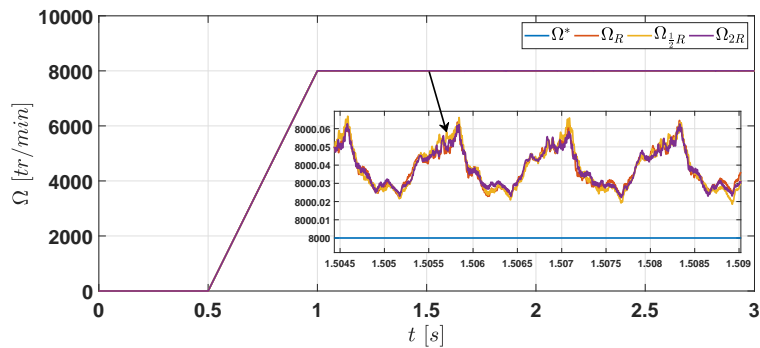
C. Variation de R : La réponse en vitesse des régulateurs lors de la variation de la résistance est illustrée sur la figure 2.44. En cas de diminution de la résistance de phase, un dépassement de vitesse est provoqué. Ainsi, l'augmentation de la résistance ralentit les réponses dynamiques. Les zooms associés à cette figure montrent l'intérêt de l'utilisation de la commande par STA vis-à-vis des variations de R .



(a) PI



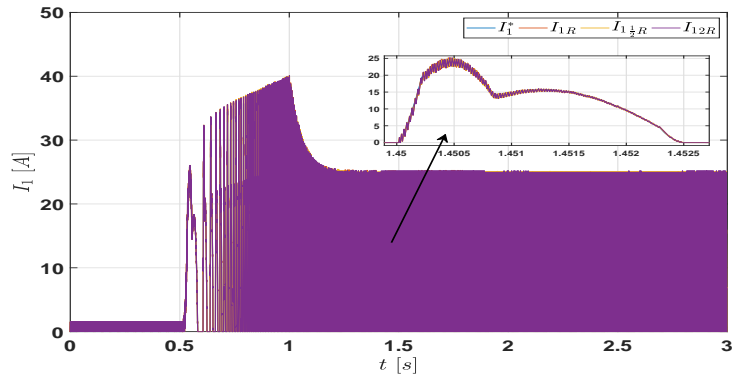
(b) MG1



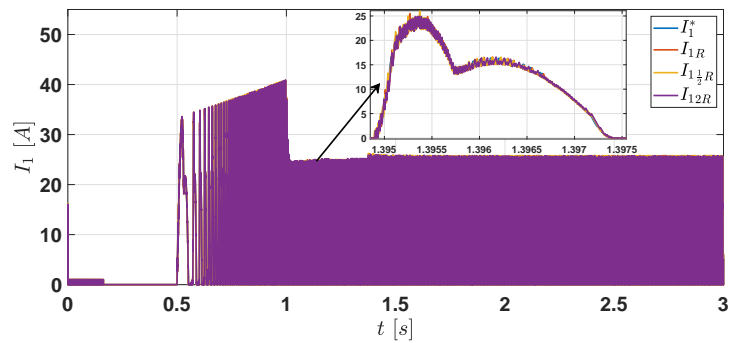
(c) STA

Figure 2.44: Réponse en vitesse avec la variation de résistance.

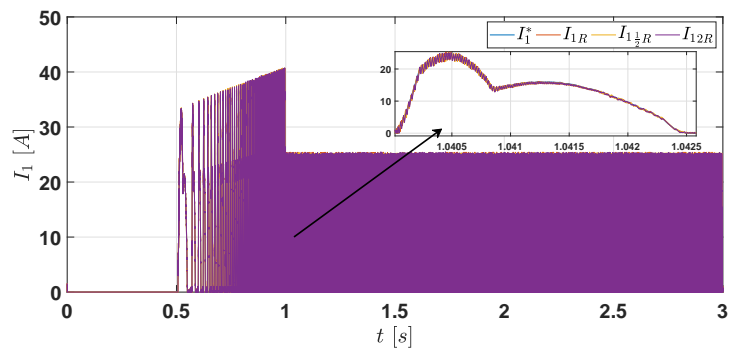
En effet, la résistance est un paramètre électrique et sa variation influence sur la régulation du courant. Pour illustrer la robustesse de trois régulateurs, la figure 2.45 montre la réponse en courant de la phase A par les trois modes de réglage.



(a) PI



(b) MG1



(c) STA

Figure 2.45: Réponse en courant I_1 avec la variation de résistance.

À partir de cette figure, nous pouvons constater la robustesse de trois régulateurs face à l'évaluation de la résistance de l'enroulement statorique. Cependant, dans le cas du régulateur par mode glissant conventionnel (MG1), on observe des ondulations autour de la référence ce qui est justifié par la présence de phénomène Chattering. Ces ondulations sont presque disparues dans le cas du régulateur de courant par STA comme le montrent les zooms associés.

Une étude comparative des résultats obtenus par la commande PI, MG1 et STA est réalisée au moyen du tableau récapitulatif ci-dessous, qui présente une comparaison des commandes étudiées par rapport aux différentes performances et tests de robustesse.

Commande		Commande par PI	Commande Par MG1	Commande par STA
Performance	Poursuite	-	++	++
	Rapidité	+	++	++
	Précision	+	++	++
	Ondulation du couple	+	-	++
Robustesse	Vis-à-vis R	+	+	++
	Vis-à-vis J	+	++	++
	Vis-à-vis T_L	+	++	++

++ : Très bon, + : bon, - : mauvais

Tableau 2.6: Comparaison de performances et robustesse entre les régulateurs PI, MG1 et STA

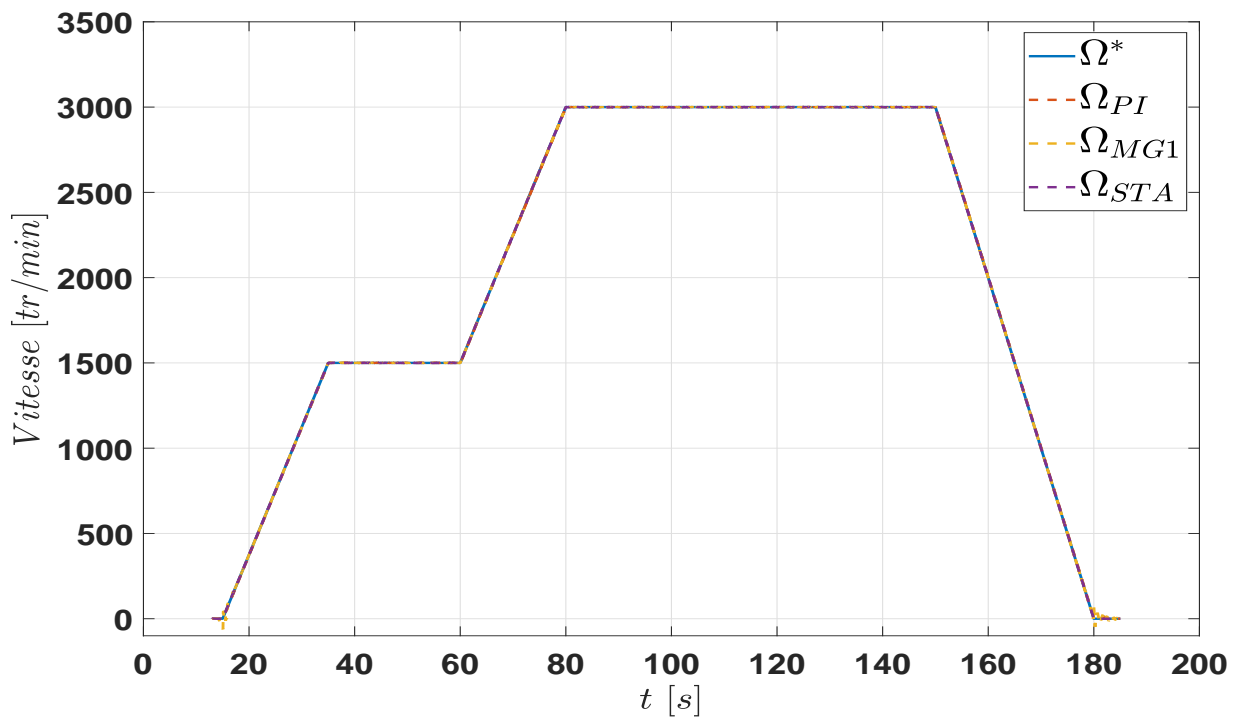
2.9 Résultats expérimentaux

Dans cette section, nous présentons la validation expérimentale des commandes développées dans ce chapitre pour la régulation vitesse/courants de la machine à réductance variable associée à une charge mécanique. En utilisant le banc expérimental décrit dans la section §1.8, la commande classique PI, la commande par mode glissant et la commande par mode glissant d'ordre 2 feront l'objet de cette validation sur ce banc.

Pour ces essais, le profil de vitesse de référence choisi est limité à 3000 tr/min. Ceci est dû à l'alimentation continue de la paillasse qui est limitée à 250V/25A. Pour des profils supérieures à 3000 tr/min, une alimentation hors paillasse est nécessaire pour atteindre le courant maximal 61A de la machine à réductance variable. Le couple charge est assuré par la machine à courant continu associée à une charge résistive variable.

A partir des essais réalisés sur le banc, nous avons tracés l'évolution de la réponse en vitesse de la machine à réductance variable des trois commandes PI, mode glissant (MG1) et mode glissant d'ordre 2 (STA) en choisissant un couple de charge constant (figure 2.46).

Sur la base de ces résultats expérimentaux, nous constatons que les trois réponses suivent bien le profil de vitesse choisi. La figure 2.46b montre le zoom de la réponse en vitesse à $t=60s$. En effet, les régulateurs vitesse/courants par mode glissant et par mode glissant d'ordre 2 donnent des réponse en vitesse sans erreur de trainage tandis que le réglage par PI vitesse/courants presente une erreur de trainage non négligeable. La figure 2.46c montre le zoom de la réponse en vitesse à $t=140s$. En effet, les régulateurs vitesse/courants par mode glissant d'ordre 2 donnent des réponse en vitesse nettement meilleures par rapport aux régulateur PI et mode glissant.



(a) Réponse en vitesse

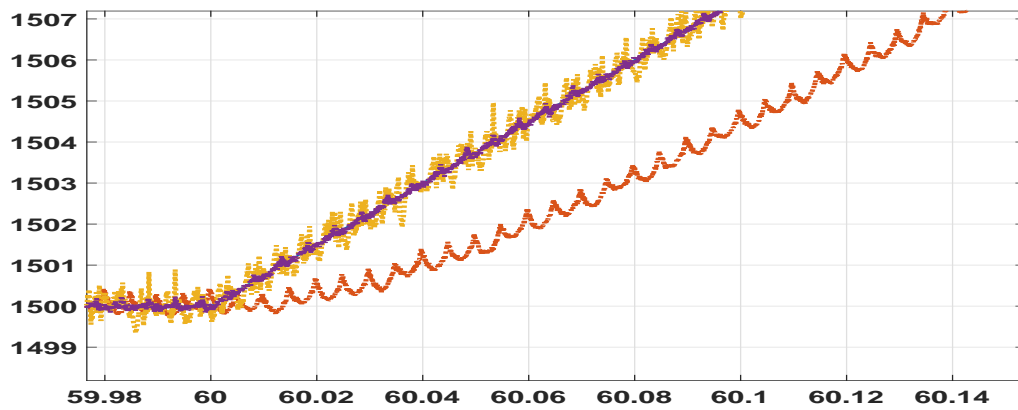
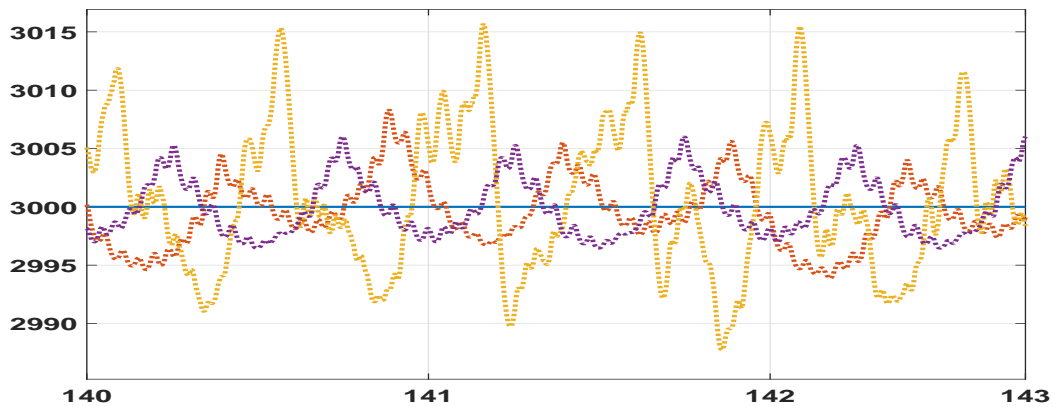
(b) Zoom à $\Omega^* = 1500$ tr/min(c) Zoom à $\Omega^* = 3000$ tr/min

Figure 2.46: Réponse en vitesse par les trois modes de réglage.

La figure 2.47 montre les réponses en courant des trois modes du réglage à $t=140s$.

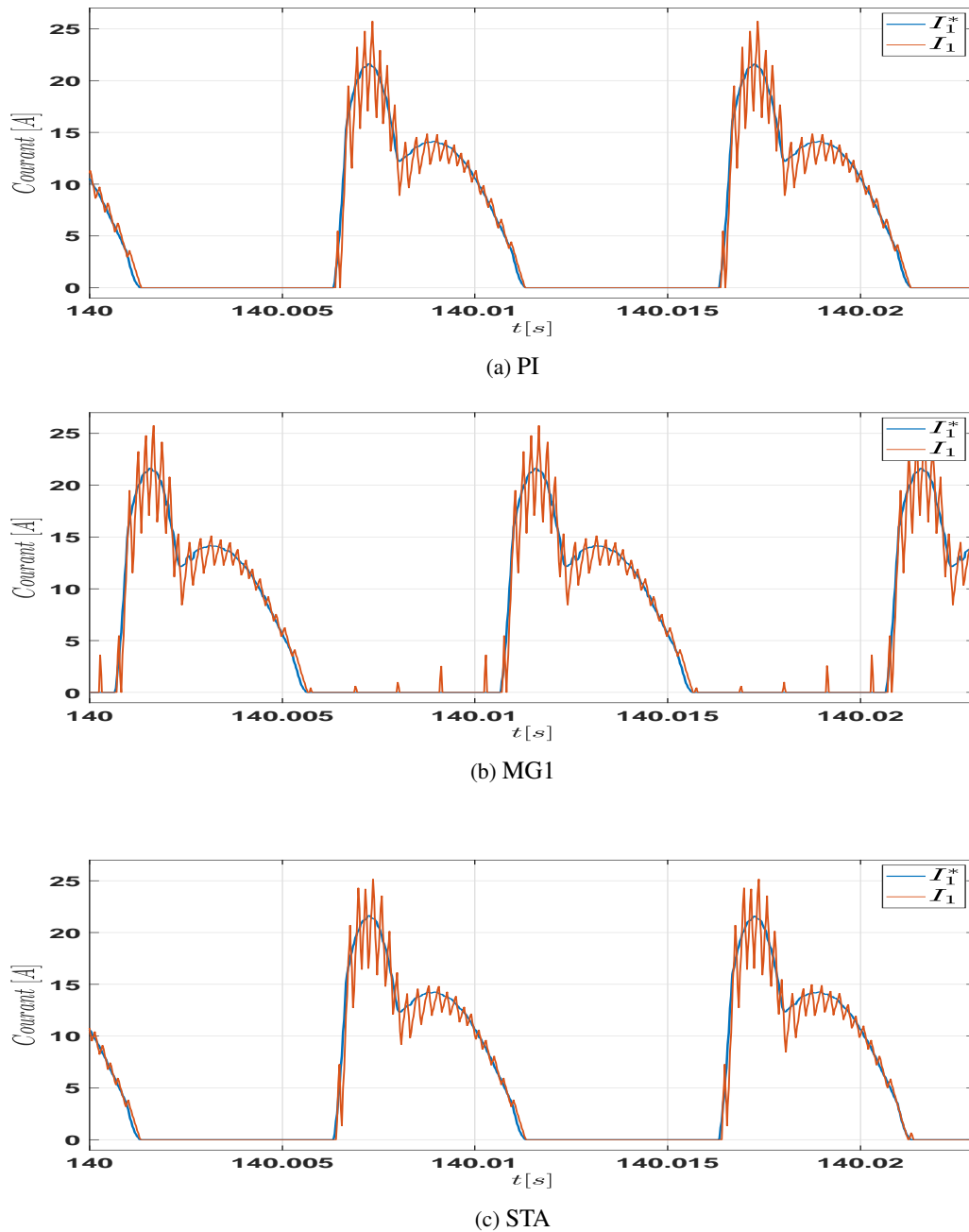


Figure 2.47: Zoom sur les réponses en courants à l'instant $t = 140s$.

Sur la base de ces résultats expérimentaux nous constatons que les courants suivent bien les consignes générés indirectement par les régulateurs de vitesse. Par ailleurs, ces réponses présentent des ondulations dues à la fréquence d'hachage ayant une fréquence égale à la fréquence d'échantillonnage des signaux mesurés.

Finalement, les résultats expérimentaux obtenus confirment bien que les trois régulateurs proposés amélioreraient considérablement la réponse en vitesse tandis que pour les réponses en courant, nous constatons

que les courants suivent bien les consignes avec un taux d'ondulation qui pourrait être amélioré par la période d'échantillonnage (pas d'intégration), la fréquence des signaux MLI, la résolution d'acquisition des données et l'optimisation des paramètres de régulation. De même, nous constatons que les régulateurs de vitesse/courants conçus par mode de glissement d'ordre supérieur apportent de meilleures performances en réduisant l'erreur de traînage et le phénomène de chattering.

2.10 Conclusion

Les approches proposées dans ce chapitre pour la commande de la vitesse et des courants statoriques de la machine à réluctance variable dans le contexte du véhicule électrique, ont montré leur valeur ajoutée dans l'amélioration des performances et de robustesse. En effet, parmi ces commandes, la commande par mode glissant d'ordre 2 en utilisant l'algorithme de Super-Twisting a permis d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la chaîne de traction, à savoir, la précision, l'erreur de traînage, le dépassement, le temps de réponse et le taux d'ondulation du couple machine ainsi que la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques.

Aussi, grâce à l'architecture de la commande en cascade vitesse/courants proposée dans cette étude ainsi qu'aux améliorations des performances par les commandes robustes, en particulier la commande par mode glissant d'ordre supérieur, nous pouvons proposer la machine à réluctance variable, comme une alternative aux autres technologies de machines conventionnelles.

CHAPITRE 3

COMMANDE SANS CAPTEUR DE POSITION DE LA MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE

Sommaire

3.1	Introduction	116
3.2	État de l’art sur les méthodes d’estimation de position de la Machine à Réductance Variable	117
3.3	Présentation de l’observateur par filtre de Kalman étendu (FKE)	119
3.3.1	Synthèse d’un observateur par FKE avec un couple de charge inconnu	121
3.4	Présentation de l’observateur par mode glissant	128
3.4.1	Principe de l’observateur par mode glissant	129
3.4.2	Synthèse de l’observateur par l’algorithme de Super-Twisting	130
3.4.3	Synthèse d’un observateur par mode glissant avec couple de charge inconnu	137
3.5	Conclusion	141

3.1 Introduction

Les CAPTEURS MÉCANIQUES montés sur l'arbre d'une machine électrique font partie de la chaîne de traction électrique VE. Ces capteurs présentent quelques inconvénients tels que le coût d'acquisition, le coût de la maintenance et le coût du renouvellement. De plus, certains capteurs perdent leur fiabilité en raison de la variation de la température de leur environnement. Parfois, dans certaines applications le volume du capteur pose un problème d'intégration mécanique au niveau de la chaîne de traction. Pour les petites machines telles que celles utilisées dans les chaînes de traction hybrides, la présence d'un tel capteur au niveau de l'arbre peut rendre ce dernier presque inaccessible. De même, pour les machines à arbre creux, l'accouplement du capteur avec le rotor peut être difficile. L'installation de ces appareils de mesure nécessite un réglage relatif au rotor (calage). Cette opération est laborieuse à reproduire en série, même si elle peut être réalisée par la commande numérique. Aussi, la défaillance du capteur de position provoque un dysfonctionnement de la chaîne de traction, ce qui peut être dangereux pour le conducteur et le véhicule.

Pour pallier les inconvénients mentionnés ci-dessus, la commande sans capteur de position des machines électriques consiste à mettre en œuvre un estimateur/observateur de la position en utilisant des capteurs logiciels (capteurs virtuels). Pour la machine à réductance variable, différentes approches basées sur le modèle de la machine sont proposées pour la conception de ces capteurs logiciels. L'état de l'art de ce chapitre détaillera les différentes approches.

En effet, l'utilisation de la commande sans capteur mécanique augmente la fiabilité et la sûreté de fonctionnement, car la position estimée par le capteur logiciel qui est indépendante des interférences électromagnétiques ne présente aucune distorsion du signal. Aussi, l'utilisation de ces capteurs implémentés dans le calculateur de la chaîne de traction électrique garantit une sûreté de fonctionnement en cas de défaillance du capteur mécanique par la redondance.

Dans cette étude, la commande en vitesse de la MRV avec le capteur logiciel ne doit utiliser que les données mesurées par les capteurs de tension et de courant de chaque phase. En outre, cette commande doit garantir de bonnes performances sur toute la plage de vitesse/couple de la machine (une résolution et une précision élevées). Nous mettons l'accent sur deux approches d'estimation, la première concerne le filtre de Kalman étendu (FKE), et la seconde basée sur la théorie de systèmes à structure variable, en l'occurrence, l'observateur par mode glissant d'ordre 2 (OMG2) avec un couple de charge connu et inconnu. De plus, l'évaluation des performances de ces deux observateurs est validée en simulation.

L'objectif d'utiliser ces deux approches est d'évaluer la précision d'estimation de ces observateurs par rapport au capteur de position réel. L'erreur d'estimation, nous permet alors de choisir un des deux pour l'implémenter dans le calculateur de la chaîne de traction VE. Ce dernier n'est actif que si un défaut sur le capteur mécanique est détecté.

3.2 État de l'art sur les méthodes d'estimation de position de la Machine à Réductance Variable

Dans la littérature, différentes méthodes de la commande sans capteur pour les machines à réductance variable ont été développées au cours des vingt dernières années, chacune avec ses avantages et ses inconvénients. Ces méthodes peuvent être regroupées en trois techniques principales [145, 146] :

- Techniques d'injection de signaux de test ;
- Techniques basées sur des estimateurs des caractéristiques magnétiques et électriques de la MRV ;
- Techniques basées sur les observateurs d'état.

Les techniques basées sur l'injection de signaux de test impliquent l'injection de signaux haute fréquence dans les enroulements du stator pour extraire la position du rotor par une analyse fréquentielle [147, 148, 149, 150, 151, 152]. Ces techniques d'estimation montrent une bonne efficacité, mais souffrent de la génération de couple négatif et leur mise en œuvre nécessite l'utilisation de composants externes (circuits auxiliaires), ce qui est un inconvénient pour l'application de la traction électrique VE, où l'ajout de composants externes augmente le coût et l'encombrement électronique.

Les techniques basées sur des estimateurs des caractéristiques magnétiques et électriques de la machine reposent sur la même idée centrale, à savoir la récupération des informations sur la position mécanique du rotor par des estimateurs de flux [153, 154, 155], estimateurs de la variation d'inductance [156, 157, 158], détection de la forme d'onde du courant [159, 160] et le calcul de la f.c.e.m [161]. Une technique d'estimation de la position du rotor basée sur l'orientation du flux dans une stratégie de commande du couple indirecte est proposée par [162]. Dans cette technique, la position du rotor est estimée en déterminant la position du flux orienté. Des techniques basées sur l'intelligence artificielle sont également proposées [163, 164, 165, 166]. Dans [167], les auteurs proposent un réseau de neurones à propagation inversée établi sous la forme d'un réseau non linéaire reliant les grandeurs électriques mesurées à la position du rotor. La position générée par ce réseau est ensuite utilisée pour estimer le flux principal qui est comparé au flux réel calculé par intégration de la f.c.e.m mesurée. La différence obtenue se propage dans le réseau pour permettre la modification des paramètres et l'estimation de la position du rotor. Une valeur initiale du flux ou de la position est requise. Dans [168], un schéma de commande sans capteur basée sur la logique floue est proposé. Dans cet article l'estimateur par logique floue estime, d'une part la position du rotor à partir des mesures des courants et des tensions et de l'autre part, il gère les références de courant nécessaires pour réaliser un mode de fonctionnement à couple maximal ou à facteur de puissance unitaire. Dans [169], un observateur flou est utilisé pour estimer la position et la vitesse du rotor. Cet observateur prend comme entrée les courants statoriques estimés et la différence entre les mesures et les estimations de ces derniers. La qualité de l'estimation fournie par les techniques mentionnées ci-dessus dépend de la précision des données électromagnétiques de la machine. Ces méthodes nécessitent également la manipulation d'un grand tableau d'interpolation et ne permettent pas d'estimer la position du rotor sur toute la plage de fonctionnement de la machine.

Les techniques basées sur l'observateur sont largement rapportées dans la littérature pour la commande sans capteur de la MRV. L'utilisation d'observateurs d'état évite plusieurs inconvénients rencontrés avec les techniques susmentionnées, tels que la nécessité de stocker et de manipuler une grande quantité de données expérimentales, la nécessité d'un circuit d'injection supplémentaire, le traitement du signal et génération de couple négatif non désirée. De plus, les méthodes d'estimation de position basées sur l'observateur d'état sont valables pour une large plage de vitesses de fonctionnement de la MRV et conviennent donc mieux aux applications de traction électrique. Le développement d'un observateur de type Luenberger est présenté dans [170, 171]. Dans sa version étendue, la référence [172] présente un observateur de Luenberger étendu permettant d'estimer la position et la vitesse de la machine dont les entrées sont les mesures de tensions et de courants. Cet observateur est validé expérimentalement avec une bonne précision d'estimation sur toute la plage de vitesse. Cependant, cet observateur est très sensible à la variation de ses coefficients et suppose connaître les paramètres du système avec une très bonne précision ce qui fait sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine très limitée. Pour pallier cet inconvénient, des observateurs robustes, tels que les observateurs par modes glissants, sont proposés dans [173, 112, 174]. Le principe de ces observateurs est d'utiliser des fonctions de commutation variables (surfaces de glissement) afin que l'erreur d'estimation converge vers zéro dans l'espace d'état. Dans [175], un observateur par mode glissant est présenté pour l'estimation de la position de la machine. Outre sa robustesse, ce dernier présente de nombreux avantages, notamment le fait qu'il ne dépend pas de la position initiale du rotor. Néanmoins, cela ne fonctionne pas aussi bien à des vitesses proches de zéro qu'à des vitesses très élevées. La mise en œuvre expérimentale de cette technique est présentée dans [176] où les résultats obtenus ont été présentés et commentés. Pour les observateurs optimisant un critère stochastique, nous citons l'estimateur de Kalman standard et l'estimateur de Kalman étendu [177, 178]. Ce type d'observateur donne une estimation optimale (au sens d'un critère statistique) de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues. Il est souvent utilisé pour estimer le flux ou les courants afin de reconstruire la position et la vitesse de la machine. Dans [179], un développement théorique avec une validation expérimentale a eu lieu sur un observateur par mode glissant et sur un estimateur par le filtre de Kalman étendu. Les performances de ces deux observateurs sont comparées dans les mêmes conditions de fonctionnement dans le contexte d'un véhicule électrique. Les résultats d'estimation obtenus montrent de bonnes performances. Cependant, les auteurs considèrent le couple charge véhicule comme une constante connue, ce qui n'est pas toujours le cas des véhicules.

Dans ce chapitre, nous nous concentrons sur la synthèse d'observateurs par mode glissant d'ordre deux (OMG2) et par le filtre de Kalman étendu (FKE) pour la réalisation de la commande en vitesse sans capteur de position. Ces deux observateurs seront intégrés à la chaîne traction électrique en utilisant la commande en cascade vitesse/courants avec des régulateurs PI évoquée au chapitre 2. Dans un premier temps, les deux observateurs ont été développés en supposant le couple charge véhicule comme une entrée connue. Ensuite, ces observateurs développés seront adaptés au contexte véhicule électrique où le couple charge véhicule est considéré comme une entrée inconnue.

3.3 Présentation de l'observateur par filtre de Kalman étendu (FKE)

L'estimation quadratique linéaire (Linear Quadratic Estimation, LQE), également connue sous le nom de filtre de Kalman (KF), est un ensemble d'équations mathématiques récursives qui fournissent un moyen efficace d'estimer l'état d'un processus. Ce filtre joue un rôle important dans l'estimation d'état de systèmes stochastiques linéaires en temps discret, qui prend en charge l'estimation des états d'un système perturbé à partir de ses valeurs passées et des mesures obtenues à sa sortie [180].

Pour les systèmes non linéaires, un filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter, EKF) est appliqué pour les estimations d'état. FKE est la version non linéaire du filtre de Kalman qui consiste à linéariser les équations du système autour d'un point de fonctionnement, afin d'appliquer ensuite un filtre de Kalman linéaire au système linéarisé ainsi obtenu [181].

Le modèle discret du système non linéaire à observer peut être défini par l'équation d'état suivante [182] :

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_{p_k} = h(x_k) + v_k \end{cases} \quad (3.1)$$

où f et h sont des fonctions non linéaires de dimensions $[n \times m]$, x_k est le vecteur l'état, u_k est la commande, y_{p_k} est la mesure et k est l'indice temporel.

w_k et v_k sont respectivement le bruit de mesure et le bruit d'état supposés blancs, centrés et non corrélés. Aussi, ils sont censés avoir une loi de probabilité de distribution normale [182] :

$$\begin{cases} p(w) \sim N(0, Q) \\ p(v) \sim N(0, R) \end{cases} \quad (3.2)$$

où Q et R sont respectivement la covariance de bruit de mesure et la covariance de bruits d'état.

En plus de sa capacité de rejeter les bruits de mesure et d'état, le filtre de Kalman étendu conserve de bonnes performances lorsque le système à observer est incertain en raison des variations paramétriques. Ce filtre basé sur des algorithmes stochastiques garanti une variance minimale de l'erreur d'estimation en utilisant une approche récursive qu'on peut décomposer en étape de prédiction et de correction [182, 183] :

1. Étape de prédiction :

Dans cette étape, l'état estimé $\hat{x}_{k|k}$ et la covariance de l'erreur de son bruit $P_{k|k}$ sont utilisés pour produire une estimation de l'état actuel $\hat{x}_{k+1|k}$ du système qu'on peut la représenter en deux parties :

- Prédiction de l'état actuel du système :

$$\hat{x}_{k+1|k} = f(\hat{x}_{k|k}, u_k) \quad (3.3)$$

- Prédiction de la covariance de l'erreur d'estimation :

$$P_{k+1|k} = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k}} \cdot P_{k|k} \cdot \frac{\partial f^T}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k}} + Q \quad (3.4)$$

où $P_{k+1|k}$ est la matrice d'estimation a priori de la covariance de l'erreur.

2. Étape de correction :

Dans cette étape, les valeurs prédites des variables d'état et de la covariance de l'erreur de bruit sont corrigées par les mesures effectuées sur le système réel afin d'obtenir une estimation plus précise. Cette correction est réalisée en trois étapes successives :

- Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} \cdot \frac{\partial h^T}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k+1|k}} \cdot \left[\frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k+1|k}} \cdot P_{k+1|k} \cdot \frac{\partial h^T}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k+1|k}} + R \right]^{-1} \quad (3.5)$$

où K est la matrice de gain du filtre de Kalman

- Correction de l'état estimé

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1} \cdot (y_{k+1|k} - h(\hat{x}_{k+1|k})) \quad (3.6)$$

- Correction de la covariance de l'erreur

$$P_{k+1|k+1} = P_{k+1|k} - K_{k+1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k+1|k}} \quad (3.7)$$

où $P_{k+1|k+1}$ est la matrice d'estimation a posteriori de la covariance de l'erreur.

$\frac{\partial f}{\partial x}$ et $\frac{\partial h}{\partial x}$ sont respectivement les matrices Jacobiennes de f et de h données par :

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}, \quad \frac{\partial h}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial x_1} & \frac{\partial h_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial h_2}{\partial x_1} & \frac{\partial h_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial h_m}{\partial x_1} & \frac{\partial h_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Le diagramme de la figure 3.1 résume le principe de l'estimation par le filtre de Kalman étendu où x_0 et P_0 sont les conditions initiales à définir selon l'application.

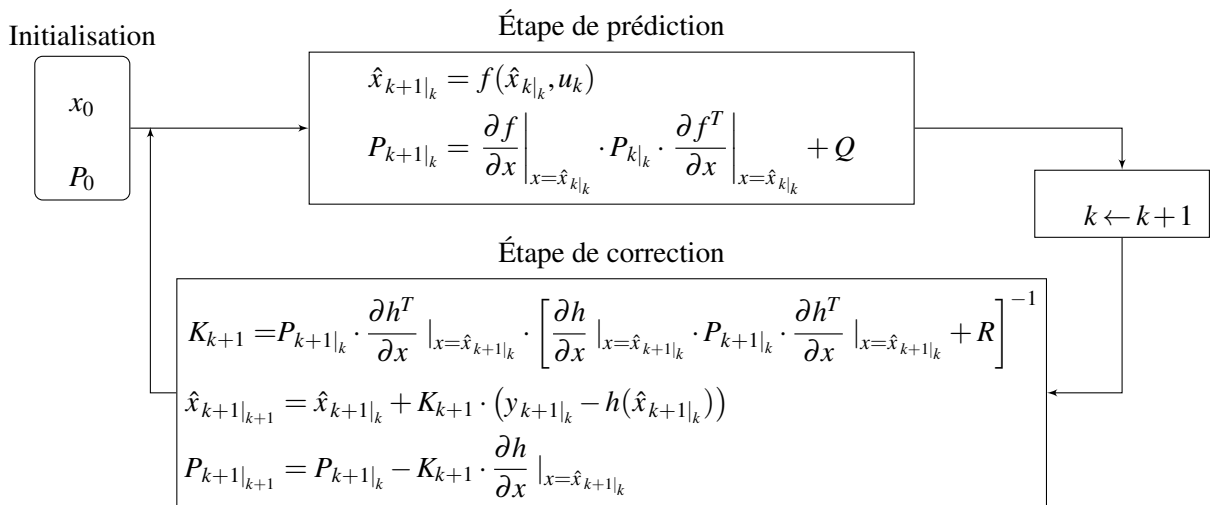


Figure 3.1: Principe de l'estimation de l'état du système par le filtre de Kalman étendu [184].

La théorie d'estimation par le filtre de Kalman étendu présentée dans cette section sera appliquée à la chaîne de traction VE afin d'estimer la position, la vitesse et les couple moteur et de charge de la machine à réluctance variable.

3.3.1 Synthèse d'un observateur par FKE avec un couple de charge inconnu

La synthèse de l'observateur par le filtre de Kalman étendu est basée sur le modèle analytique de l'inductance de la machine présenté dans le chapitre 1 (voir paragraphe 1.6.4). L'utilisation de ce modèle basé sur la cartographie $L(\theta, I)$ ne nous permet pas de l'exploiter dans les équations du filtre. Pour cela, un modèle non linéaire équivalent, obtenu par la décomposition en série de Fourier finie, est proposé [185] :

$$\begin{cases} L(\theta, I) = \sum_{m_l=0}^{M_l} a_{m_l}(i) \cos(m_l \theta) \\ a_{m_l}(i) = \sum_{p=0}^P b_{np} i^p \end{cases} \quad (3.9)$$

M_l représente le nombre de termes de la série de Fourier.

b_{np} et P sont respectivement les fonctions polynomiales et leur ordre.

a_{m_l} les coefficients de la série de Fourier.

Ainsi, le modèle du circuit électrique équivalent de la MRV peut se réécrire comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_j}{dt} = \frac{1}{Linc_j} \left(V_j - R_j I_j - \frac{\partial \psi_j(\theta, I)}{\partial \theta} \Omega \right) \\ Linc_j = L_j(\theta, I_j) + i_j \frac{\partial L_j(\theta, I_j)}{\partial I_j} \end{cases} \quad (3.10)$$

$Linc_j$ est l'inductance incrémentale de la phase j de la machine.

Pour l'estimation du couple de charge inconnu, nous supposons que ce dernier est invariable sur un intervalle de temps très petit Δt . Cette hypothèse est justifié par la dynamique lente du couple de charge (variable mécanique) par rapport à la période d'échantillonnage T_s ce qui nous permet d'écrire :

$$\frac{dT_L}{dt} \simeq 0 \quad (3.11)$$

avec $dt \simeq \Delta t = T_s$.

De (3.10) et (3.11), le modèle non linéaire de la MRV peut se réécrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_j}{dt} = \frac{V_j}{Linc_j(\theta, I)} - \frac{R_j I_j}{Linc_j(\theta, I)} - \frac{\frac{\partial \psi_j(\theta, I)}{\partial \theta}}{Linc_j(\theta, I)} \Omega \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e(\theta, I) - f_r \Omega - T_L) \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \\ \frac{dT_L}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

À partir de (3.12), on définit les entrées du système u comme les tensions de phases, les sorties du système y_p comme les courants des phases et le vecteur d'état x qui représente les variables à estimer :

$$\begin{cases} x = [I_j, \Omega, \theta, T_L]^T \\ y_p = [I_j]^T \\ u = [V_j]^T \end{cases} \quad (3.13)$$

Ainsi, de (3.12) et (3.13), le modèle d'état de la machine à réductance variable peut être représenté dans le domaine continu par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (3.14)$$

où f est la fonction d'état du système et C est la matrice de mesure définie par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Pour synthétiser un observateur par le filtre de Kalman étendu discret, le modèle de la machine non linéaire décrit par les équations (3.14) est linéarisé et discrétisé par rapport à la période d'échantillonnage T_s en utilisant l'approximation d'Euler du premier ordre. Ce modèle est donné sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_{pk} = C x_k + v_k \end{cases} \quad (3.16)$$

w_k et v_k représentent respectivement le bruit du système et le bruit de mesure avec des distributions de probabilité normales. La covariance de bruit du système Q et la covariance de bruit de mesure R sont supposées des matrices diagonales à coefficients constants :

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_R \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} \sigma_Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_Q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_Q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_Q \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Pour une application directe de l'observateur par FKE discret sur la MRV, le modèle d'observateur peut être déduit en linéarisant (3.16) :

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = A(\hat{x}_k) \cdot \hat{x}_k + B(\hat{x}_k) \cdot u_k + K \cdot e_k \\ \hat{y}_k = C \cdot \hat{x}_k \end{cases} \quad (3.18)$$

3.3. Présentation de l'observateur par filtre de Kalman étendu (FKE)

où \hat{x} est l'estimation de x , K est la matrice du gain de filtre et e_k est l'erreur entre les courants mesurés et leur estimation définie par :

$$e_k = y_{pk} - \hat{y}_k \quad (3.19)$$

où $\hat{y}_k = [\hat{I}_1, \hat{I}_2, \hat{I}_3, \hat{I}_4]^T$

A et B sont respectivement les matrices Jacobiennes des dérivées partielles de f par rapport à x et à u données par :

$$A = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & a_{16} & a_{17} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & a_{26} & a_{27} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & a_{36} & a_{37} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & a_{46} & a_{47} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} & a_{56} & a_{57} \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & a_{64} & a_{65} & a_{66} & a_{67} \\ a_{71} & a_{72} & a_{73} & a_{74} & a_{75} & a_{76} & a_{77} \end{bmatrix}, \quad B = \frac{\partial f}{\partial u} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{inc1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_{inc2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T_s}{L_{inc3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{T_s}{L_{inc4}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

avec :

$$\begin{aligned} a_{11} &= 1 - T_s \left(i_1 \frac{\partial L_{inc1}}{\partial I_1} - \frac{L_{inc1}}{L_{inc1}^2} R - \frac{\partial L_{inc1}}{\partial I_1} V_1 + \frac{\partial}{\partial I_1} \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial \theta} \right) L_{inc1} - \frac{\partial \psi_1}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc1}}{\partial I_1} \Omega \right) & a_{45} &= -T_s \left(\frac{\partial \psi_4}{\partial \theta} \right) \\ a_{12} &= a_{13} = a_{14} = a_{17} = 0 & a_{46} &= -T_s \left(-\frac{\partial L_{inc4}}{\partial \theta} i_4 R + \frac{\partial L_{inc4}}{\partial \theta} V_4 + \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\partial \psi_4}{\partial \theta} \right) L_{inc4} - \frac{\partial \psi_4}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc4}}{\partial \theta} \Omega \right) \\ a_{15} &= -T_s \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial \theta} \right) & a_{51} &= \frac{T_s}{J} \left(\frac{\partial T_{phase1}}{\partial I_1} \right) \\ a_{16} &= -T_s \left(-\frac{\partial L_{inc1}}{\partial \theta} I_1 R + \frac{\partial L_{inc1}}{\partial \theta} V_1 + \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\partial \psi_1}{\partial \theta} \right) L_{inc1} - \frac{\partial \psi_1}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc1}}{\partial \theta} \Omega \right) & a_{52} &= \frac{T_s}{J} \left(\frac{\partial T_{phase2}}{\partial I_2} \right) \\ a_{21} &= a_{23} = a_{24} = a_{27} = 0 & a_{53} &= \frac{T_s}{J} \left(\frac{\partial T_{phase3}}{\partial I_3} \right) \\ a_{22} &= 1 - T_s \left(\frac{L_{inc2} - I_1}{L_{inc2}^2} \frac{\partial L_{inc2}}{\partial I_2} R - \frac{\partial L_{inc2}}{\partial I_2} V_2 + \right. & a_{54} &= \frac{T_s}{J} \left(\frac{\partial T_{phase4}}{\partial I_4} \right) \\ &\quad \left. \frac{\partial}{\partial I_2} \left(\frac{\partial \psi_2}{\partial \theta} \right) L_{inc2} - \frac{\partial \psi_2}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc2}}{\partial I_2} \Omega \right) & a_{55} &= 1 - T_s \left(\frac{f}{J} \right) \\ a_{25} &= -T_s \left(\frac{\partial \psi_2}{\partial \theta} \right) & a_{56} &= \frac{T_s}{J} \left(\frac{\partial T_c}{\partial \theta} \right) \\ a_{26} &= -T_s \left(-\frac{\partial L_{inc2}}{\partial \theta} I_2 R + \frac{\partial L_{inc2}}{\partial \theta} V_2 + \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\partial \psi_2}{\partial \theta} \right) L_{inc2} - \frac{\partial \psi_2}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc2}}{\partial \theta} \Omega \right) & a_{57} &= -\frac{T_s}{J} \\ a_{31} &= a_{32} = a_{34} = a_{37} = 0 & a_{61} &= a_{62} = a_{63} = a_{64} = a_{66} = a_{67} = 0 \\ a_{33} &= 1 - T_s \left(\frac{L_{inc3} - I_4}{L_{inc3}^2} \frac{\partial L_{inc3}}{\partial I_3} R - \frac{\partial L_{inc3}}{\partial I_3} V_3 + \frac{\partial}{\partial I_3} \left(\frac{\partial \psi_3}{\partial \theta} \right) L_{inc3} - \frac{\partial \psi_3}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc3}}{\partial I_3} \Omega \right) & a_{65} &= T_s \\ a_{35} &= -T_s \left(\frac{\partial \psi_3}{\partial \theta} \right) & a_{71} &= a_{72} = a_{73} = a_{74} = a_{75} = a_{76} = 0 \\ a_{36} &= -T_s \left(-\frac{\partial L_{inc3}}{\partial \theta} I_3 R + \frac{\partial L_{inc3}}{\partial \theta} V_3 + \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\partial \psi_3}{\partial \theta} \right) L_{inc3} - \frac{\partial \psi_3}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc3}}{\partial \theta} \Omega \right) & a_{77} &= 1 \\ a_{41} &= a_{42} = a_{43} = a_{47} = 0 \\ a_{44} &= 1 - T_s \left(\frac{L_{inc4} - I_4}{L_{inc4}^2} \frac{\partial L_{inc4}}{\partial I_4} R - \frac{\partial L_{inc4}}{\partial I_4} V_4 + \frac{\partial}{\partial I_4} \left(\frac{\partial \psi_4}{\partial \theta} \right) L_{inc4} - \frac{\partial \psi_4}{\partial \theta} \frac{\partial L_{inc4}}{\partial I_4} \Omega \right) \end{aligned}$$

Dans l'équation (3.18), la matrice du gain K est calculée sur la base de l'algorithme donnée par la figure 3.2. Ainsi, la structure de l'observateur développé est présentée par la figure 3.3 ci-dessous.

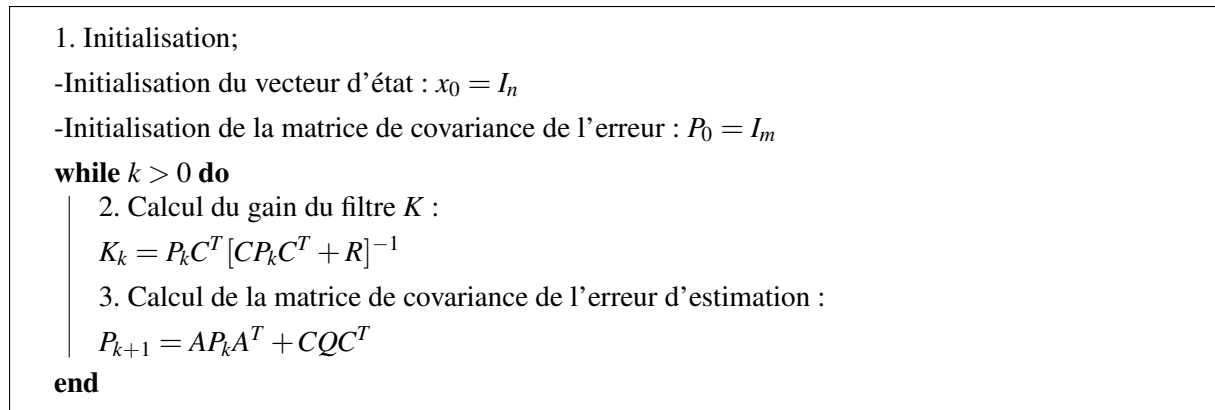


Figure 3.2 : Calcul du gain de l'observateur par le filtre de Kalman étendu [186].

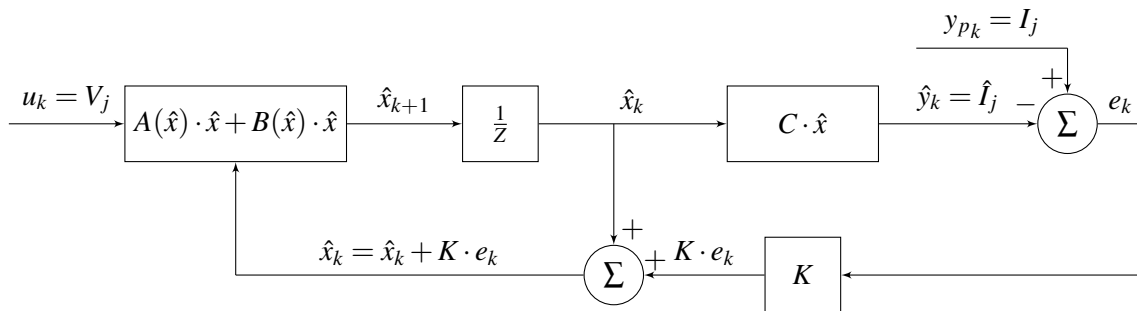


Figure 3.3: Structure de l'observateur par filtre de Kalman étendu.

3.3.1.1 Résultats de simulation

Sur la base du simulateur de la chaîne de traction VE, le filtre de Kalman étendu (FKE) est validé en comparant les résultats de la commande en vitesse sans capteur physique (observateur par FKE) à ceux de la commande avec capteur physique. La figure 3.4 montre l'implémentation de cet observateur dans la chaîne de la commande vitesse/courants basée sur les régulateurs PI.

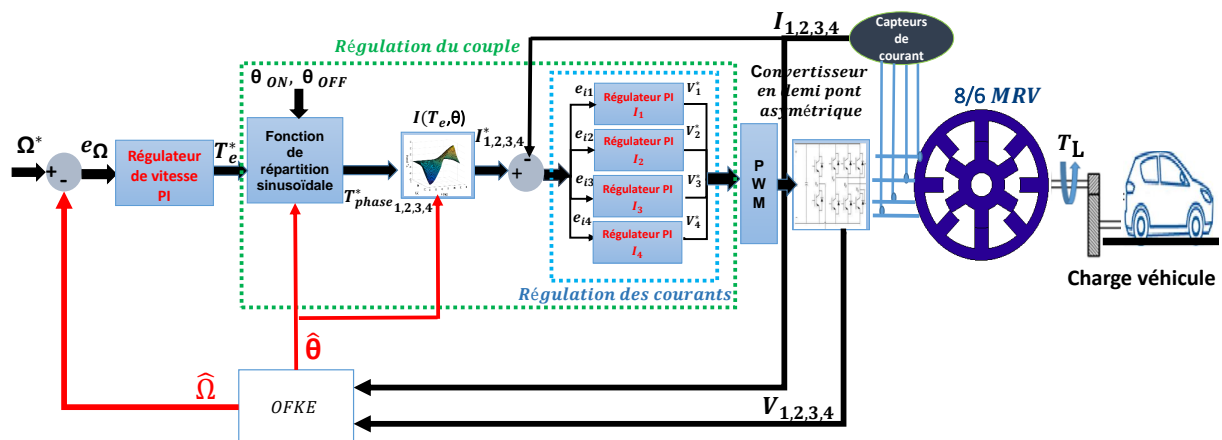


Figure 3.4: Implémentation du filtre de Kalman étendu dans la chaîne de traction VE.

Cette validation est effectuée en prenant un profil de vitesse allant de zéro à 10 000 tr/min avec un couple de charge supposé inconnu. Les paramètres de simulation sont donnés par le tableau suivant :

Paramètre du filtre de Kalman étendu	
σ_Q	σ_R
5×10^{-4}	10^{-4}

Tableau 3.1: Paramètres de simulation du filtre de Kalman étendu.

La figure 3.5 montre la réponse en vitesse et son estimation obtenues par le filtre de Kalman étendu.

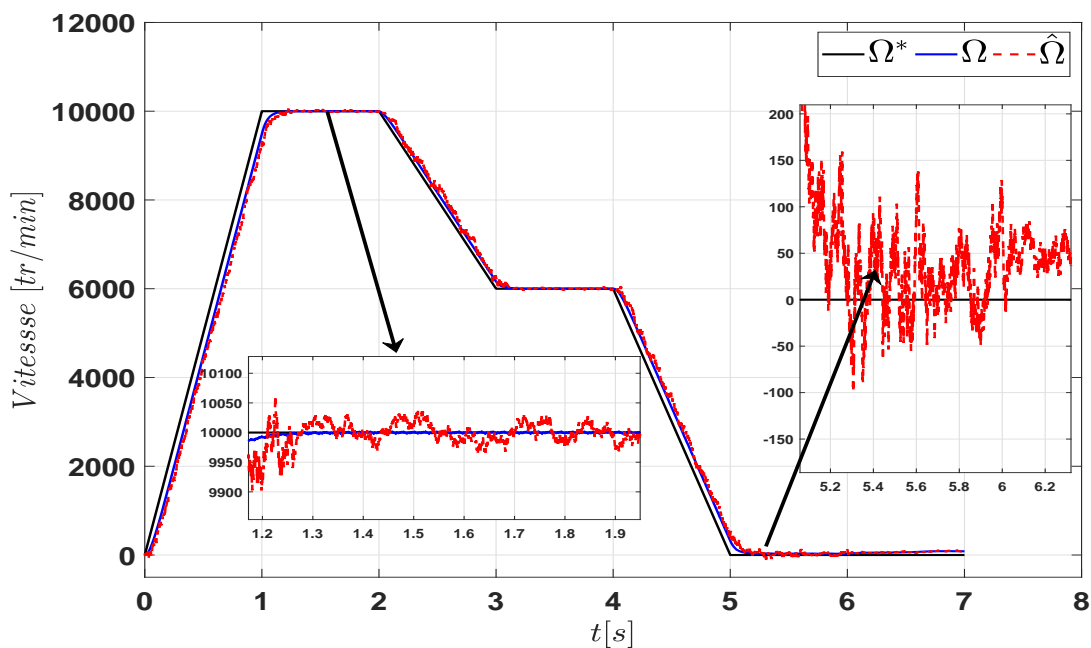


Figure 3.5: Estimation de la vitesse par FKE avec un couple de charge inconnu.

À partir de ces résultats, on peut conclure que l'observateur proposé a de bonnes performances d'estimation. Cependant, l'erreur d'estimation est d'autant plus importante à faible vitesse que celle à grande vitesse. Cela peut être justifié par l'absence ou l'insuffisance d'informations sur les courants mesurés qui représentent les entrées de l'observateur.

La figure 3.6 montre l'estimation de la position angulaire de la machine à basse et haute vitesse.

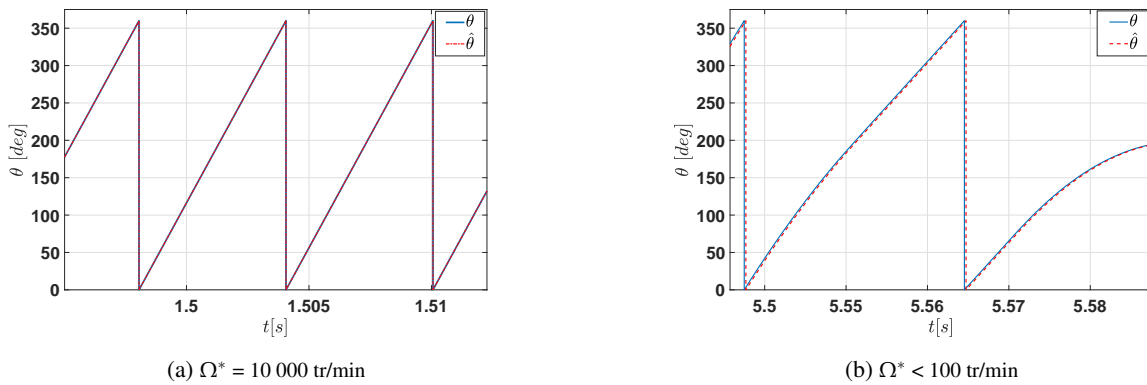


Figure 3.6: Estimation de la position angulaire par FKE à grande et basse vitesses.

En effet, l'observateur proposé donne de bonnes performances à haute vitesse et des performances satisfaisantes à basse vitesse.

La figure 3.7 donne un aperçu du courant mesuré et estimé de la phase A.

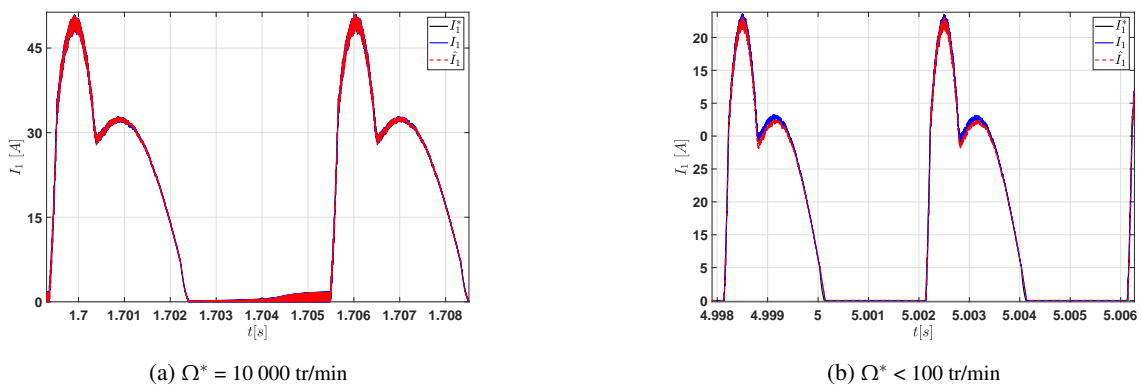


Figure 3.7: Estimation du courant de la phase A par FKE à grande et basse vitesses.

Cette figure montre que les courants estimés convergent rapidement vers les courants mesurés et en général, les performances statiques et dynamiques de cet observateur sont bonnes.

Le couple de la machine et son estimation sont illustrés sur la figure 3.8. Nous notons que l'observateur estime le couple avec une bonne précision pour des vitesses moyenne et élevée et avec une précision satisfaisante pour des faibles vitesses.

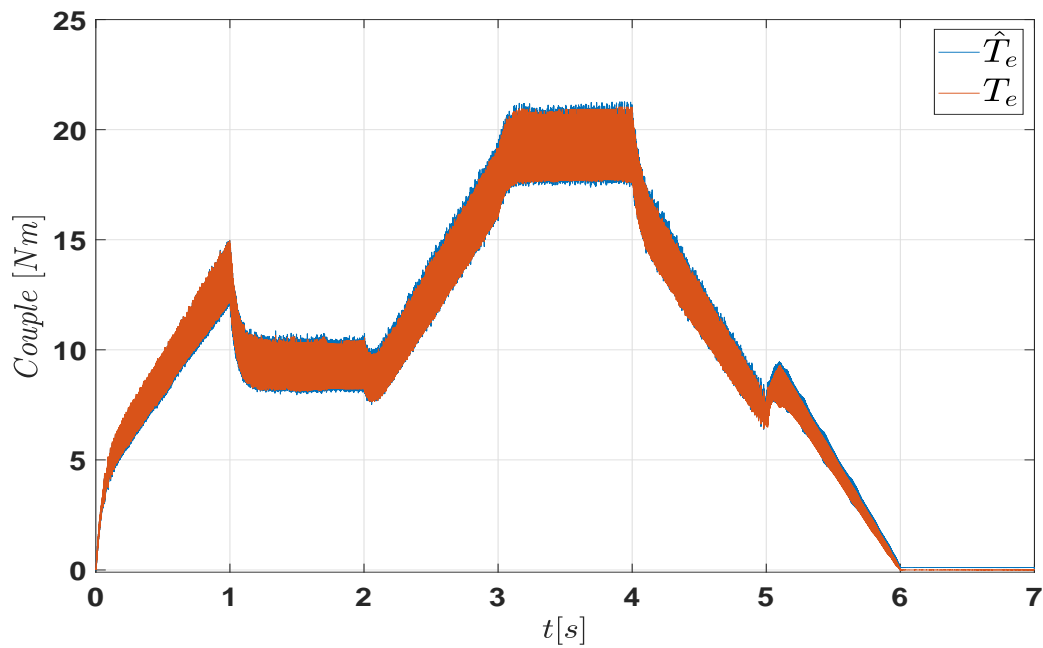


Figure 3.8: Estimation de couples moteur par FKE avec un couple de charge inconnu.

De même, l'estimation du couple de charge du véhicule inconnu donnée à la figure 3.9 montre la précision de l'estimation de l'observateur pour des vitesses moyenne et élevée et avec une précision satisfaisante pour des faibles vitesses.

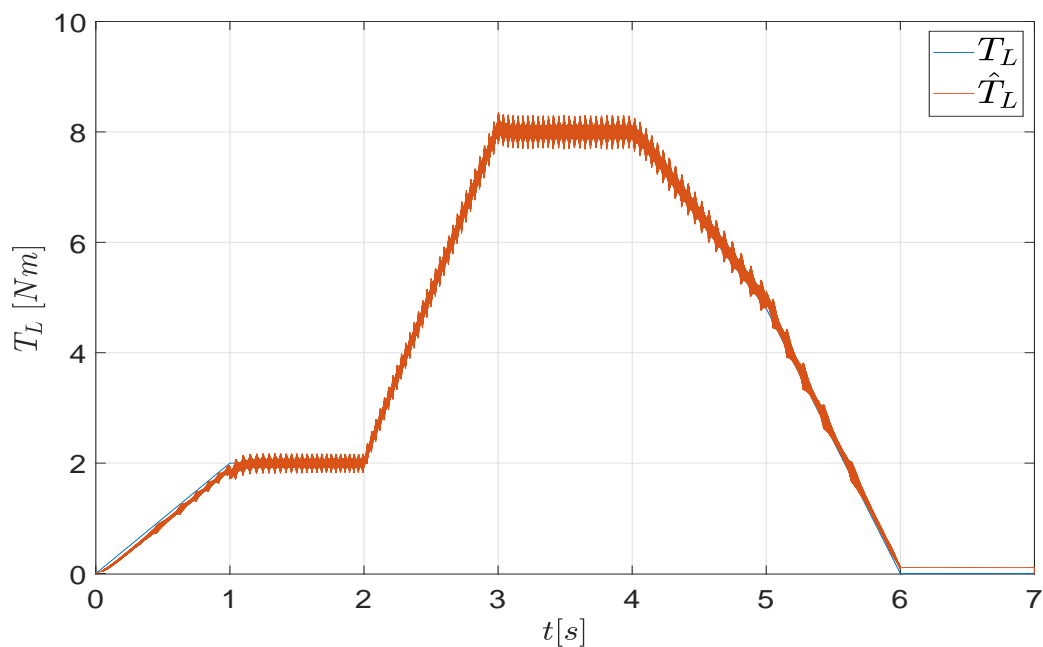


Figure 3.9: Estimation du couple de charge par le filtre de Kalman étendu.

Pour améliorer la précision de l'estimation à basse vitesse, nous proposerons par la suite de ce travail un autre observateur basé sur la théorie du mode glissant.

3.4 Présentation de l'observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant avec ses avantages en terme de sa robustesse face aux variations et incertitudes paramétriques du système et sa simplicité de calcul, offre une approche puissante pour l'intégrer dans une stratégie de commande en vitesse sans capteur mécanique de la machine à réductance variable. Cependant, ces observateurs perdent souvent leur précision d'estimation à très basse vitesse (proche de zéro) ou à très grande vitesse. Pour les très faibles vitesses, cette perte est due à la faiblesse des valeurs des signaux de fonctionnement ou de son absence à l'arrêt, ce qui signifie que l'observateur n'a pas assez ou pas des données pour estimer avec une bonne précision la position du rotor. Ainsi, le bruit sur les signaux de mesure provoqué par le phénomène de chattering affecte négativement les performances de cet observateur à très grande vitesse. Pour remédier à ce problème, les méthodes associées aux observateurs par mode de glissement ont été proposées dans la littérature pour le démarrage sans capteur avec un fonctionnement à faible vitesse de la MRV. A titre d'exemple, la référence [187] propose la méthode par logique floue associée à l'observateur par mode glissant à basse vitesse.

À cette fin, nous proposerons un observateur par mode glissant du second ordre afin de réduire le phénomène de chattering et, par conséquent, surmonter le problème d'estimation à très grande vitesse. Ainsi, nous proposerons une surface de glissement en fonction des courants mesurés et du flux de machine pour améliorer la précision d'estimation à très basse vitesse. Après un rappel sur la théorie des observateurs par mode glissant, la méthode proposée sera présentée et validée par simulation sur toute la plage de vitesse.

3.4.1 Principe de l'observateur par mode glissant

Le principe de l'observateur par mode glissant est identique à celui de la commande par mode glissant évoquée dans le chapitre 2. Ceci pour rappel consiste à concevoir, par des fonctions discontinues, un système qui converge en temps fini vers une surface de glissement. Cette surface est définie à priori comme celle pour laquelle les états estimés auront le comportement désiré. Une fois que la convergence vers cette surface est atteinte, l'observateur doit forcer les états estimés de rester sur cette dernière ce qui est le mode de glissement [188]. Dans le cas des observateurs, la surface glissante S peut être définie en fonction d'erreurs d'estimation entre les états mesurés et leurs estimations :

$$S = \{x/\hat{y} - y = 0\} \quad (3.21)$$

où x est le vecteur d'état du système, y et \hat{y} sont la sortie du système et son estimation.

Supposons le système non linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.22)$$

où f et h sont deux fonctions nonlinéaires.

L'observateur par mode glissant du système (3.22) peut s'écrire comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - H (\hat{y} - y) - K \text{sign} (\hat{y} - y) \quad (3.23)$$

H et K sont les matrices de gain et sign est la fonction signe discontinue.

L'inconvénient majeur de cet observateur est le phénomène de chattering qui apparaît lors du mode de glissement notamment à vitesses élevées en engendrant ainsi la dégradation des performances.

Pour le réduire et limiter ses effets sur la précision d'estimation, une alternative en l'utilisation d'observateurs par mode glissant d'ordre supérieur. L'objectif de ces observateurs est de faire converger simultanément l'erreur d'estimation et ses dérivées d'ordre supérieur en temps fini sur la surface de glissement. L'avantage d'utiliser ces observateurs est le rejet du bruit causé par le chattering sur les dérivées de l'observateur d'ordre 1. Dans cette étude, nous nous intéressons aux observateurs glissants d'ordre 2 où plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature [189]. Pour notre étude, nous avons opté pour l'algorithme de Super-Twisting.

3.4.2 Synthèse de l'observateur par l'algorithme de Super-Twisting

L'algorithme de Super-Twisting est le plus utilisé pour répondre à cette problématique.

Pour un observateur défini par [190] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = u \\ \dot{u} = f(x, u) \end{cases} \quad (3.24)$$

L'algorithme d'estimation par Super-Twisting est défini [190] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = u + \mu |\varepsilon|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\varepsilon) \\ \dot{u} = \rho \text{sign}(\varepsilon) \end{cases} \quad (3.25)$$

où x est l'état à estimer et \hat{x} est son estimé. μ et ρ sont les gains d'observateur à définir et ε est l'erreur d'estimation défini par :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (3.26)$$

Le développement d'observateur à mode glissant d'ordre 2 est basé sur l'équation électromécanique de la MRV associé charge T_L donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e(\theta, I) - f_r \Omega - T_L) \\ J = J_L + J_{MRV} \end{cases} \quad (3.27)$$

Des équations (3.25) et (3.27), les équations de l'observateur à mode glissant du second ordre (OMG2) pour l'estimation de la position du rotor, de la vitesse et du couple machine sont décrites par :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\Omega} + K_\theta |e_\theta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) \\ \hat{T}_e = T_e(\hat{\theta}, I) \\ \frac{d\hat{\Omega}}{dt} = \frac{1}{J} (\hat{T}_e - f_r \hat{\Omega} - T_L) + K_\Omega \text{sign}(S) \end{cases} \quad (3.28)$$

où $\hat{\theta}$, $\hat{\Omega}$ et \hat{T}_e sont respectivement les estimés de θ , Ω et T_e . K_θ et K_Ω sont les gains de l'observateur à définir et e_θ est l'erreur entre la position et son estimée. S est la surface de glissement qui est en fonction des variables électriques mesurées avec leurs estimées correspondantes.

Dans le système d'équations (3.28), la deuxième équation permet, en utilisant les caractéristiques $T_e(\theta, I)$ de la machine, d'estimer le couple machine à partir de la position estimée et du courant de phase mesuré. De même, l'équation (3.28) montre que si $\hat{\theta} \rightarrow \theta$, alors $\hat{T}_e \rightarrow T$, et $\hat{\Omega} \rightarrow \Omega$.

Aussi, on définit l'erreur d'estimation de la position du rotor e_θ et l'erreur d'estimation de la vitesse e_Ω par :

$$\begin{cases} e_\theta(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t) \\ e_\Omega(t) = \Omega(t) - \hat{\Omega}(t) \end{cases} \quad (3.29)$$

La dynamique des ces erreurs peut être obtenue en drivant (3.29) :

$$\begin{cases} \dot{e}_\theta(t) = \dot{\theta}(t) - \dot{\hat{\theta}}(t) = e_\Omega(t) - K_\theta |e_\theta|^{\frac{1}{2}} \text{sing}(S) \\ \dot{e}_\Omega(t) = \dot{\Omega}(t) - \dot{\hat{\Omega}}(t) = \frac{1}{J} (T_e - \hat{T}_e) - \frac{1}{J} f_r e_\Omega(t) - K_\Omega \text{sing}(S) \end{cases} \quad (3.30)$$

Les gains K_θ et K_Ω assurant la stabilité de l'observateur proposée sont calculés par le théorème de Lyapunov pour la stabilité asymptotique [191].

Pour K_θ , la fonction de Lyapunov définie positive est donnée par :

$$V_\theta = \frac{1}{2} e_\theta^2 \quad (3.31)$$

Sa dérivée nous donne :

$$\dot{V}_\theta = e_\theta \dot{e}_\theta \quad (3.32)$$

En remplaçant \dot{e}_θ par son expression donnée dans (3.30), l'équation (3.32) devient :

$$\dot{V}_\theta = e_\theta e_\Omega - K_\theta e_\theta |e_\theta|^{\frac{1}{2}} \text{sing}(S) \quad (3.33)$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit définie négative, deux conditions doivent être remplies :

- S doit avoir le même signe que e_θ
- $K_\theta > |e_\Omega|$

Comme il n'y a pas de capteur de position du rotor, θ et Ω ne peuvent pas être mesurés et donc l'erreur e_Ω ne peut pas être calculé. Étant donné que les caractéristiques techniques de la machine sont connues, la valeur maximale d'erreur de vitesse ($|e_\Omega|_{max}$) pourrait être posée comme une donnée d'entrée. Cette erreur doit satisfaire :

$$e_\Omega < |e_\Omega|_{max} \quad (3.34)$$

Ainsi, le gain d'observateur de position K_θ peut être conçu à partir de cette erreur maximale :

$$K_\theta > |e_\Omega|_{max} \quad (3.35)$$

En adaptant la fonction de Lyapunov définie dans (3.31), nous pouvons écrire :

$$V_\Omega = \frac{1}{2} e_\Omega^2 \quad (3.36)$$

Par dérivation de (3.36) et en remplaçant \dot{e}_Ω par son expression donnée dans (3.30), nous obtenons :

$$\dot{V}_\Omega = \frac{1}{J} (T_e - \hat{T}_e) e_\Omega - \frac{f_r}{J} e_\Omega^2 - e_\Omega K_\Omega \text{sign}(s) \quad (3.37)$$

Si le gain K_Ω est choisi assez grand, le premier terme de (3.37) sera négligé. Ainsi, nous obtenons :

$$\dot{V}_\Omega = -\frac{f_r}{J} e_\Omega^2 - e_\Omega K_\Omega \text{sign}(S) \quad (3.38)$$

On déduit e_Ω de la deuxième équation de (3.30) et on la remplace dans (3.38), nous aboutissons à :

$$\dot{V}_\Omega = -\frac{f_r}{J} e_\Omega^2 - \dot{e}_\theta K_\theta K_\Omega \text{sing}(S) - K_\theta K_\Omega \text{sing}(S)^2 \quad (3.39)$$

Pour que \dot{V}_Ω soit définie négative, K_Ω doit vérifier :

$$K_\Omega > 0 \quad (3.40)$$

Finalement, les gains de l'observateur assurant la stabilité asymptotique sont :

$$\begin{cases} K_\theta > |e_\Omega|_{max} \\ K_\Omega > 0 \end{cases} \quad (3.41)$$

3.4.2.1 Définition de la surface de glissement S

Sur la base des conditions évoquées précédemment, la surface de glissement S à choisir devrait avoir le même signe que l'erreur de position e_θ . Dans ce cas, la surface d'observateur proposée est donnée par :

$$S = \sum_{i=1}^N \sin \left[N_r \left(\hat{\theta} - (i-1) \frac{2\pi}{NN_r} \right) \right] (\hat{\psi}_i - \psi_i) \quad (3.42)$$

où N et N_r sont respectivement le nombre de phases et le nombre de pôles du rotor. ψ_i et $\hat{\psi}_i$ sont le flux de la phase i et son estimé.

Pour prouver que la surface de glissement proposée S a le même signe que e_θ , nous analysons le signe de S pour les deux modes de fonctionnement de la machine ; moteur et génératrice. La figure 3.10 montre le profil du flux d'une phase en fonction de la position du rotor pour un courant constant de la machine.

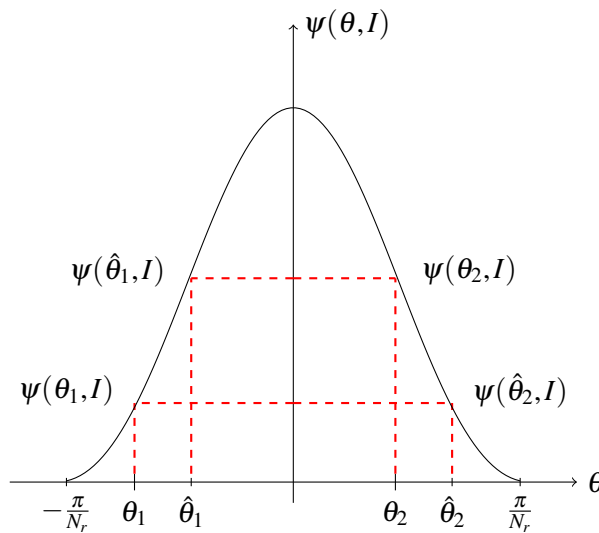


Figure 3.10: Profil du flux à courant constant d'une phase de la MRV.

La figure 3.10 montre lorsque la position du rotor θ est comprise entre $[-\frac{\pi}{N_r}, 0]$, le flux augmente et la MRV fonctionne en mode moteur. Dans cette zone de fonctionnement, la fonction *sinus* dans l'équation de la surface est tout le temps négative :

$$\sin \left[N_r \left(\hat{\theta} - (i-1) \frac{2\pi}{NN_r} \right) \right] < 0 \quad (3.43)$$

Finalement, en utilisant (3.43) dans l'expression de la surface de glissement, nous pouvons conclure que :

- Si $\hat{\theta} > \theta$, alors $e_\theta = \theta - \hat{\theta} < 0$, dans ce cas, $\hat{\psi} > \psi$ et $S = \sum \sin(\cdot)(\hat{\psi} - \psi) < 0$
- Sinon $\hat{\theta} < \theta$, alors $e_\theta = \theta - \hat{\theta} > 0$, dans ce cas, $\hat{\psi} < \psi$ et $S = \sum \sin(\cdot)(\hat{\psi} - \psi) > 0$

Donc, en mode moteur, e_θ et S ont le même signe.

De même, lorsque θ est compris entre $[0, \frac{\pi}{N_r}]$ le flux diminue et la machine fonctionne en mode génératrice. Ainsi, dans cette zone de fonctionnement, la fonction *sinus* dans l'équation de la surface est

toujours positive :

$$\sin \left[N_r \left(\hat{\theta} - (i-1) \frac{2\pi}{NN_r} \right) \right] > 0 \quad (3.44)$$

Par analogie, en utilisant (3.44) dans l'expression de la surface de glissement, nous pouvons conclure que :

- Si $\hat{\theta} > \theta$, alors $e_\theta = \theta - \hat{\theta} < 0$, dans ce cas, $\hat{\psi} < \psi$ et $S = \sum \sin(\cdot)(\hat{\psi} - \psi) < 0$
- Sinon $\hat{\theta} < \theta$, alors $e_\theta = \theta - \hat{\theta} > 0$, dans ce cas, $\hat{\psi} > \psi$ et $S = \sum \sin(\cdot)(\hat{\psi} - \psi) > 0$

En conclusion, la surface glissante (S) définie dans (3.42) a toujours le même signe que l'erreur de position e_θ .

Finalement, l'observateur par mode glissant d'ordre 2 (OMG2) développé pour la commande en vitesse sans capteur physique est constitué de trois blocs (figure 3.11) :

- Le bloc 1 est utilisé pour calculer le flux de chaque phase à partir de l'équation électrique de la MRV , les courants et les tensions mesurés des quatre phases.
- Le bloc 2 estime le flux de chaque phase en utilisant le caractéristique $\psi(\theta, I)$ avec la position estimée $\hat{\theta}$ et les courants mesurés des quatre phases.
- Le bloc 3 estime la position, la vitesse et le couple à partir de l'équation de la surface (3.42) et du système d'équation (3.28) d'observateur OMG2 dont les entrées sont le flux estimé par le bloc 2 et le flux calculé par le bloc 1.

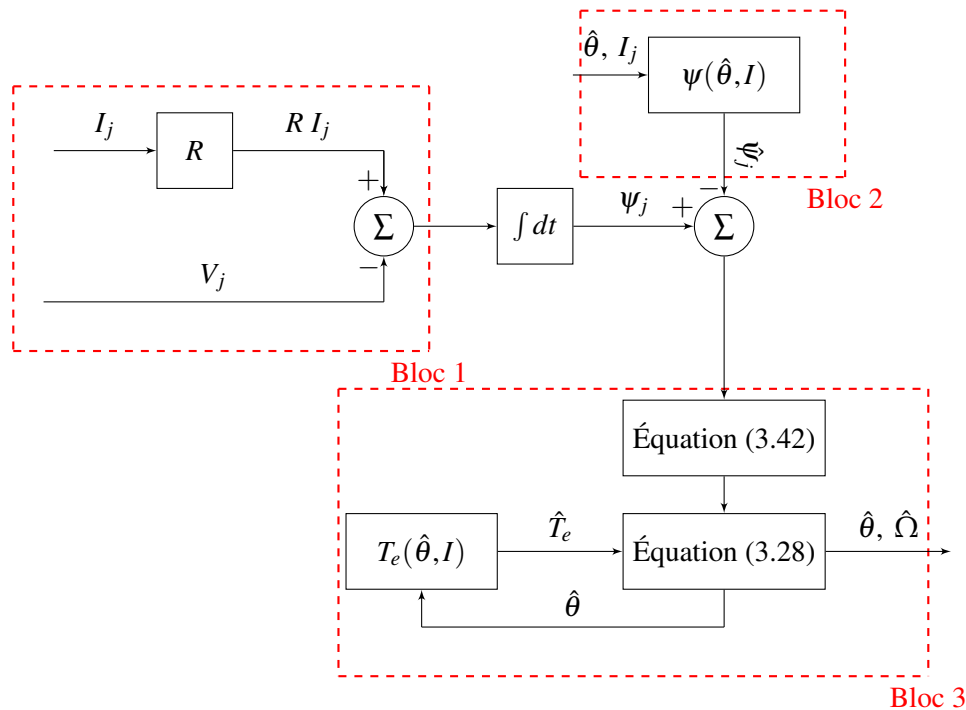


Figure 3.11: Structure de l'observateur par mode glissant d'ordre 2.

3.4.2.2 Résultats de simulation

Sur la base du simulateur de la chaîne de traction VE, la validation de cet observateur est réalisée en comparant les résultats de la commande en vitesse sans capteur en utilisant l'observateur OMG2 avec ceux de la commande en vitesse en utilisant le capteur physique réel. La figure 3.12 montre l'implémentation de cet observateur dans le simulateur de la chaîne de traction VE.

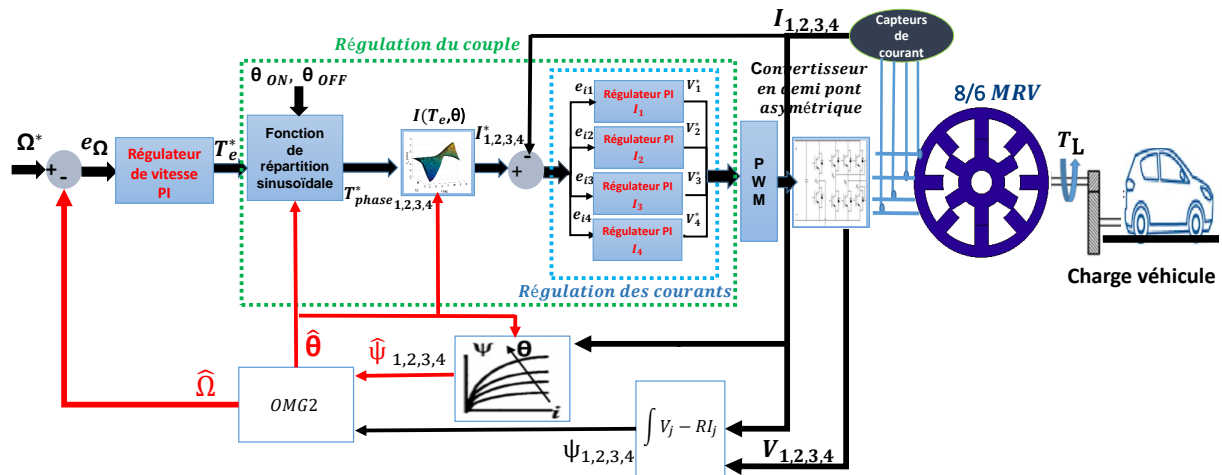


Figure 3.12: Implémentation de l'observateur par mode glissement dans la chaîne de traction VE.

Cette validation est effectuée en prenant un profil de vitesse qui varier entre 0 et 10000 tr/min avec un couple de charge constant $T_L = 16 \text{ Nm}$ (80% du couple maximal de la machine).

Pour minimiser davantage le chattering, la fonction $sign(S)$ de l'équation (3.28) a été modifiée par la fonction de saturation $sat(S)$ définie par :

$$sat(S) = \begin{cases} -1, S < \phi \\ \frac{S}{\phi}, -\phi \leq S \leq \phi \\ 1, S > \phi \\ 0 < \phi < 1 \end{cases} \quad (3.45)$$

De même, les paramètres choisis pour cette simulation sont :

Paramètres de l'observateur OMG2		
K_θ	K_Ω	ϕ
750	250	0.5

Tableau 3.2: Paramètres de simulation de l'observateur OMG2.

La figure 3.13 illustre le suivi du profil de vitesse Ω^* par la vitesse estimée $\hat{\Omega}$ et la vitesse réelle Ω . En effet, la réponse estimée reproduit la réponse en vitesse fournie par le capteur physique sur toute la plage de vitesses où le phénomène de chattering a été considérablement réduit comme le montre le zoom associé au régime établi à vitesse maximale. De même, le second zoom associé à cette figure montre les bonnes performances d'estimation atteintes à très basse vitesse et à l'arrêt. En effet, les résultats de simulation obtenus confirment que l'observateur par mode glissant proposé estime avec bonne précision la vitesse au voisinage de zéro. Cet avantage montre l'intérêt d'utiliser l'observateur par mode glissant dans les chaînes de traction VE par rapport à l'observateur développé par le filtre de Kalman étendu.

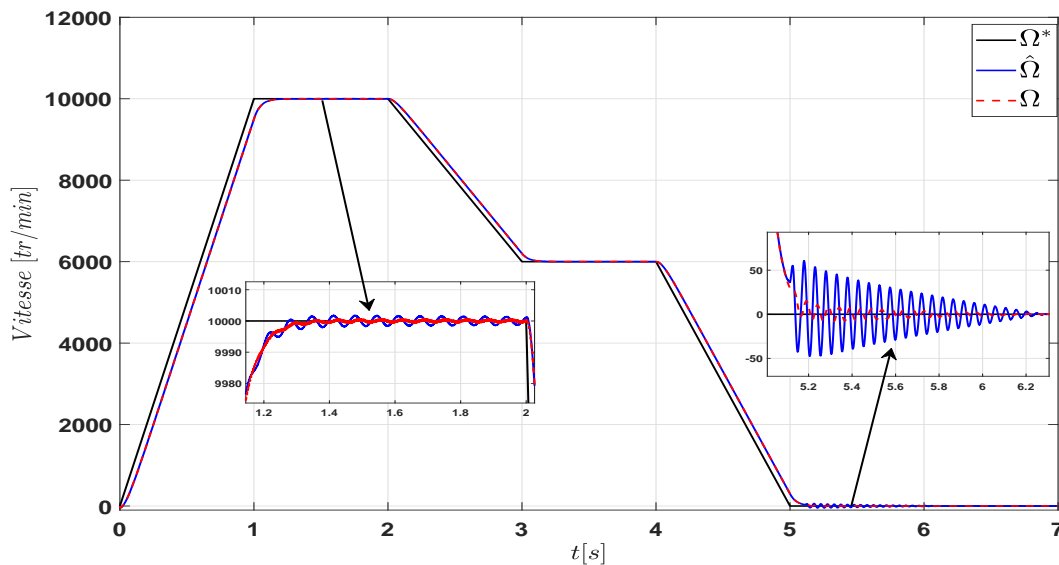


Figure 3.13: Réponse en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2.

Sur la base de la figure 3.13, l'erreur d'estimation de la vitesse a été calculée et présentée à la figure 3.14.

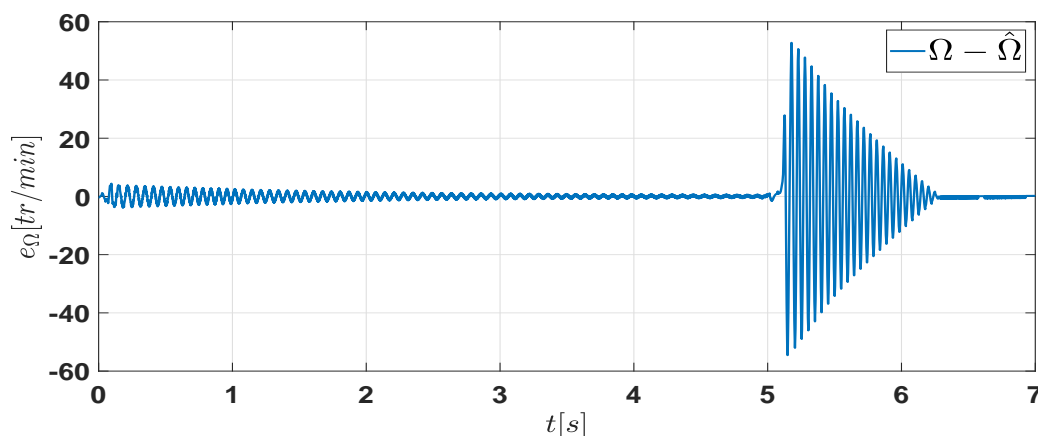


Figure 3.14: Erreur en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2.

En effet, le résultat obtenu montre que l'erreur d'estimation de la vitesse est très faible pour les vitesses élevées et relativement acceptable pour les basses vitesses et à l'arrêt.

De même, la figure 3.15 présente l'erreur d'estimation de la position angulaire de la machine.

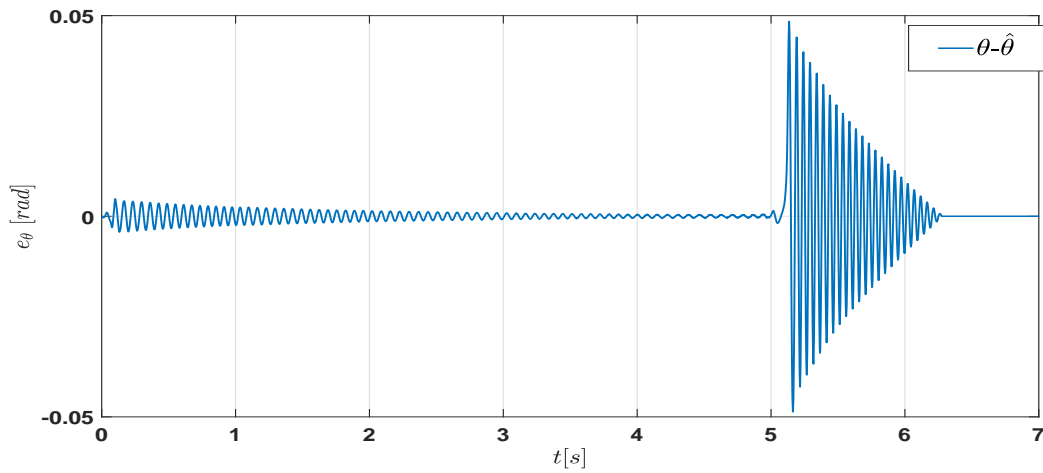


Figure 3.15: Erreur en position par l'observateur mode glissant d'ordre 2.

Le résultat ainsi obtenu montre que les performances d'estimation de la position par l'observateur proposé sont presque identiques à celles de l'estimation de la vitesse sur toute la plage de vitesse y compris à l'arrêt.

Pour l'estimation du couple moteur, la figure 3.16 montre les réponse en couple moteur T_e , couple estimé \hat{T}_e par l'observateur. Nous constatons que l'observateur estime le couple avec une bonne précision sur toute la plage de vitesse où l'erreur d'estimation de ce couple reste faible comme le montre la figure 3.17.

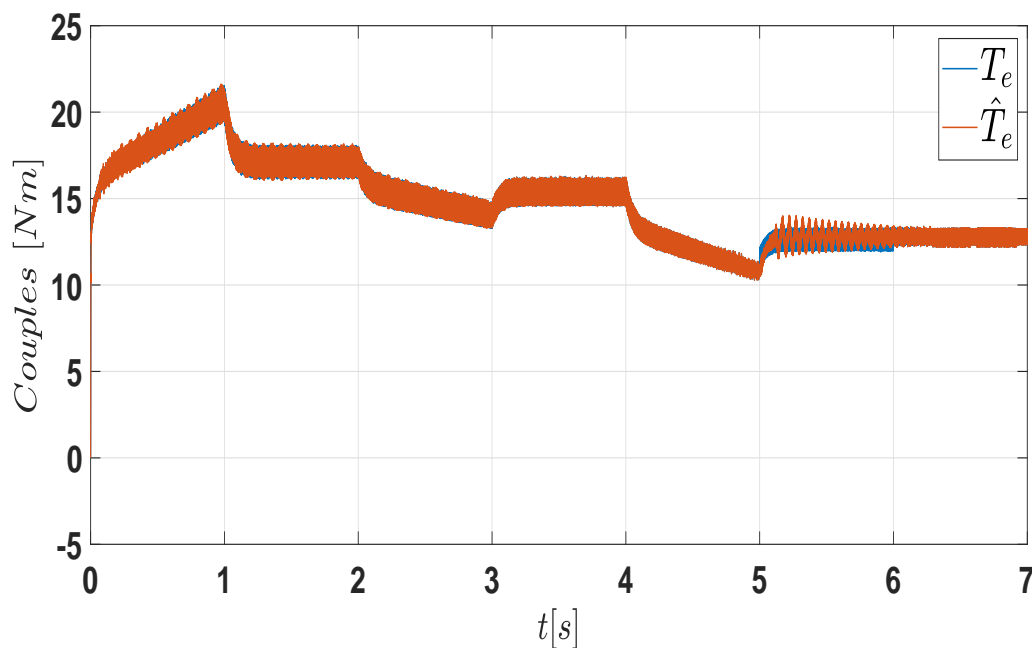


Figure 3.16: Réponse en couple estimé par l'observateur mode glissant d'ordre 2.

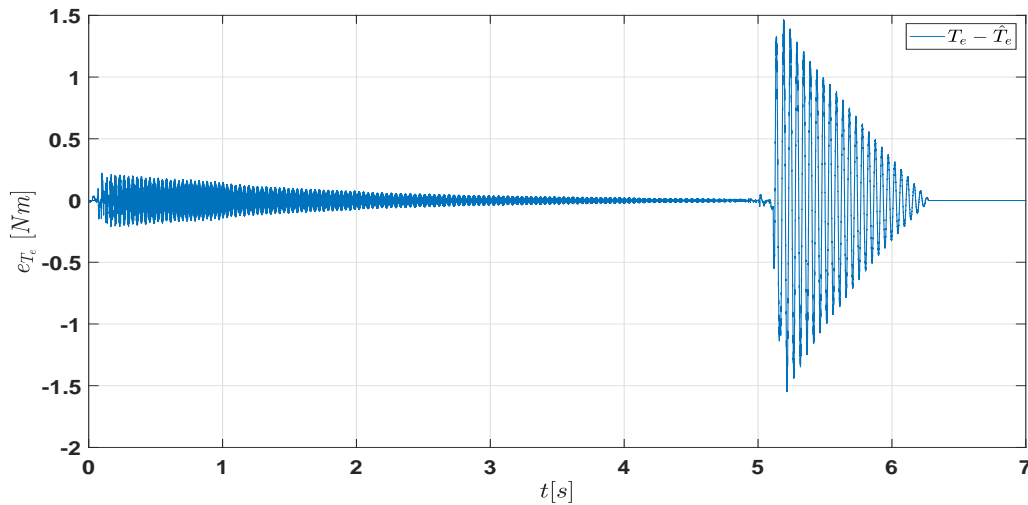


Figure 3.17: Erreur d'estimation du couple moteur par l'observateur mode glissant d'ordre 2.

Par ailleurs, la figure 3.18 montre la convergence de la surface de glissement proposée vers zéro sur toute la plage de vitesse. Ceci confirme que la surface choisie nous a permis d'obtenir de très bonnes performances d'estimations de la vitesse, de la position et du couple moteur.

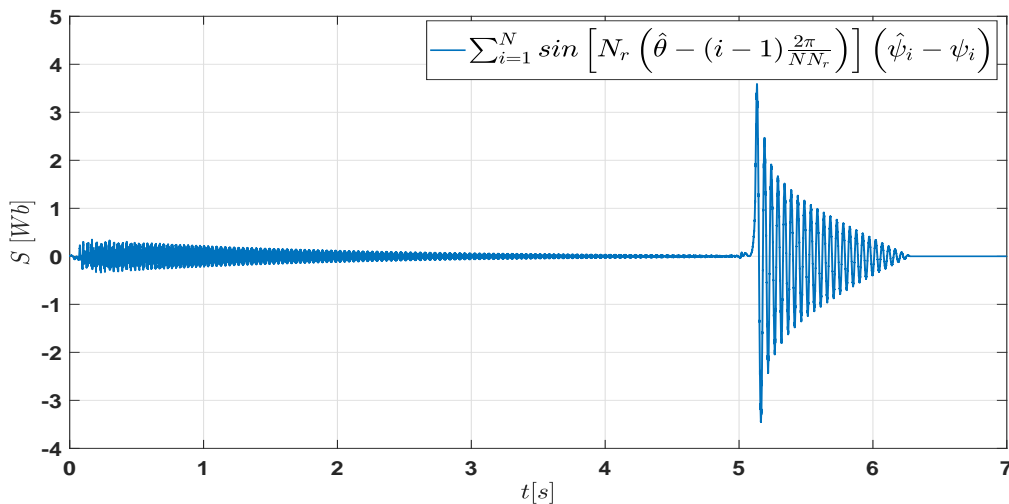


Figure 3.18: Évolution temporelle de la surface de glissement de l'observateur.

3.4.3 Synthèse d'un observateur par mode glissant avec couple de charge inconnu

L'observateur par mode glissant d'ordre 2 proposé est étendu par la prise en compte d'un couple charge véhicule inconnu. Dans cette étude, l'observateur OMG2 donné par l'équation (3.28) a été modifié par la prise en compte de l'équation de l'estimation de l'accélération qui dépend de la surface de

glissement comme montre l'équation (3.46) de l'observateur étendu [176] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\Omega} + K_{\theta} |e_{\theta}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) \\ \frac{d\hat{\alpha}}{dt} = K_{\alpha} \text{sign}(S) \\ \hat{T}_e = T_e(\hat{\theta}, I) \\ \hat{T}_L = \hat{T}_e - f_r \hat{\Omega} - J \hat{\alpha} \end{array} \right. \quad (3.46)$$

où α et $\hat{\alpha}$ sont respectivement l'accélération angulaire et son estimation. K_{θ} , K_{Ω} et K_{α} sont les gains de l'observateur et S est la surface de glissement définie précédemment.

alpha par l'équation mécanique

Dans cet observateur, l'intégration de l'accélération estimé nous permet d'estimer le couple charge en fonction du couple machine et de la vitesse estimés. L'équation 4 de (3.46) correspond à l'équation mécanique de la MRV avec toutes les variables qui sont estimées [176].

Les gains de cet observateur K_{θ} , K_{Ω} et K_{α} sont calculés en utilisant la même méthode évoquée dans la synthèse de l'observateur avec un couple charge véhicule connu.

3.4.3.1 Résultats de simulation

Pour la simulation de cet observateur, nous avons utilisé le même simulateur de la chaîne de traction VE et le même profil de vitesse en supposant que le couple charge véhicule est inconnu. Afin de réduire considérablement l'effet de chattering, la fonction $\text{sign}(s)$ a été remplacée par la fonction de saturation $\text{sat}(S)$ dans l'équation de l'observateur. Ainsi, l'équation (3.46) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\Omega} + K_{\theta} |e_{\theta}|^{\frac{1}{2}} \text{sat}(S) \\ \frac{d\hat{\alpha}}{dt} = K_{\alpha} \text{sat}(S) \\ \hat{T}_e = T_e(\hat{\theta}, I) \\ \hat{T}_L = \hat{T}_e - f_r \hat{\Omega} - J \hat{\alpha} \end{array} \right. \quad (3.47)$$

Les paramètres utilisés dans la simulation sont :

Paramètres de l'observateur			
K_{θ}	K_{Ω}	ϕ	α
350	550	0.5	1500

Tableau 3.3: Paramètres de simulation de l'observateur OMG2 avec couple charge inconnu.

Les résultats de l'estimation de la vitesse, de la position, du couple moteur et de la charge sont présentés dans les figures suivantes :

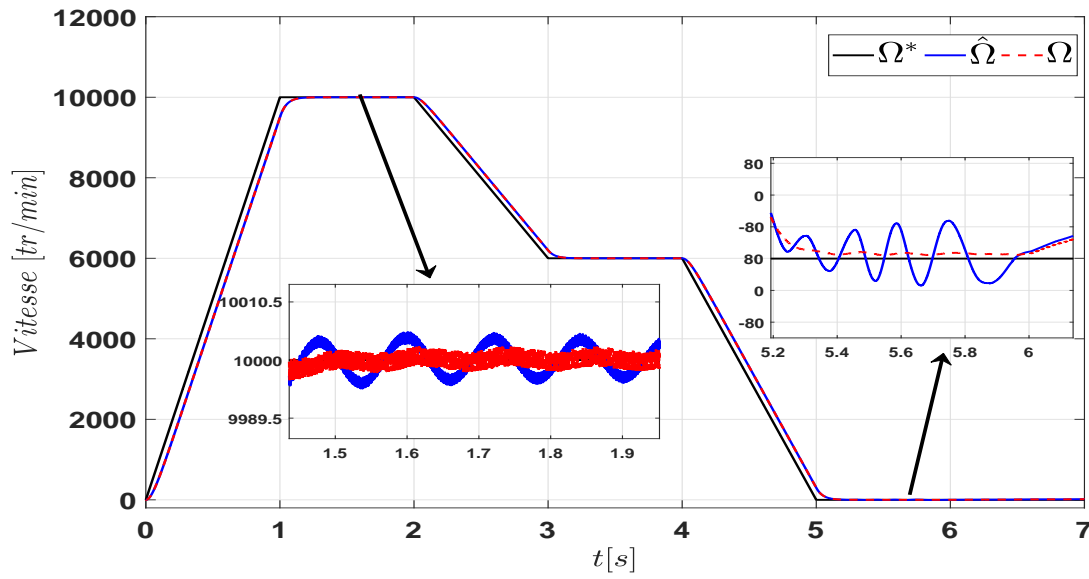


Figure 3.19: Réponse en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2 avec un couple de charge inconnu.

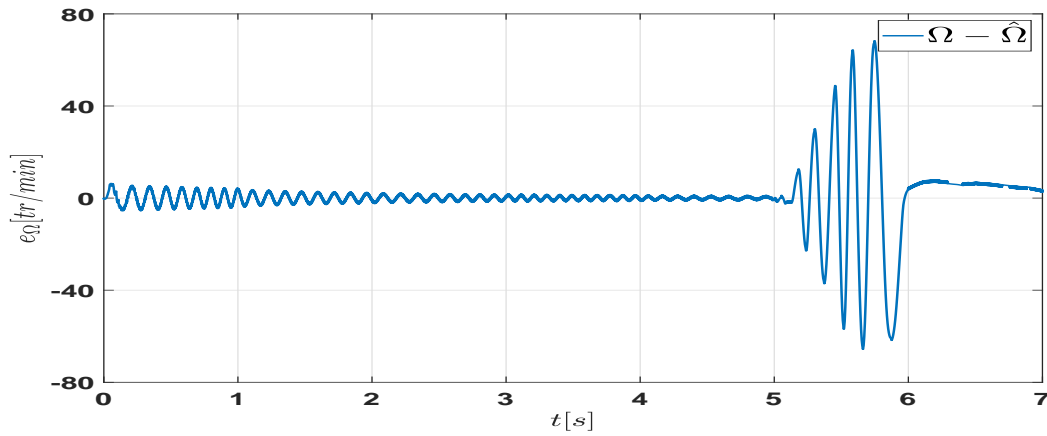


Figure 3.20: Erreur en vitesse par l'observateur mode glissant d'ordre 2 avec un couple de charge inconnu.

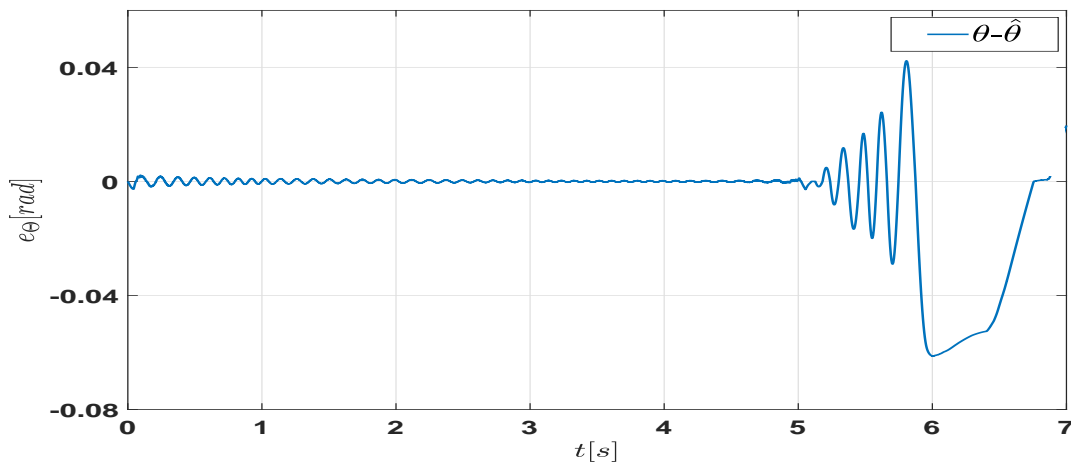


Figure 3.21: Erreur en position par l'observateur mode glissant d'ordre 2 avec un couple de charge inconnu.

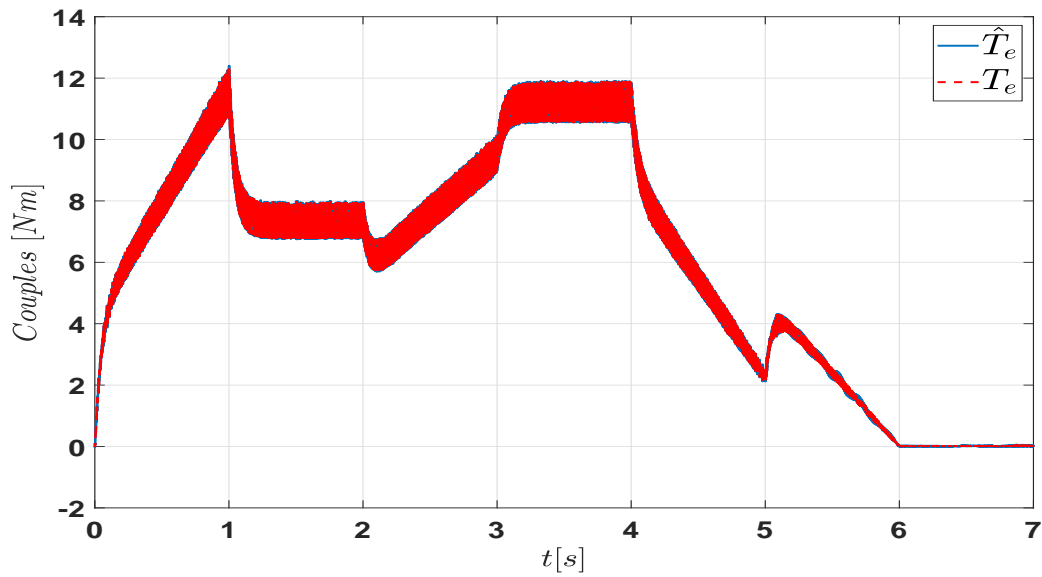


Figure 3.22: Réponse en couple estimé par l'observateur mode glissant avec un couple de charge inconnu.

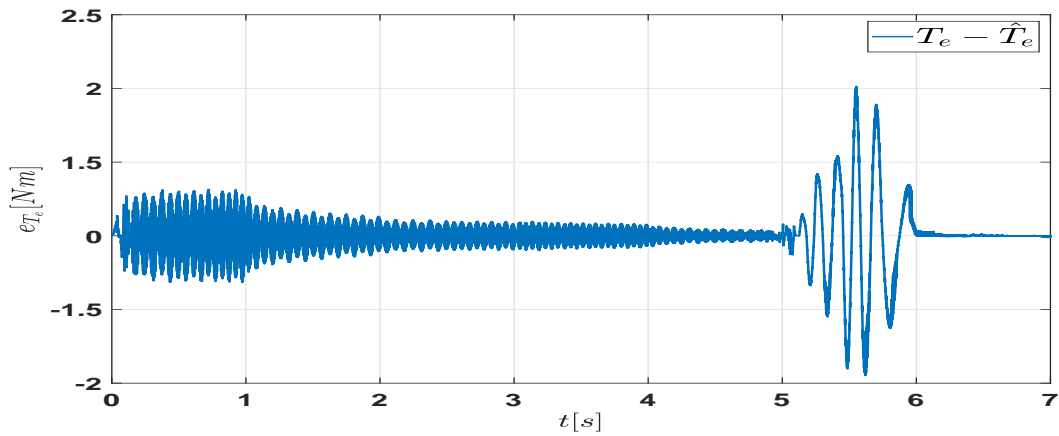


Figure 3.23: Erreur d'estimation du couple par l'observateur en mode glissant avec un couple de charge inconnu.

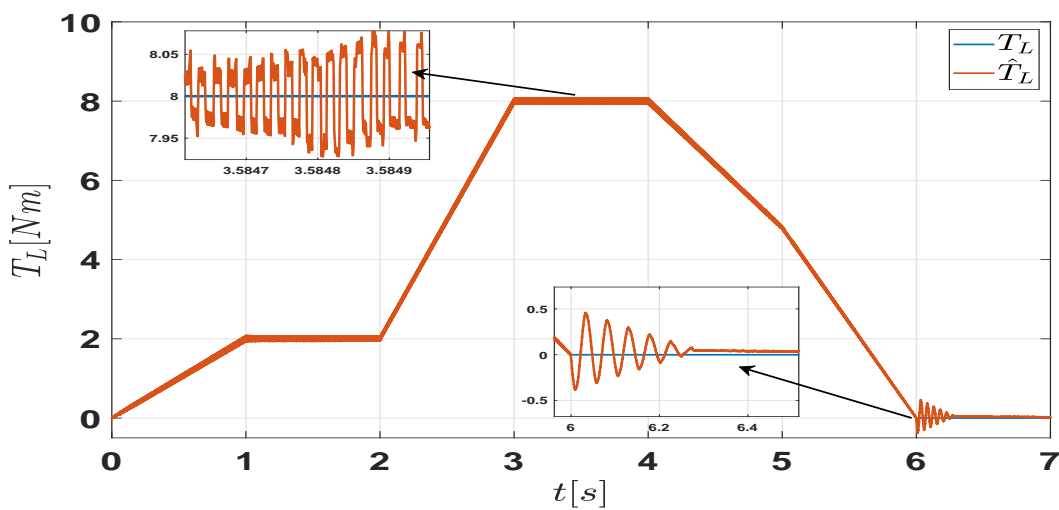


Figure 3.24: Estimation du couple de charge par l'observateur mode glissant d'ordre 2

La figure 3.19 montre la réponse en vitesse estimée et réelle par rapport au profil de vitesse choisi. Nous constatons que sur toute la plage de vitesse que les performances sont satisfaisantes où l'erreur d'estimation de la vitesse présentée à la figure 3.20. En effet l'observateur proposé a permis d'estimer la vitesse à basses et à grandes vitesses sachant que le couple charge véhicule est inconnu. Ceci présente un avantage dans les application VE où le couple charge véhicule n'est pas mesuré. L'estimation de la position du rotor est de très bonne précision en comparaison avec la position réelle à basse et à grande vitesse comme le montre l'erreur d'estimation de la position présenté à la figure 3.21 et de même, le couple électromagnétique de la machine et son estimation sont illustrés sur la figure 3.22. Nous constatons que l'observateur estime le couple avec une bonne précision sur toute la plage de vitesse où l'erreur d'estimation de ce couple reste faible comme le montre la figure 3.23. Par ailleurs, l'estimation du couple charge véhicule inconnu donné par la figure 3.24 montre la précision d'estimation de ce dernier en comparaison avec la charge réel.

3.5 Conclusion

Les deux approches d'estimation proposées à savoir le FKE et OMG2 nous ont permis de développer des capteurs logiciels pour remplacer le capteur de position mécanique dans la chaîne de traction électrique. Ainsi, les observateurs conçus par ces approches estiment principalement la position et la vitesse de la machine à réluctance variable mais également le couple moteur et le couple de charge véhicule inconnu en utilisant le modèle de la machine.

Par ailleurs, les résultats de simulation montrent que l'observateur par le Filtre de Kalman Étendu présente un inconvénient d'estimation à très basses vitesses et à l'arrêt. En effet, l'observateur par mode glissant proposé remédie à cet inconvénient grâce au choix de la surface de glissement qui dépend du flux et de la position du rotor. De plus, la synthèse de l'observateur d'ordre 2 a permis de réduire le phénomène de chattering, à grandes vitesses, considéré dans la littérature comme un inconvénient majeur pour la mise en œuvre des observateurs par mode glissant.

Cependant, la combinaison de ces deux avantages nous permet de proposer l'observateur développé pour les applications véhicules électriques. Un autre avantage de cet observateur est l'estimation du couple de charge véhicule qui est utile pour l'application véhicule électrique.

CHAPITRE 4

ANALYSE DES DÉFAUTS ÉLECTRIQUES PAR L'APPROCHE SIGNAL DE LA MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE DANS UNE CHAÎNE DE TRACTION ÉLECTRIQUE

Sommaire

4.1	Introduction	144
4.2	Défauts de chaîne de traction VE basée sur la MRV	145
4.3	Classification des défauts électriques/mécaniques de la chaîne de traction VE	145
4.3.1	Classification des défauts mécaniques de la MRV	145
4.3.2	Classification des défauts électriques dans la chaîne de commande convertisseur/ MRV	148
4.3.3	Méthodes d'identification et de localisation des défauts électriques	152
4.4	Diagnostic des défauts du convertisseur de la MRV	153
4.4.1	Rappel de la théorie de la transformée de Fourier rapide	154
4.4.2	Définition de la fenêtre périodique	155
4.5	Analyse temporelle et fréquentielle des signaux sélectionnés	156
4.5.1	Analyse temporelle	157
4.5.2	Analyse fréquentielle	159
4.6	Méthodologie de détection et de localisation automatique du défaut circuit ouvert à base de l'analyse spectrale	172
4.7	Conclusion	173

4.1 Introduction

DANS LES APPLICATIONS DE VÉHICULES ÉLECTRIQUES, la fiabilité et la sûreté de fonctionnement de la chaîne de traction sont primordiales. Dans ce contexte, nous nous intéressons particulièrement à l'analyse, la détection et la localisation des défauts électriques sur l'étage électronique de puissance qui alimente les phases de la machine à réductance variable. Ce dernier est l'organe le plus sensible par rapport aux autres composants de la chaîne de traction VE, c'est la raison pour laquelle nous consacrons ce chapitre à cette analyse. En effet, la MRV est une machine polyphasée dont les phases indépendantes lui confèrent une redondance naturelle qui la rend robuste à la perte d'une phase. Grâce à son rotor passif, elle est également mécaniquement robuste.

À cette fin, une méthodologie a été développée pour détecter et localiser automatiquement le défaut. La mise en œuvre de cette dernière permet, d'une part, de réduire le temps et les coûts de maintenance et, d'autre part, de proposer éventuellement une stratégie de reconfiguration automatique de la commande en fonction du défaut identifié. Cette reconfiguration est généralement basée sur des commandes tolérantes aux défauts dont le but est de conserver de bonnes performances en mode dégradé (mode défaut). La méthodologie proposée est basée sur l'approche signal avec une analyse spectrale des signaux en utilisant une fenêtre périodique bien définie. Le couple de référence total ainsi que les courants statoriques de la machine ont été sélectionnés pour cette analyse, dans laquelle une étude comparative a été réalisée entre le mode sain et le mode dégradé.

4.2 Défauts de chaîne de traction VE basée sur la MRV

Dans le véhicule électrique d'aujourd'hui, si un défaut survient en provoquant un dysfonctionnement du véhicule, le conducteur est averti par une signalisation sur le tableau de bord.

Pour les véhicules électriques du futur, il sera intéressant de mettre en œuvre une stratégie de détection et de localisation automatique des défauts. Cette stratégie permettra alors en fonction du défaut identifié de planifier ensuite la stratégie de commande tolérante aux fautes correspondante. En effet, cela garantit la sûreté de fonctionnement du véhicule en mode dégradé jusqu'à ce que la maintenance puisse être effectuée. En général, la détection et la localisation des défauts nécessitent une connaissance des comportements dynamiques du système en mode sain et en mode défaut. Le comportement du système en mode sain est pris comme référence afin de le comparer aux symptômes caractéristiques du mode défaut et de l'analyser pour en déduire l'état du système.

Plusieurs défaillances peuvent affecter la chaîne de traction VE à base d'une machine à réluctance variable. Parmi ces défauts, nous citons les défauts électriques sur l'étage électronique de puissance et la batterie ainsi que les défauts électrique et mécanique de la machine et des capteurs.

4.3 Classification des défauts électriques/mécaniques de la chaîne de traction VE

Dans cette section, nous allons présenter les différents défauts électriques/mécaniques d'une chaîne de traction électrique utilisant la machine à réluctance variable. Parmi ces défauts, nous nous intéressons particulièrement aux défauts du convertisseur de puissance associé à la MRV.

4.3.1 Classification des défauts mécaniques de la MRV

Dans cette classification, nous commençons par la présentation des défauts mécaniques de la machine à réluctance variable. Parmi les défauts mécaniques, les plus communs sont l'excentricité (statique, dynamique ou mixte) et le déséquilibre mécanique.

4.3.1.1 Excentricité

Il s'agit d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator qui peut avoir pour origine un mésalignement dû à un plissement de l'axe ou un défaut de roulement, l'usure des paliers, la torsion de l'arbre ou le positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage [192]. Ces défauts provoquent une excentricité ce qui se traduit par un entrefer non uniforme et/ou variable (figure 4.1). Cette excentricité peut induire des frottements entre le stator et le rotor, un couple électromagnétique fortement oscillatoire et des nuisances acoustiques [193].

On distingue généralement trois cas d'excentricité [194] :

- L'excentricité statique, le rotor tourne toujours autour de son axe mais celui-ci s'est déplacé par rapport au centre de l'alésage du stator ;

- L'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage, mais ne tourne plus autour de son axe ;
- L'excentricité qu'on pourrait qualifier de globale (mixte), associant les deux cas précédemment cités.

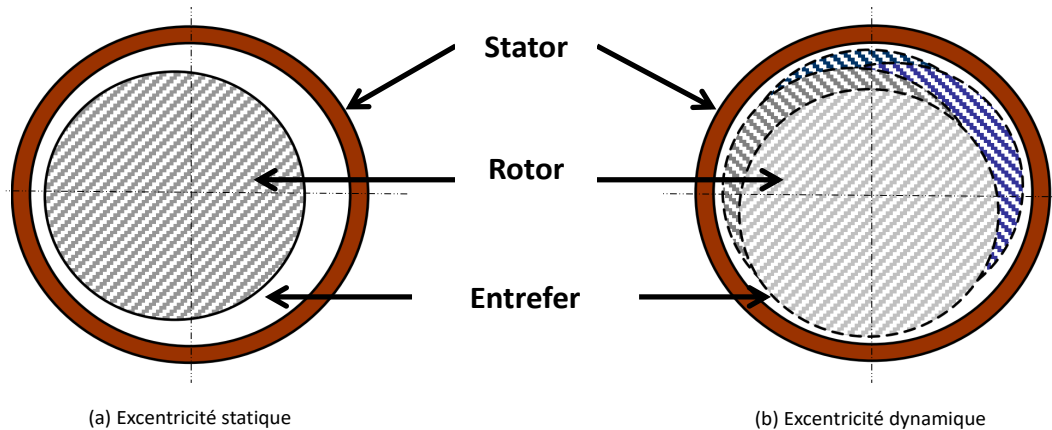


Figure 4.1: Représentation de l'excentricité statique et dynamique [195].

Pour le diagnostic de ce défaut, les auteurs de la référence [192] utilisent une méthode de diagnostic basée sur l'analyse du courant. Il est théoriquement démontré que l'apparition et la croissance du niveau du défaut entraînent une augmentation de l'amplitude de la signature. Une autre méthode de diagnostic basée sur l'injection d'impulsions de tension haute fréquence dans les enroulements de la machine est présentée dans la référence [193]. La signature du défaut est obtenue en traitant les courants à la sortie d'un différentiel de courant. Cependant, ces deux méthodes peuvent être utilisées uniquement hors ligne, ce qui rend leur utilisation difficile dans le cas du véhicule électrique.

4.3.1.2 Déséquilibre mécanique arbre machine/ charge

Ce type de défaut survient lorsque l'arbre de la MRV n'est pas correctement aligné avec l'arbre de la charge ce qui provoque un décalage géométrique entre le rotor et le stator. Ce décalage n'affecte pas les forces motrices sur les dents du rotor, mais plutôt sur les couples générés par ces forces [196, 197]. Pour illustration, la figure 4.2a montre les forces F_1 et F_2 générées par l'alimentation de la phase D . Les couples de ces forces $T_{phase_4 F_1}$ et $T_{phase_4 F_2}$ sont de même amplitude, mais avec un déphasage géométrique $\Delta\theta$ comme le montre la figure 4.2b. La résultante de ces deux couples donne finalement le couple moteur généré par cette phase (T_{phase_4}).

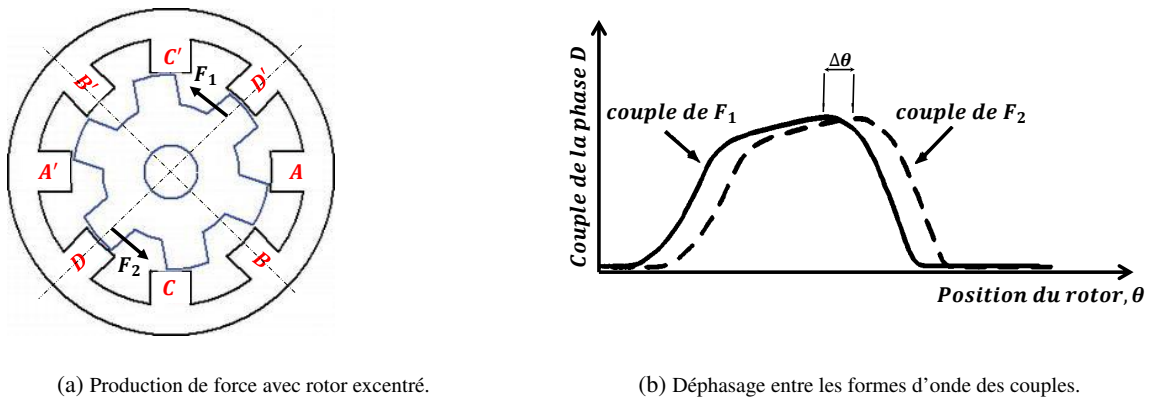


Figure 4.2: Déphasage entre les couples de la phase D produit par un déséquilibre mécanique [196].

L'écart entre les forces de la phase D (ΔF_{phase_4}) est donné par [196] :

$$\Delta F_{phase_4} = F_{1\ phase_4} - F_{2\ phase_4} = \frac{1}{2r} \left[\frac{dT_{phase_4}}{d\theta} \Delta\theta \right] \quad (4.1)$$

où $\frac{dT_{phase_4}}{d\theta}$ est la pente du couple et r est le rayon du rotor.

Ce type de défaut se traduit par des vibrations mécaniques qui engendrent un bruit acoustique considérable. Pour identifier ce défaut mécanique, les auteurs de la référence [198] proposent une analyse basée sur l'acquisition des signaux acoustiques en mode sain et en mode défaut. Dans le contexte application véhicule électrique, l'identification de ce défaut s'avère difficile du fait des nuisances produites par l'environnement du véhicule électrique.

4.3.2 Classification des défauts électriques dans la chaîne de commande convertisseur/MRV

Une classification systématique de tous les défauts électriques, courts-circuits et circuits ouverts dans la chaîne de commande convertisseur/MRV est donnée dans [199].

- Parmi les défauts électriques les plus courants dans le cas de la MRV, nous pouvons citer :
 1. Ouverture d'une phase ;
 2. Court-circuit phase-terre ;
 3. Court-circuit entre les spires d'un demi-enroulement d'une phase ;
 4. Court-circuit entre deux phases.
- Pour l'étage électronique de puissance, plusieurs défauts ont été listés :
 5. Chute de tension du bus continu ;
 6. Défaut du condensateur de filtrage ;
 7. Transistor d'un bras en circuit ouvert ;
 8. Transistor d'un bras en court-circuit ;
 9. Défaut de la diode de roue libre.

L'emplacement de ces défauts est présenté dans le cas d'une phase par les mêmes numéros comme le montre le schéma de la figure 4.3.

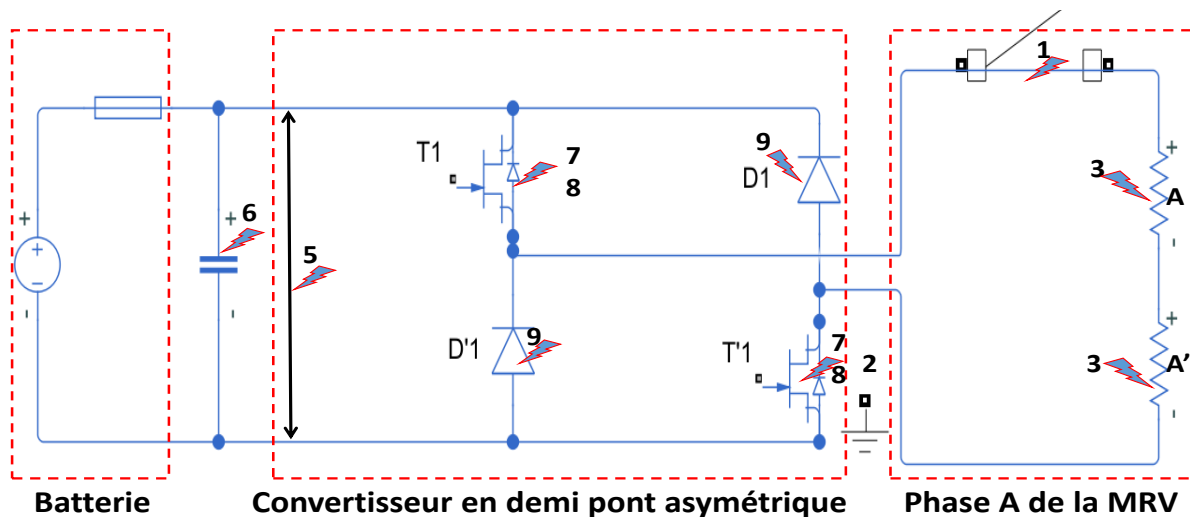


Figure 4.3: Emplacement de différents défauts électriques dans la chaîne de commande convertisseur/ MRV [199].

Les défauts mentionnés ci-dessus seront donc présentés en détail avec leurs causes, leurs effets ainsi que les méthodes utilisées dans la littérature pour les détecter et les identifier.

4.3.2.1 Défaut ouverture de phase

Lorsque l'une des phases de la machine à réluctance variable est ouverte, aucune excitation n'est possible pour la phase défailante et la contribution en couple de cette phase est donc nulle. Ce type de défaut peut provenir d'une ouverture d'un bras du convertisseur électronique de puissance ou d'une ouverture d'un demi-enroulement d'une phase due à une surintensité [200]. Afin de répondre à l'exigence de maintenir la vitesse de la machine constante pendant le mode défaut, le régulateur de vitesse augmentera alors la demande en couple de référence des phases saines restantes. Dans ce cas, la MRV s'adapte à la situation défectueuse avec des ondulations de couple et de vitesse accrues [201, 202].

4.3.2.2 Défaut court-circuit phase-terre

Lorsque l'une des phases se retrouve accidentellement reliée à la terre, son courant va augmenter fortement au-delà de son courant nominal [203]. Ce type de défaut peut être créé par un faux contact phase-terre ou l'usure de l'isolation des enroulements dont les causes sont [203] :

- Fonctionnement prolongé en surcharge ;
- Rotor bloqué ;
- Tension d'alimentation réduite ;
- Température ambiante élevée et manque de ventilation ;
- Vieillessement.

4.3.2.3 Défaut court-circuit entre les spires d'un demi-enroulement d'une phase

Ce défaut ne se produit que dans des conditions de contrainte électromagnétique ou thermique extrêmement sévères [204]. Une répartition inégale de la chaleur due aux pertes ohmiques dans deux bobines d'une phase entraînera un défaut entre les spires. Si l'isolation entre les spires est endommagée et que deux ou plusieurs tours de l'enroulement deviennent court-circuités, la résistance de la bobine endommagée diminue ce qui augmente encore le courant et donc le tempérament. A court terme, sans intervention rapide pour le réduire, le bobinage va brûler et la chaleur produite est moins générée que dans la bobine symétrique du pôle opposé [205, 204].

4.3.2.4 Défaut court-circuit entre deux phases

De leur conception, les enroulements des phases du stator de la machine à réluctance variable sont indépendants et découplés magnétiquement. Par conséquent, la probabilité que ce défaut se produise est très faible. Dans le cas où ce défaut se produit, le courant absorbé par ces phases augmente très vite du fait de l'attraction magnétique entre les deux enroulements correspondant aux deux phases défectueuses avec le risque de destruction des bobinages et du convertisseur de puissance [206].

4.3.2.5 Défaut chute de tension du bus continu

La chute de tension du bus continu qui alimente le convertisseur statique de la MRV pourrait être due au vieillissement de la batterie, à la détérioration d'une des diodes du pont redresseur qui alimente cette batterie (système de recharge), à la dégradation du condensateur de filtrage ou à l'augmentation du couple charge au-delà du couple maximal de la machine qui engendre des pics de courants très élevés par rapport au courant nominal. La chute de tension du bus continu peut avoir les effets suivants [207] :

- Courant de phase accru ;
- Augmentation des pertes par effet Joule ;
- Réduction du rendement ;
- Dégradation de l'isolation des enroulements statoriques due à une surchauffe.

Cependant, le contrôle de la vitesse n'est possible que jusqu'à un certain niveau de chute de tension prédéfinie. En dessous d'une limite prédéfinie, le courant de phase atteint sa limite maximale et la vitesse réelle de la machine diminue par rapport à la vitesse de référence.

4.3.2.6 Défaut du condensateur de filtrage

Les harmoniques du côté de la puissance d'entrée et la diminution de la tension d'entrée due à la nature du courant pulsé de la machine peuvent être supprimés en plaçant un filtre capacitif approprié entre la sortie de la batterie et l'entrée du convertisseur de puissance. La défaillance du condensateur de ce filtre augmente donc l'ondulation de la tension du bus continu et isole la connexion électrique entre la batterie-convertisseur asymétrique à demi-pont. Ce type de défaut provient du vieillissement du condensateur dû à l'usage fréquent (charge/ décharge) ou aux pics des courants côté convertisseur de puissance [208].

4.3.2.7 Défaut transistor d'un bras en circuit ouvert

Lorsque l'un des transistors d'un bras du convertisseur est en circuit ouvert, la conduction du courant dans l'enroulement de la phase correspondante s'arrête immédiatement. Le courant dans les phases restantes augmente progressivement pour répondre à la demande en courant de la machine. Ainsi, pour une machine à m phase, le couple moteur est réduit au $\frac{1}{m}$ de son couple réel en mode sain, mais la machine continue à tourner avec des vibrations et une ondulation de couple très élevée. Dans le cas où la machine est à l'arrêt et que le défaut survient au démarrage, la machine ne tourne pas et le courant des autres phases saines augmente très rapidement, ce qui crée une surintensité avec une hausse de température qui endommage les enroulements statoriques [209].

Pour les transistors bipolaires de type IGBT, la disparité entre le coefficient de dilatation thermique et les coefficients du fil d'aluminium et de la puce de silicium est à l'origine des efforts de cisaillement sur les interfaces de connexion pouvant conduire à la rupture du fil et cela provoque l'ouverture du ce composant [210].

4.3.2.8 Défaut transistor d'un bras en court-circuit

Pour le convertisseur en demi-pont asymétrique, lorsqu'un transistor d'un bras est court-circuité l'alimentation continue à être assurée pour la phase connectée à ce bras, quelles que soient la position du rotor et la régulation du courant. Ce qui provoque une conduction de courant illimitée dans la phase défectueuse et qui génère un verrou magnétique entre les pôles du stator et du rotor. Ainsi, le régulateur de courant continue d'activer les phases restantes. Cela conduit à l'activation simultanée de la phase défectueuse et de la phase adjacente qui tentera d'aligner les pôles du rotor. Enfin, le transistor ou le fusible saute et la phase défaillante ne peut produire aucun couple. Dans ce cas, le défaut de circuit ouvert est généré côté bras ou côté phase correspondante [209, 211].

4.3.2.9 Défaut de la diode de roue libre

Les diodes de roue libre jouent un rôle important dans le convertisseur asymétrique à demi-pont. En mode de démagnétisation, les deux diodes fournissent un chemin pour la conduction du courant et le transfert d'énergie à la source d'alimentation (batterie) [212]. Lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit sur l'une des diodes de roue libre d'un bras du convertisseur, une surtension se produit aux bornes du transistor du même bras. Si cette surtension dépasse la tension de claquage, le transistor sera court-circuité (défaut évoqué précédemment). Et si un défaut de court-circuit se produit, l'alimentation et le transistor du même bras seront court-circuités [212].

Le tableau 4.1 récapitule les différents types de défauts électriques traités dans cette section, avec leurs principaux impacts sur le fonctionnement de la chaîne de traction électrique.

Type de défaut électrique	Impact principal
Phase ouverte d'enroulement machine	Réduction de couple à $\frac{1}{m}$ de sa valeur en mode sain
	Ondulation élevée du couple machine
Court-circuit phase à la terre	Surintensité sur les phase restante
	Réduction de la tension d'alimentation
Court-circuit entre les spires d'un demi-enroulement d'une phase	Augmentation du courant induit dans l'enroulement
	Surchauffe d'enroulement
Court-circuit entre deux phases	Surintensité très élevée sur les phases défectueuses
	Augmentation des forces radiales
Chute de tension du bus continu	Augmentation des pertes par effet Joule
	Réduction du rendement
Défaut du condensateur de filtrage	Ondulations élevées de la tension du bus continu
	Isolation de la connexion convertisseur/ batterie
Transistor d'un bras en court-circuit	Conduction de courant illimité dans la phase associée
	Génération d'un couple négatif
Transistor d'un bras en court ouvert	Perte d'alimentation de ce bras
	Ouverture de la phase associée
Défaut de la diode de roue libre	Perte de la démagnétisation de la phase associée
	Réduction du rendement

Tableau 4.1: Impact principal des défauts électriques sur la chaîne de traction électrique [213].

4.3.3 Méthodes d'identification et de localisation des défauts électriques

Dans la littérature, l'accent a été mis sur l'amélioration du rendement, la commande robuste, la minimisation de l'ondulation du couple et la commande sans capteur de la machine à réductance variable [6]. Tandis que la recherche sur la fiabilité et le diagnostic pour les applications EV n'a guère attiré l'attention. Cela peut se justifier par la tolérance intrinsèque de la machine aux défauts, ainsi que par le fait que la machine à réductance variable n'a pas encore atteint sa maturité et que la recherche sur l'amélioration de ses performances reste à ce jour un sujet d'actualité.

Par ailleurs, de nombreuses techniques de détection et de localisation des défauts électriques ont été proposées. Ces méthodes peuvent être regroupées en deux classes :

- Méthodes basées sur les détecteurs matériels (redondance des capteurs et bras du convertisseur, indicateurs électroniques, etc.);
- Méthodes basées sur des algorithmes traitant les informations des capteurs.

Une comparaison de plusieurs méthodes de détection de défaut électrique basées sur le matériel (indicateurs électroniques) est présentée dans [214]. On peut citer par exemple, un détecteur de surintensité, un détecteur de différentiel de courant ou un détecteur de différentiel de flux. Les détecteurs basés sur des capteurs de courant sont faciles à mettre en œuvre, mais ne fonctionnent pas rapidement, car une indication de défaut n'est définie que lorsque le courant est déjà très élevé. Les détecteurs de défauts utilisant des capteurs de champ magnétique agissent rapidement, mais leur mise en œuvre est compliquée et nécessite une bobine d'induction, qui ne peut pas être placée sur une MRV commerciale existante. De plus, ces indicateurs basés sur les capteurs peuvent être endommagés et la distinction entre défauts capteur et défauts électriques de la machine ne peut pas être obtenue avec ces méthodes de détection de défaut.

Pour la seconde méthode de détection de défauts (utilisation des algorithmes), différents algorithmes avec les signaux capteurs sont utilisés. Une méthode basée sur l'intelligence artificielle (AI) est présentée dans [215] pour diagnostiquer et suivre les défauts de court-circuit phase dans la machine. Le but de cette technique est de classer les données obtenues par l'analyse des signaux capteurs en mode dégradé par catégories selon les différents modes de fonctionnement de la machine. Les méthodes hiérarchiques sont à la base de ces classements. L'inconvénient de cette méthode est la densité des données qui occupent une mémoire importante dont le traitement engendre un temps de calcul trop long.

Une nouvelle méthode de détection basée sur la technique de classification K-Means est introduite dans [216]. Le défaut traité par cette méthode est la tension du bus continu de l'étage de puissance de la MRV. Cependant, la méthode utilisée nécessite une partition initiale avec un nombre défini de classes. Ces contraintes sont un inconvénient lorsque la base d'apprentissage n'est pas entièrement déterminée.

Aussi, une autre méthode d'identification de défaut basée sur un réseau neuronal artificiel pour un convertisseur à pont en H associé à la MRV est présentée dans [217]. L'algorithme de diagnostic de défauts proposé identifie le défaut avec précision, mais cela nécessite un temps d'apprentissage considérable (7 000 neurones ont été utilisés comme entrée).

4.4 Diagnostic des défauts du convertisseur de la MRV

Étant donné que les défauts électriques sont plus susceptibles de survenir que les défauts mécaniques dans la chaîne de traction électrique, nous nous intéressons au développement d'une méthodologie de détection et de localisation automatique des défauts électriques, en particulier des défauts circuit ouvert d'un des bras du convertisseur dû à l'ouverture d'un des transistors. On admettra que les capteurs des courants ne sont pas mis en défaut.

Dans une application de traction électrique VE où le coût et l'efficacité des algorithmes de diagnostic sont primordiaux, cette méthodologie doit répondre aux contraintes suivantes :

- Fonctionnement pour toute la plage de vitesse de la MRV ;
- Mise en œuvre facile en temps réel ;
- Utilisation des signaux mesurables par les capteurs existants ;
- Pas de rajout de nouveaux composants ou d'autres capteurs.

Le développement de cette méthodologie repose sur l'analyse fréquentielle des signaux mesurés (l'approche signal). Dans cette analyse, la condition de périodicité est imposée. Les signaux sélectionnés sont les courants statoriques et le couple de référence total (sortie du régulateur de vitesse). Un des outils mathématiques adaptés à l'analyse du signal périodique est la transformée de Fourier (Fast Fourier Transform, FFT). Pour le traitement de ces signaux, nous proposerons une fenêtre périodique dans laquelle on applique la FFT de ces signaux. Cette méthodologie est implémentée dans la chaîne de traction électrique en utilisant des régulateurs PI pour la régulation des courants et de la vitesse. La figure 4.4 illustre l'implémentation de cette méthodologie sous la forme d'un algorithme dont les entrées sont la vitesse et les signaux sélectionnés (couple de référence total et les 4 courants statoriques).

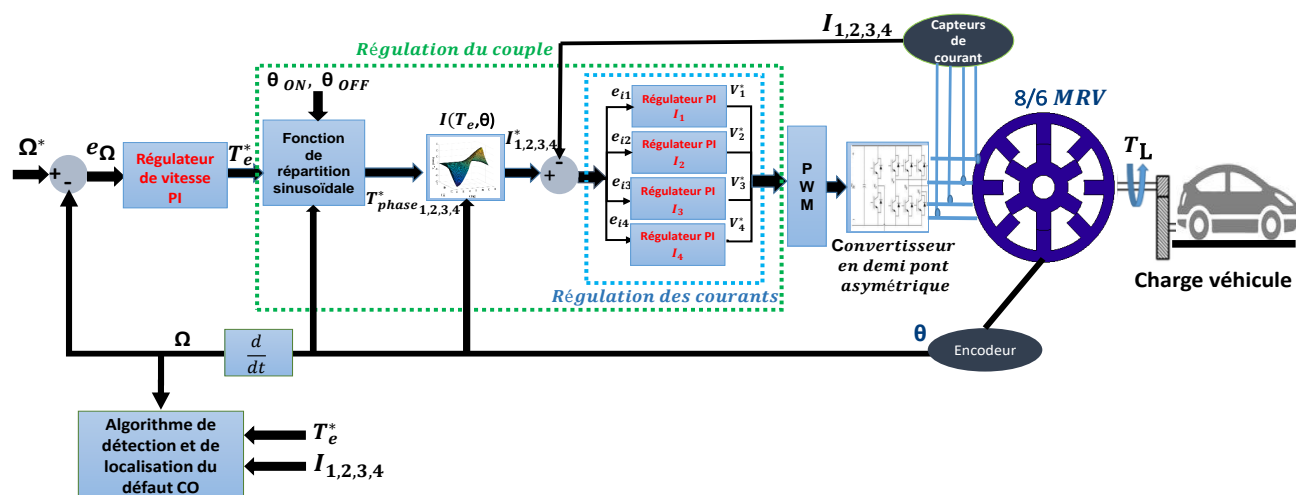


Figure 4.4: Implémentation de l'algorithme de détection et localisation automatiques d'un défaut circuit ouvert dans la chaîne de traction.

Un rappel sur la théorie de la transformée de Fourier et une définition de la fenêtre périodique où on applique de manière récurrente la FFT seront présentés dans cette section.

4.4.1 Rappel de la théorie de la transformée de Fourier rapide

Une alternative à la représentation temporelle du signal est de représenter son contenu fréquentiel. Ceci est obtenu en calculant sa transformée de Fourier (Fourier Transform, FT). Pour un signal $x(t)$ d'énergie finie sur \mathfrak{R} , la transformée de Fourier \check{x} de ce dernier est définie par [218] :

$$\begin{cases} L^2(\mathfrak{R}) \rightarrow L^2(\mathfrak{R}) \\ x(t) \rightarrow FT(x) = \check{x}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \end{cases} \quad (4.2)$$

où ω et j sont respectivement la pulsation propre du signal et l'opérateur complexe.

La FT mesure donc un indice de similarité entre le signal et une collection d'ondes (exponentielles complexes) de longueur infinie. Ainsi, $\check{x}(\omega)$ est une forme d'onde du signal $x(t)$ dans laquelle toute information temporelle disparaît.

Dans les calculateurs numériques, l'utilisation de cette transformation est adaptée en temps discret que nous présentons par la suite.

4.4.1.1 Transformée de Fourier discrète

Par définition, la transformée de Fourier discret (DFT) d'une séquence $x[k]$ où $k = 0 : N - 1$ est la fonction de k donnée par [218] :

$$\check{x}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k] e^{-\frac{2j\pi nk}{N}} \quad (4.3)$$

où N est le nombre de points du signal discrétisé.

La transformée de Fourier discrète convient aux signaux discrets ou échantillonnés pour la mise en œuvre dans un ordinateur. Néanmoins, cette transformation utilise un certain nombre de points importants, ce qui génère un temps de calcul long. Plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature pour réduire le nombre de points. Parmi ceux-ci, nous citerons l'algorithme de Cooley-Tukey, l'algorithme de Winograd et l'algorithme de la transformée rapide de Fourier [218]. Dans notre étude, l'algorithme de transformée de Fourier rapide est choisi pour l'analyse fréquentielle de signaux sélectionnés.

4.4.1.2 Transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier discrète peut s'écrire comme une transformation orthogonale associée à une matrice $N \times N$ [218] :

$$x[k] = x_{pair}[k] + e^{-\frac{2j\pi k}{N}} x_{impair}[k] \quad (4.4)$$

avec :

$$\begin{cases} x_{pair}[k] = x[2k] \\ x_{impair}[k] = x[2k + 1] \end{cases} \quad (4.5)$$

où $k = 0 : \frac{N}{2} - 1$.

La transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transformation, FFT) est fondée sur l'utilisation récursive de la transformation orthogonale de DFT. Cet algorithme est donné par [218] :

$$x[k + \frac{N}{2}] = x_{pair}[k] + e^{-\frac{2j\pi k}{N}} x_{impair}[k] \quad (4.6)$$

4.4.2 Définition de la fenêtre périodique

Pour analyser le spectre de fréquence des signaux sélectionnés (courants statoriques et couple de référence total) en régime établi, nous appliquons la FFT sur une courte durée glissante par la prise en compte d'une période complète du signal en temps réel. Le choix de cette durée est basé sur la fréquence fondamentale de chaque courant de phase [3] :

$$f_l = \frac{n}{60} N_r \quad (4.7)$$

où n est la vitesse de rotation de la machine en tr/min et N_r le nombre de pôles du rotor.

Dans le cas de la MRV, les courants statoriques sont décalés par un pas (step angle) définie par :

$$Pas = \frac{2\pi}{mN_r} \quad (4.8)$$

où m est le nombre de phases de la machine.

Pour appliquer simultanément la FFT sur les quatre courants, on doit prendre en compte ce décalage afin d'effectuer une analyse spectrale complète sur toute l'allure du courant en prenant deux périodes de chaque signal au minima.

La largeur minimale de cette fenêtre W_{width} est définie par :

$$W_{width} = \frac{2}{f_l} \quad (4.9)$$

Pour illustration, la figure 4.5 montre la réponse des courants statoriques pour une vitesse de 6000 tr/min avec le choix de cette fenêtre qui couvre deux périodes de chaque signal.

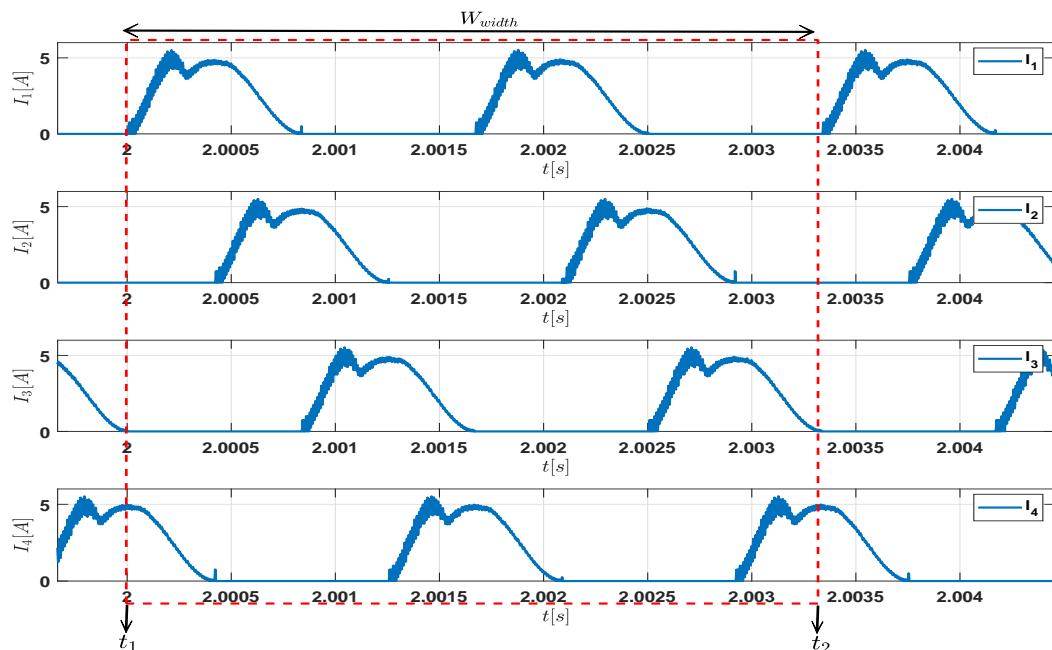


Figure 4.5: Application de la fenêtre glissante sur les signaux courants.

Pour cet exemple, si $t = t_1$, la durée de la fenêtre est définie par les deux instants t_1 et t_2 ($t \in [t_1, t_2]$).

En utilisant les équations (4.7) et (4.9), nous trouvons que $f_l = \frac{1}{600}$ Hz et $W_{width} = 0.0033$ s. De ces

résultats, $t_2 = 2.0033$ s. La FFT à cet instant sera donc appliquée à l'intervalle $[2, 2.0033]$ [s].

De même, les réponses en courant des phases restantes sont soumises à la même fenêtre périodique. Finalement, le choix de cette fenêtre périodique nous permet d'appliquer la FFT sur tous les signaux sans aucune perte d'information sur une période complète du courant.

4.5 Analyse temporelle et fréquentielle des signaux sélectionnés

Dans l'approche proposée avec la fenêtre périodique définie précédemment, l'analyse fréquentielle des signaux sélectionnés a été effectuée pour le mode de fonctionnement sain et le mode de fonctionnement en défaut. Parmi les défauts évoqués, nous nous intéressons particulièrement au défaut circuit ouvert d'un des bras du convertisseur en pont asymétrique (transistor ouvert) de la chaîne de traction VE où la régulation vitesse/courants est assurée par des régulateurs classiques du type PI. Cependant, le circuit ouvert d'un bras engendre l'ouverture de la phase associée de la MRV à ce bras (phase non alimentée).

Dans cette analyse, différents scénarios de simulation sont proposés pour développer une méthodologie fiable de détection et de localisation automatique de ce type de défaut.

Les scénarios choisis sont :

1. Vitesse variable avec couple de charge nul (machine à vide)
2. Vitesse constante (vitesse nominale) avec couple de charge variable
3. Vitesse variable avec couple de charge variable

Pour chaque scénario, une simulation a été effectuée séparément pour un circuit ouvert sur chaque phase. Les résultats de cette simulation sont identiques pour les quatre phases, raison pour laquelle la phase A a été choisie pour présenter les résultats de simulation obtenus pour l'analyse fréquentielle des signaux courants/couple de référence totale en mode sain et en mode défaut.

De ces réponses, une quantification des amplitudes du fondamental des spectres de ces signaux a été réalisée en vue de développer cette méthodologie.

4.5.1 Analyse temporelle

La simulation a été faite en choisissant un profil de vitesse variable allant de zéro à 6000 tr/min à vide et en créant en régime permanent à $t = 3s$ un défaut circuit ouvert dans le bras associé à la phase A de la machine. Les résultats de simulation obtenus en mode sain et en mode défaut correspondent aux réponses en vitesse, en couples, en courants et en tension de phases présentés par les figures ci-dessous.

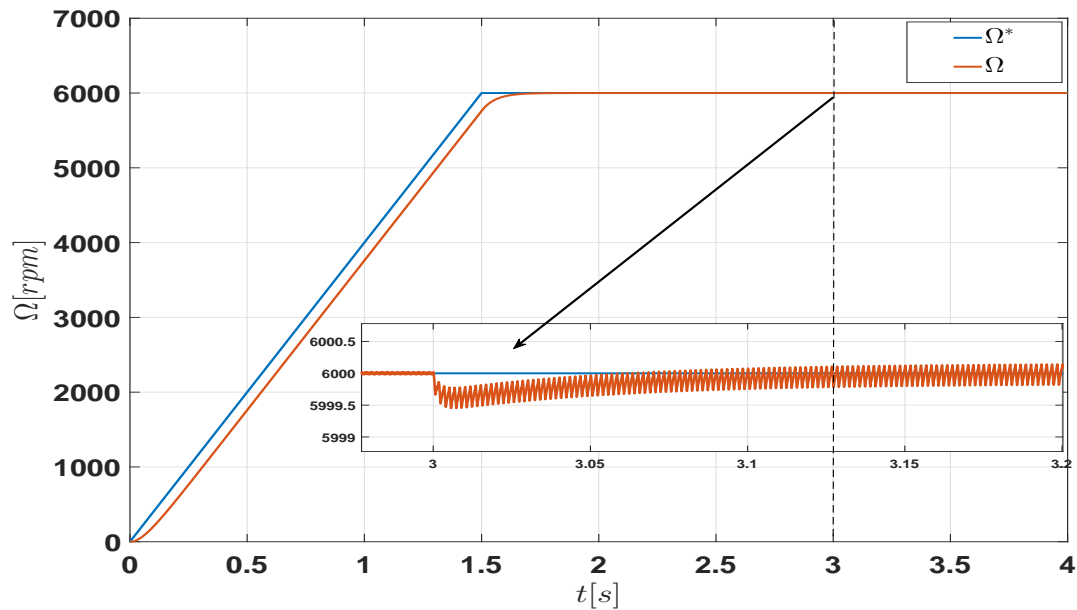


Figure 4.6: Réponse en vitesse en mode sain et défaut.

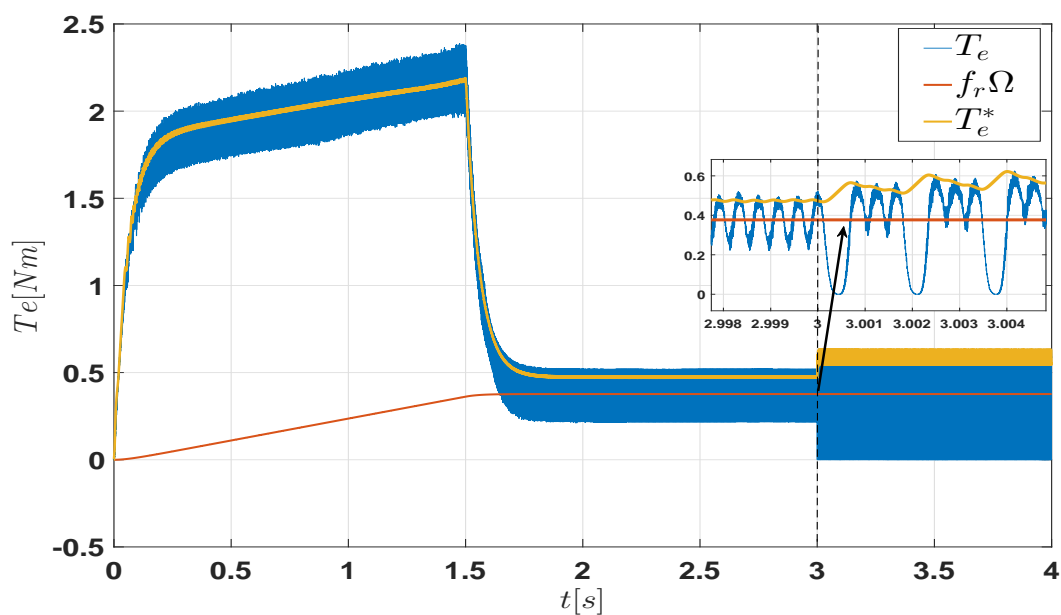


Figure 4.7: Réponse en couples en mode sain et défaut.

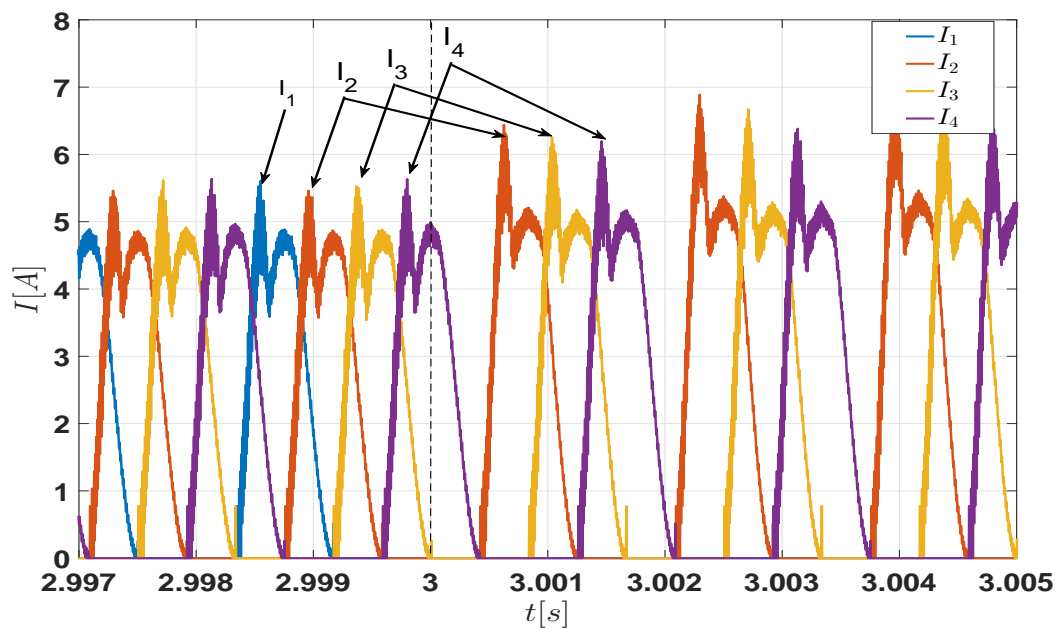


Figure 4.8: Réponse en courants en mode sain et défaut.

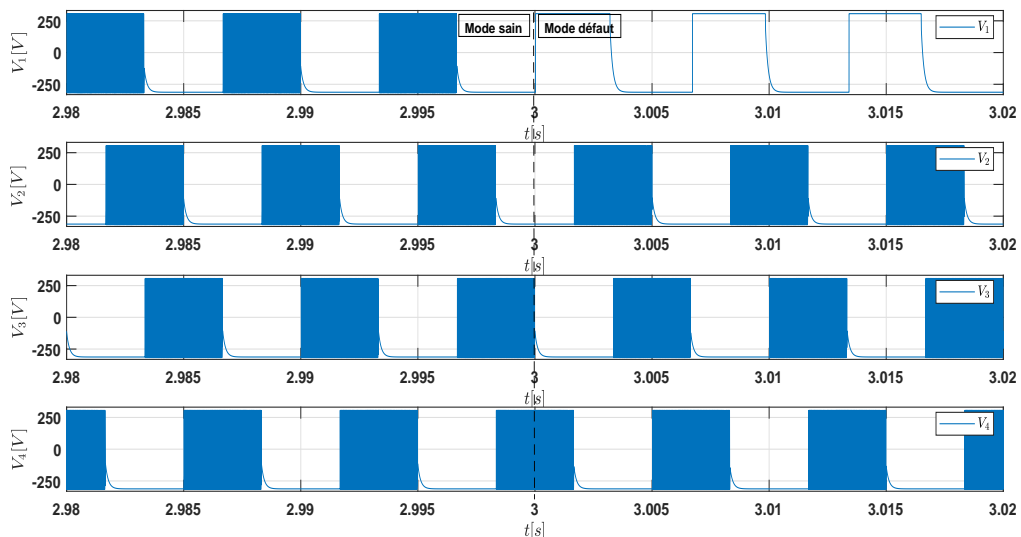


Figure 4.9: Réponse en tensions en mode sain et défaut.

La figure 4.6 montre l'effet du défaut de circuit ouvert sur la réponse en vitesse en régime permanent. En effet, cela n'affecte pas la stabilité de fonctionnement de la machine, mais une faible chute de vitesse s'est produite au moment de l'apparition du défaut. Par ailleurs, une faible fluctuation est apparue autour de la valeur de la vitesse atteinte en régime établi. Ceci est dû à la perte du couple dans la phase A et à sa compensation par les autres phases, comme indiquée sur la figure 4.7. Cependant, le couple de la machine est réduit aux trois quarts du couple total en mode sain alors que le couple moyen en régime établi est égal au couple de frottement visqueux ($f_r \Omega$). Néanmoins, cela induit une ondulation de couple significative en raison de la perte du courant de phase A (figure 4.8). Cette dernière est due à la perte d'alimentation de la phase A mise en défaut comme le montre la figure 4.9.

Sur la base de ces réponses temporelles obtenues, une analyse fréquentielle par la FFT sera effectuée sur les courants statoriques et le couple de référence total.

4.5.2 Analyse fréquentielle

Dans l'analyse fréquentielle proposée, la FFT est appliquée simultanément aux quatre courants et au couple de référence total dans la fenêtre périodique glissante proposée. L'objectif de cette analyse consiste à tracer les spectres du fondamental et des harmoniques. Ces tracés permettent de comparer et de quantifier les variations d'amplitude du spectre aux mêmes fréquences entre le mode sain et le mode défaut. Cette quantification a été réalisée sur le spectre du fondamental qui est porteur d'une information plus significative en comparaison avec celle des harmoniques. Ainsi, cette analyse sera ensuite généralisée pour les trois scénarios. L'objectif de cette étude proposée est de détecter la présence d'un défaut circuit ouvert par l'analyse fréquentielle du couple de référence total et de localiser ce défaut par l'analyse fréquentielle des courants statoriques en utilisant les trois scénarios évoqués précédemment.

4.5.2.1 Analyse du couple de référence total

Pour le même profil de vitesse défini précédemment, un défaut circuit ouvert a été créé à $t = 3$ s. Ce défaut a été créé en régime permanent, sur un transistor d'un des deux bras alimentant la phase A de la machine à réluctance variable à vide. La figure 4.10 présente les réponses en couple de référence total T_e^* où la figure 4.10a montre la fenêtre périodique glissante proposée pour l'analyse fréquentielle. Sur la base de cette fenêtre, l'algorithme FFT a permis d'obtenir les spectres fréquentiels du couple de référence total en mode sain et en défaut en régime permanent comme le montre la figure 4.10b (le régime transitoire en mode défaut n'est pas pris en compte dans cette analyse, car il ne peut pas être un indicateur fiable dans l'analyse des signaux).

De ces spectres obtenus, une quantification du changement d'amplitude à la fréquence fondamentale $f_1 = 600$ Hz a été effectuée. Ce choix est justifié par l'importance de la variation d'amplitude à cette fréquence par rapport à celle des harmoniques.

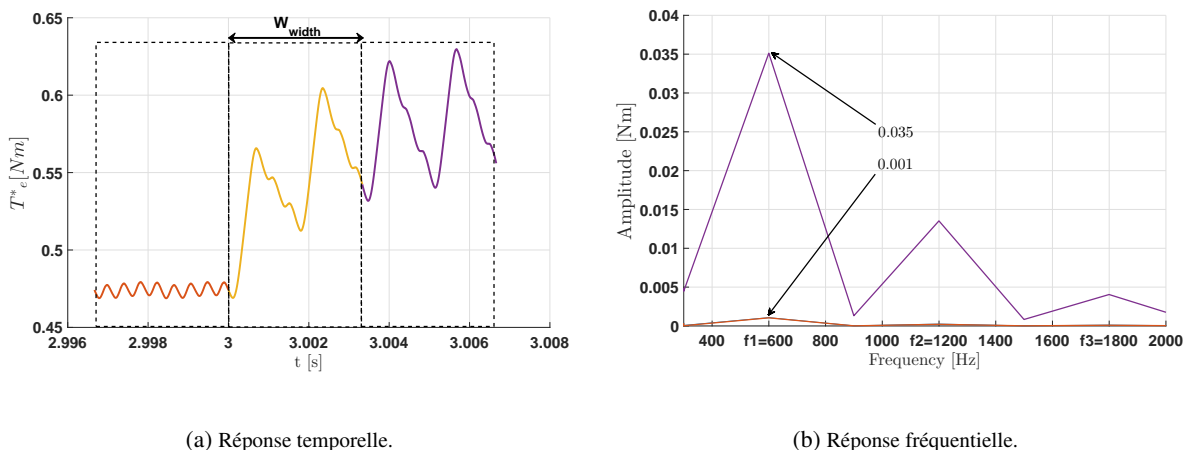


Figure 4.10: Réponses en T_e^* pour un défaut circuit ouvert sur la phase A.

Aussi, nous constatons que l'amplitude du spectre du couple de référence total à la fréquence fondamentale passe de 0.001 Nm en mode sain à 0.035 Nm en mode défaut.

L'analyse effectuée sur ce couple de référence total pour un défaut circuit ouvert sur la phase A avec une vitesse de rotation de 6000 tr/min à vide a été ensuite généralisée de manière séparée pour le même type de défaut sur les autres phases. Le tableau 4.2 résume les amplitudes du spectre du T_e^* à la même fréquence fondamentale f_1 en mode sain et en mode défaut.

T_e^*	Amplitudes de spectre du couple de référence total à la fréquence fondamentale f_1				
	Mode sain	Phase A ouverte	Phase B ouverte	Phase C ouverte	Phase D ouverte
	0.001	0.035	0.035	0.035	0.035

Tableau 4.2: Amplitudes du T_e^* en modes sain et défaut pour une vitesse de 6000 tr/min à vide.

Sur la base de ces résultats, on constate que le défaut circuit ouvert a la même répercussion en augmentation d'amplitude du spectre sur toutes les phases. En effet, cela est dû aux phases de la machine qui sont identiques. Cependant, si une phase est déconnectée, son couple est nul et le couple total de la machine est réduit à 3/4 de sa valeur en mode normal. Pour compenser cette perte de couple, le régulateur de vitesse PI augmente le couple de référence total (sortie du régulateur) pour vaincre le couple résistant. La figure 4.11 montre la superposition des réponses en couple de référence total en mode sain et en mode défaut pour le même défaut circuit ouvert (CO) créé séparément à $t = 3s$ sur les phases A, B, C et D avec une vitesse nominale de 6000 tr/min et un couple charge nul.

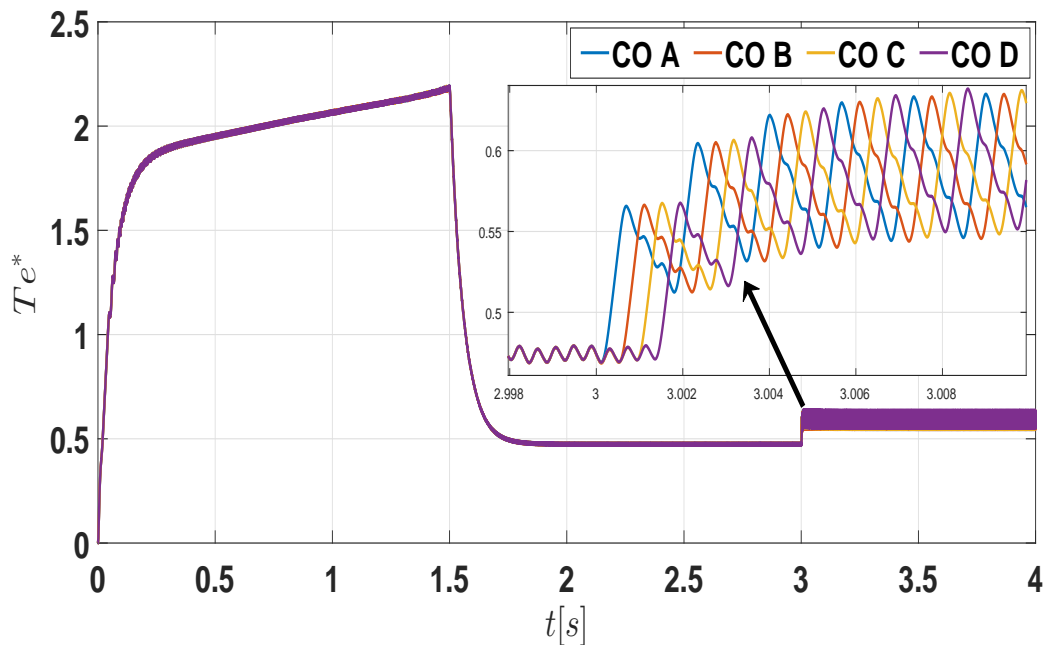


Figure 4.11: Réponses en T_e^* pour un défaut CO créé séparément sur les quatre phases.

En effet, le comportement du régulateur reste le même pour toute perte de couple due à la perte d'alimentation d'une des quatre phases. De même, le zoom dans cette figure confirme que les réponses en couple de référence total sont identiques, mais décalées pour un défaut CO créé séparément sur les quatre phases. Ce décalage temporel est dû au pas angulaire entre les phases (step angle) qui caractérise la machine.

Néanmoins, ce dernier ne pose pas de problème pour l'analyse spectrale, car il est pris en considération lors de la définition de la fenêtre périodique en prenant une fenêtre avec une largeur qui couvre deux périodes.

À partir de cette analyse fréquentielle sur le couple de référence total, si un défaut de circuit ouvert se produit sur une phase de la MRV à vide avec une vitesse nominale, nous pouvons conclure que :

- L'amplitude spectrale à la fréquence fondamentale f_1 du couple de référence total augmente de 0,001 Nm à 0,035 Nm pour ce point de fonctionnement ;
- Les amplitudes spectrales augmentent de la même manière quelle que soit la phase défectueuse.

Dans l'approche proposée, une quantification de la variation d'amplitude du spectre à la fréquence fondamentale notée ΔA_{f_1} entre le mode sain et le mode défaut du signal analysé a été proposée en utilisant la formule suivante :

$$\Delta A_{f_1} (\%) = \frac{A_{mdf_1} - A_{msf_1}}{A_{msf_1}} \times 100 \quad (4.10)$$

A_{msf_1} et A_{mdf_1} sont respectivement les amplitudes des deux spectres, en mode sain et en mode défaut, à la fréquence fondamentale.

Les résultats ainsi obtenus pour la phase A en modes sain et défaut sont donnés par le tableau 4.3.

T_e^*	Amplitudes de spectre du couple de référence total à la fréquence fondamentale f_1		
	Mode sain A_{msf_1}	Phase A ouverte A_{mdf_1}	$\Delta A_{f_1} (\%)$
	0.001	0.035	3400

Tableau 4.3: Quantification de la variation d'amplitude de spectre du T_e^* .

Sur la base de ces résultats, nous constatons dans le cas d'un circuit ouvert sur une phase machine pour une vitesse de 6000 tr/min avec un couple charge nul que la variation de l'amplitude de spectre du T_e^* augment de 3400 % à la fréquence fondamentale f_1 entre le mode sain et le mode défaut. Cette augmentation pourrait être un indicateur pour la détection d'un circuit ouvert sur une phase de la MRV à vide avec une vitesse nominale de 6000 tr/min.

Pour généraliser cette étude et trouver un indicateur fiable pour la détection d'un défaut circuit ouvert, nous proposons de l'appliquer aux trois scénarios évoqués précédemment.

Vitesse variable avec couple de charge nul (machine à vide)

Pour un couple de charge nul, un défaut circuit ouvert a été créé à $t = 3$ s en régime permanent, sur un transistor d'un des deux bras alimentant la phase A de la machine à réductance variable à vide. La figure 4.12 montre les réponses en couple de référence total à basses vitesses et à vitesses nominale et maximale de la machine.

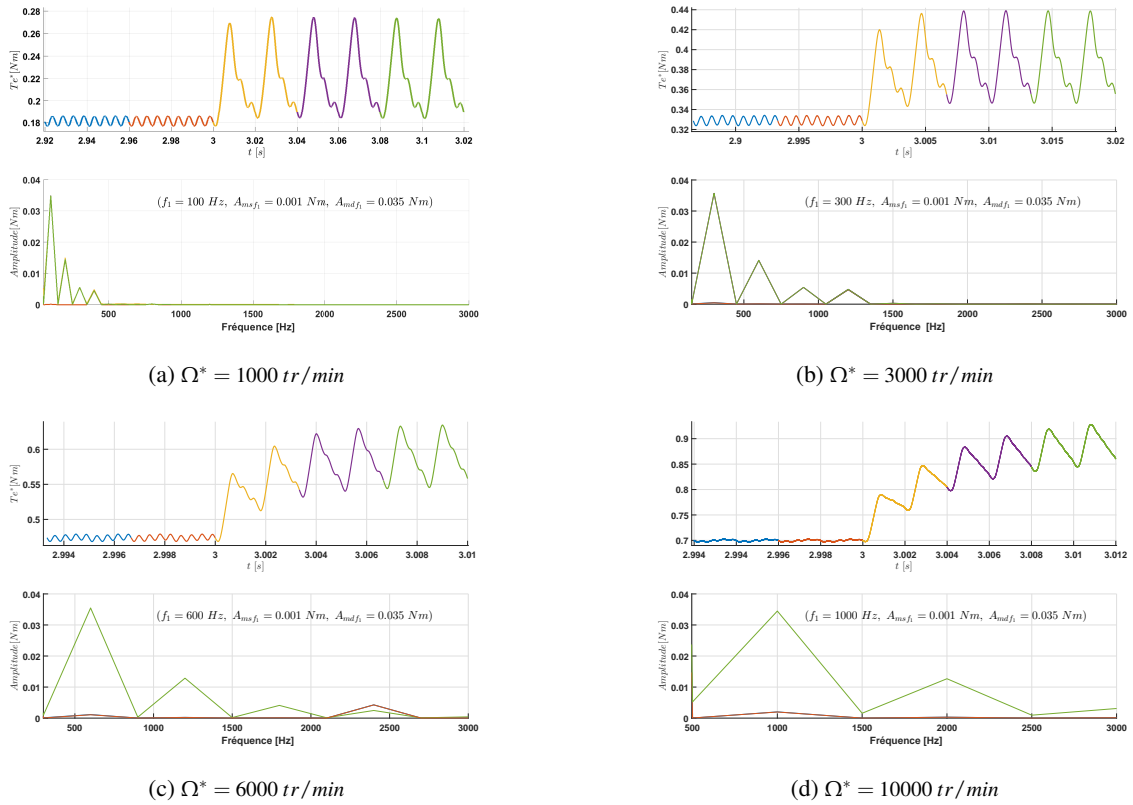


Figure 4.12: Réponse en T_e^* pour un défaut circuit ouvert à différentes vitesses avec un couple charge nul.

L'analyse fréquentielle de ces réponses à différentes vitesses montre que le changement d'amplitude de spectre de la fondamentale du couple de référence total reste la même, quelle que soit la vitesse de la machine à vide. Aussi, la quantification du changement d'amplitude de ce spectre entre le mode sain et le mode défaut a été réalisée pour une vitesse qui varie entre 1000 et 10000 tr/min. Le tableau 4.4 présente les résultats obtenus pour ce scénario.

Ω^* [tr/min]	Amplitudes de spectre du couple de référence total à la fréquence fondamentale f_1 [Nm]		
	Mode sain $A_{ms f_1}$	Phase A ouverte $A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)
1000	0.001	0.035	3400
2000	0.001	0.035	3400
3000	0.001	0.035	3400
4000	0.001	0.035	3400
5000	0.001	0.035	3400
6000	0.001	0.035	3400
7000	0.001	0.035	3400
8000	0.001	0.035	3400
9000	0.001	0.035	3400
10000	0.001	0.035	3400

Tableau 4.4: Quantification de la variation d'amplitude du spectre de T_e^* à vide pour une vitesse variable.

Les résultats ci-dessus montrent bien que la variation d'amplitude du spectre de T_e^* reste identique quelle que soit la vitesse de la machine. Ceci est justifié par le comportement identique du régulateur de vitesse PI qui prend en compte l'erreur en vitesse quelle que soit la vitesse de consigne et quelle que soit la phase défectueuse. En effet, la perte d'une phase engendre la perte de son couple qui représente un quart du couple machine total. Pour le compenser et vaincre le couple intrinsèque de la machine ($f_r \Omega$), le régulateur de vitesse fournit un couple de référence total avec une augmentation identique en mode défaut quelle que soit la vitesse, mais avec des fréquences différentes (périodes) comme le montre la figure 4.13.

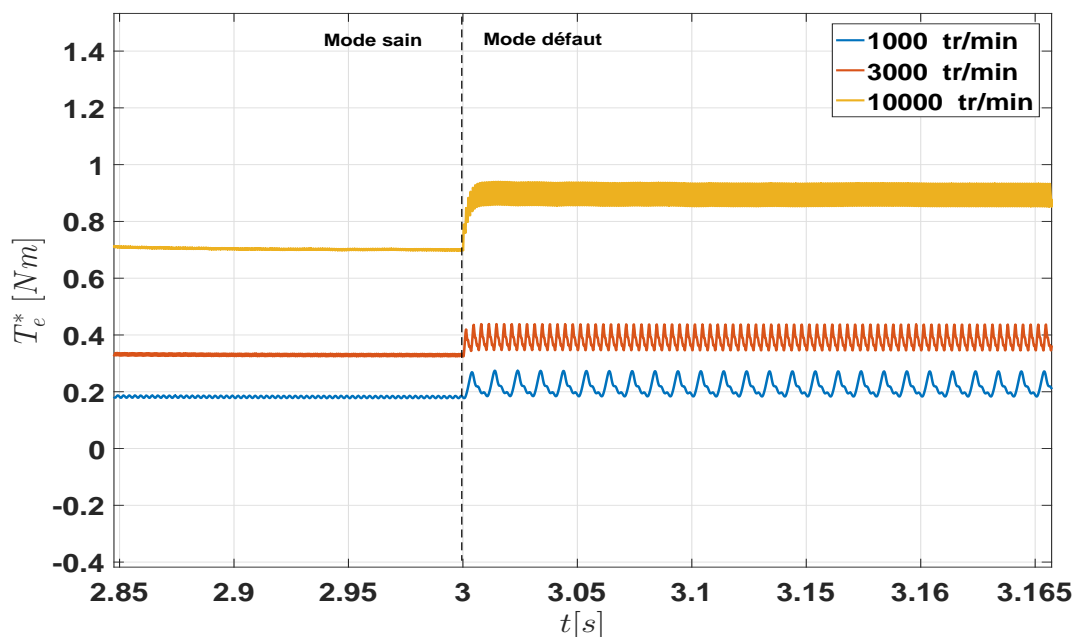


Figure 4.13: Réponses en T_e^* pour un défaut CO créé sur la phase A pour différentes vitesses.

Finalement les résultats de ce scénario, nous permettent de confirmer que la valeur de la quantification ΔA_{f_1} en % reste un indicateur fiable pour la détection d'un défaut circuit ouvert sur une phase de la machine à vide.

La suite de cette analyse consiste à valider cet indicateur avec le deuxième scénario où le couple de charge est variable et la vitesse constante.

Vitesse constante (vitesse nominale) avec couple de charge variable

Pour le deuxième scénario, l'étude est réalisée pour le même type de défaut sur la phase A avec une vitesse nominale de 6000 tr/min et un couple de charge T_L qui varie entre 0 et 10 Nm. Les résultats des simulations sont présentés dans le tableau 4.5.

Ω^* [tr/min]	T_L [Nm]	Amplitudes de spectre du couple de référence total à f_1 [Nm]		
		Mode sain A_{msf_1}	Phase A ouverte A_{mdf_1}	ΔA_{f_1} (%)
6000	0	0.001	0.035	3400
	2	0.001	0.035	3400
	4	0.001	0.035	3400
	6	0.001	0.035	3400
	8	0.001	0.035	3400
	10	0.001	0.035	3400

Tableau 4.5: Quantification de la variation d'amplitude de spectre du T_e^* pour un défaut CO créé sur la phase A pour différents couple de charge à 6000 tr/min.

Les résultats ainsi obtenus montrent que la variation du couple de charge n'affecte pas la quantification en amplitude du couple de référence total à la fréquence fondamentale.

Le régulateur de vitesse fournit à sa sortie un couple de référence total qui a la même allure, mais avec des amplitudes différentes afin de compenser le couple de charge T_L et le frottement visqueux $f_r\Omega$ en mode défaut comme le montre la figure 4.14.

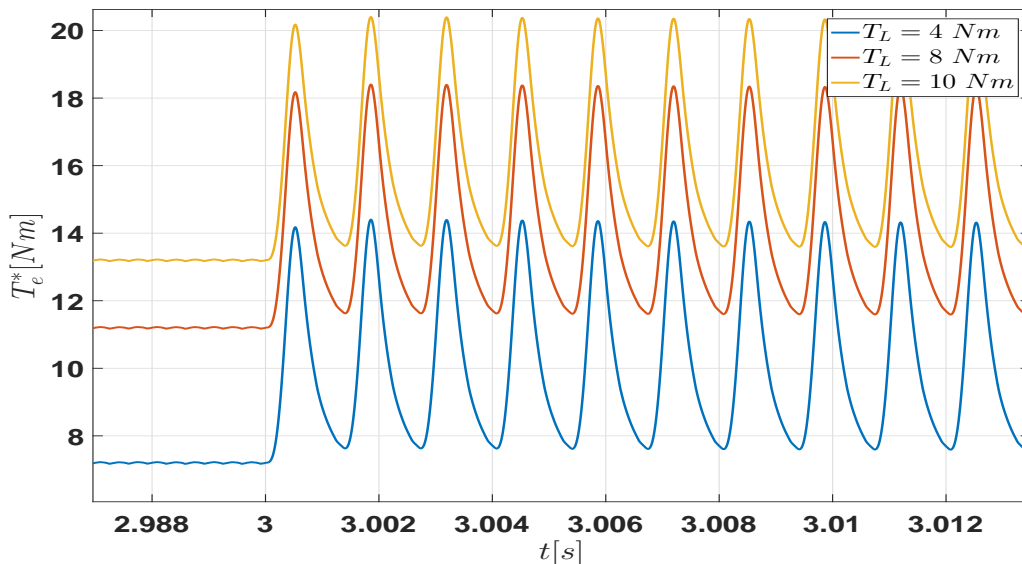


Figure 4.14: Réponses en T_e^* pour un défaut CO créé sur la phase A pour différents couples de charge à 6000 tr/min.

Les résultats de ce scénario confirment également que cet indicateur reste fiable pour un couple de charge variable à vitesse constante. Pour généraliser cette analyse, nous présenterons les résultats du troisième scénario où le couple de charge et la vitesse sont variables.

Vitesse variable avec couple de charge variable

Ce scénario correspond à la combinaison des deux scénarios évoqués précédemment. En faisant varier simultanément la vitesse de la machine de 2000 tr/min à sa vitesse maximale et le couple de charge de zéro à 8 Nm, le tableau 4.6 présente les résultats de la quantification des amplitudes des spectres du couple de référence total à la fréquence fondamentale pour le même défaut circuit ouvert sur la phase A.

Ω^* [tr/min]	T_L [Nm]	Amplitudes de spectre du couple de référence total à f_1 [Nm]		
		Mode sain $A_{ms f_1}$	Phase A ouverte $A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)
2000	0	0.001	0.035	3400
4000	2	0.0011	0.0391	3500
6000	4	0.001	0.035	3400
8000	6	0.0012	0.0405	3423
1000	8	0.001	0.035	3400

Tableau 4.6: Quantification de la variation d'amplitude de spectre du T_e^* pour un défaut CO créé sur la phase A pour différents vitesse et couple charge.

Les résultats obtenus montrent que les variations de vitesse et du couple de charge n'affectent presque pas la quantification d'amplitude du spectre de couple de référence total à la fréquence fondamentale.

En conclusion, les résultats des trois scénarios confirment que la quantification ΔA_{f_1} du T_e^* est un indicateur fiable pour la détection d'un défaut circuit ouvert sur une phase machine quels que soient la vitesse et le couple de charge de la machine.

Finalement, l'analyse spectrale du couple de référence total avec l'approche proposée nous a permis de trouver un bon indicateur fiable pour la détection d'un défaut circuit ouvert sur n'importe quelle phase défectueuse.

Pour la localisation de ce type de défaut sur n'importe quelle phase, nous allons par la suite utiliser la même approche fréquentielle pour analyser les courants statoriques avec les mêmes scénarios utilisés pour l'analyse du T_e^* .

4.5.2.2 Analyse des courants statoriques

Par analogie avec l'approche présentée dans l'analyse spectrale du couple de référence total, l'analyse fréquentielle des courants statoriques est réalisée dans cette section. Nous présenterons les résultats de cette analyse pour les trois scénarios mentionnés précédemment.

Vitesse variable avec couple charge nul (machine à vide)

Pour le même profil de vitesse défini dans l'analyse temporelle, un défaut circuit ouvert a été créé à $t = 3 \text{ s}$ en régime permanent, sur un transistor d'un des deux bras alimentant la phase A de la machine à réductance variable à vide. Pour rappel, la figure 4.8 présente les réponses en courant de toutes les phases à l'instant de la création du défaut. Les courants dans des autres phases sont soumis à des modifications d'amplitudes successives. En effet, l'amplitude du courant de la phase adjacente (phase B) est plus significative en comparaison avec les autres phases. La figure 4.15 montre les résultats obtenus sur le courant de la phase B en régime établi. La figure 4.15a montre la fenêtre périodique glissante proposée pour l'analyse fréquentielle. Sur la base de cette fenêtre, l'algorithme FFT a permis d'obtenir les spectres fréquentiels du courant en mode sain et en défaut comme le montre la figure 4.15b. De ces spectres, une quantification du changement d'amplitude à la fréquence fondamentale $f_1 = 600 \text{ Hz}$ a été effectuée.

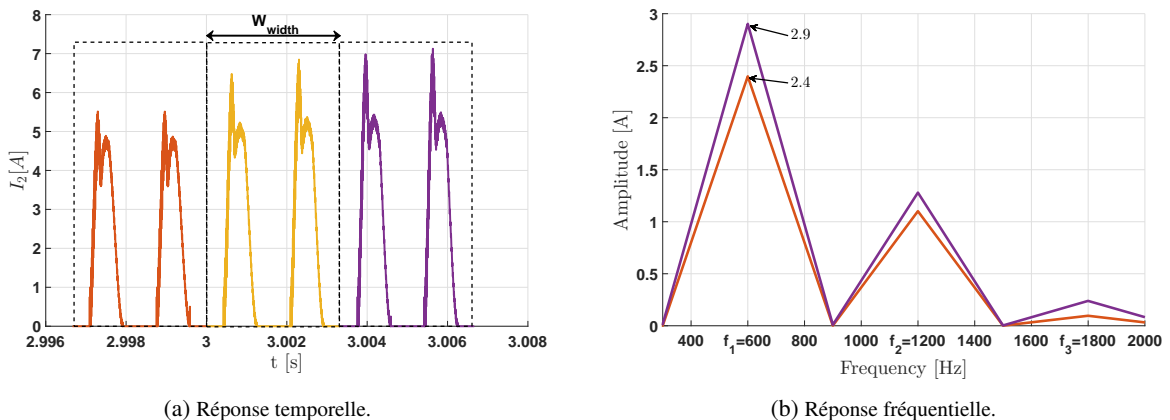


Figure 4.15: Réponses en courant de la phase B.

L'analyse effectuée sur la phase A a été ensuite généralisée de manière séparée pour les autres phases en utilisant le même profil de vitesse et le même scénario. Le tableau 4.7 résume les amplitudes des spectres des quatre courants à la même fréquence fondamentale f_1 en mode sain et en mode défaut.

4.5. Analyse temporelle et fréquentielle des signaux sélectionnés

Courant de phase	Amplitudes de spectre des courants à la fréquence fondamentale f_1				
	Mode sain	Phase A ouverte	Phase B ouverte	Phase C ouverte	Phase D ouverte
I_1	2.4	0	2.7	2.8	2.9
I_2	2.4	2.9	0	2.7	2.8
I_3	2.4	2.8	2.9	0	2.7
I_4	2.4	2.7	2.8	2.9	0

Tableau 4.7: Amplitudes des courants en modes sain et mode défaut pour une vitesse de 6000 tr/min à vide.

Sur la base de ces résultats, nous constatons que le défaut circuit ouvert a la même répercussion en amplitude de spectre sur toutes les phases. En effet, ceci est dû aux phases de la machine qui sont identiques. Si une phase est déconnectée, son amplitude à la fréquence fondamentale f_1 est nulle alors que l'amplitude des phases suivantes est augmentée respectivement de 2.4 A en mode sain à 2.9 A, 2.8 A et 2.7 A en mode défaut.

La variation d'amplitude du spectre à la fréquence fondamentale noté ΔA_{f_1} entre le mode sain et le mode défaut de chaque courant est quantifié en pourcentage en utilisant la formule de l'équation (4.10). Les résultats ainsi obtenus pour la phase A sont donnés par le tableau 4.8 suivant :

Courant	$A_{ms f_1}$	$A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)
I_1	2.4	0	-
I_2	2.4	2.9	20.83
I_3	2.4	2.8	16.66
I_4	2.4	2.7	12.5

Tableau 4.8: ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur la phase A de la MRV à vitesse nominale et à vide.

Par analogie, cette quantification reste identique pour le même défaut sur les autres phases. Le tableau 4.9 résume les résultats obtenus pour la même vitesse nominale 6000 tr/min.

Courant	$A_{ms f_1}$	Phase A ouverte		Phase B ouverte		Phase C ouverte		Phase D ouverte	
		$A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)	$A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)	$A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)	$A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)
I_1	2.4	0	-	2.7	12.5	2.8	16.66	2.9	20.83
I_2	2.4	2.9	20.83	0	-	2.7	12.5	2.8	16.66
I_3	2.4	2.8	16.66	2.9	20.83	0	-	2.7	12.5
I_4	2.4	2.7	12.5	2.8	16.66	2.9	20.83	0	-

Tableau 4.9: ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur toutes les phases de la MRV à vitesse nominale et à vide.

Pour compléter cette étude, nous avons fait varier la vitesse sur toute la plage de fonctionnement de la machine à réductance variable avec le couple charge T_L est toujours nul.

Les résultats obtenus en suivant la même méthode de quantification sont donnés dans le tableau 4.10.

Ω^* [tr/min]	Courant	Amplitudes de spectre des courants à la fréquence fondamentale f_1 [A]		
		Mode sain $A_{ms f_1}$	Mode défaut $A_{md f_1}$	ΔA_{f_1} (%)
2000	I_1	1.36	0	/
	I_2	1.36	1.62	19.13
	I_3	1.36	1.57	16.01
	I_4	1.36	1.51	11.21
4000	I_1	1.93	0	/
	I_2	1.93	2.30	19.58
	I_3	1.93	2.25	16.74
	I_4	1.93	2.14	11.36
6000	I_1	2.4	0	/
	I_2	2.4	2.9	20.83
	I_3	2.4	2.8	16.66
	I_4	2.4	2.7	12.50
8000	I_1	2.8	0	/
	I_2	2.8	3.37	20.66
	I_3	2.8	3.27	17.01
	I_4	2.8	3.13	12.13
10000	I_1	3.14	0	/
	I_2	3.14	3.74	19.10
	I_3	3.14	3.71	18.15
	I_4	3.14	3.63	15.60

Tableau 4.10: ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur la phase A de la MRV à vitesse variable et à vide.

Pour ce scénario, la quantification du changement d'amplitude du spectre de fréquence des courants statoriques à la fréquence fondamentale f_1 montre que la variation de la vitesse n'influence presque pas les variations de ces amplitudes. En effet les courants statoriques sont régulés par les régulateurs de courants pour suivre les courants de référence par phase. Ces derniers sont déduits du couple de référence total en utilisant la fonction de répartition et les caractéristiques inverses (Courant-Couple-Position) de la machine. Aussi, ces courants ne sont presque pas affectés par la variation de la vitesse, car ils sont l'image du couple de référence total qui n'a pas été affecté par la variation de cette vitesse. De plus, les courants ont tendance à suivre les courants de consigne, mais avec une poursuite qui n'est pas idéale ce qui justifie les petits écarts entre les quantifications pour chaque vitesse.

Pour illustration, si le défaut est sur la phase A nous constatons que l'augmentation d'amplitude du spectre des courants à f_1 sera en moyenne de 20 % pour la phase B, 17 % pour la phase C et 13 % pour la phase D quelle que soit la vitesse de la MRV.

De manière générale, si un défaut circuit ouvert se produit sur un transistor d'un des bras du convertisseur en pont asymétrique, la phase i de la machine associée à ce bras sera ouverte (pas d'alimentation). Par conséquent, les augmentations d'amplitude du spectre des courants à f_1 des phases adjacentes par ordre de citation : $B C D$ si $i = A$, $C D A$ si $i = B$ et $D A B$ si $i = C$. Selon cet ordre, ces phases subiront respectivement les mêmes augmentations d'amplitudes du spectre comme la phase A (de 20 %, 17 % et 13 %) et ce quelle que soit la vitesse de la machine.

Les résultats de ce scénario permettent de conclure que la quantification des amplitudes des courants du stator à la fréquence fondamentale est un bon indicateur de la localisation d'un défaut circuit ouvert.

De même, pour valider cet indicateur, nous vérifierons sa fiabilité pour le deuxième scénario où la vitesse est constante et le couple de charge variable.

Vitesse constante (vitesse nominale) avec couple de charge variable

Pour le deuxième scénario, l'étude précédente a été réalisée pour le même type de défaut sur la phase A avec une vitesse nominale de 6000 tr/min et un couple de charge T_L qui varie entre 0 et 8 Nm . Les résultats des simulations sont présentés dans le tableau 4.11.

T_L [Nm]	Courant	Amplitudes de spectre des courants à la fréquence fondamentale f_1 [A]		
		Mode sain A_{msf_1}	Mode défaut A_{mdf_1}	ΔA_{f_1} (%)
0	I_1	2.4	0	/
	I_2	2.4	2.9	20.83
	I_3	2.4	2.8	16.66
	I_4	2.4	2.7	12.50
2	I_1	6.62	0	/
	I_2	6.62	7.93	19.78
	I_3	6.62	7.76	17.22
	I_4	6.62	7.47	12.83
4	I_1	9.25	0	/
	I_2	9.25	11.19	20.97
	I_3	9.25	10.83	17.08
	I_4	9.25	10.44	12.91
6	I_1	11.52	0	/
	I_2	11.52	14.15	22.82
	I_3	11.52	13.68	18.75
	I_4	11.52	13.01	13.02
8	I_1	13.72	0	/
	I_2	13.72	16.68	21.63
	I_3	13.72	16.31	18.93
	I_4	13.72	15.51	13.06

Tableau 4.11: ΔA_{f_1} en % d'un défaut CO sur la phase A de la MRV à 6000 tr/min avec un couple de charge variable.

De même, les résultats obtenus pour ce scénario montrent que l'augmentation de l'amplitude ΔA_{f_1} est presque identique en faisant varier le couple de charge. En effet, ces augmentations sont en moyenne de 20% pour la phase adjacente à la phase défectueuse et de 16% et 12% pour les deux phases restantes dans le même ordre.

De même, pour valider cet indicateur, nous vérifierons sa fiabilité pour le troisième scénario où la vitesse et le couple de charge sont variables.

Vitesse variable avec couple de charge variable

Ce scénario correspond à la combinaison des deux scénarios évoqués précédemment. En faisant varier simultanément la vitesse de la machine de 2000 tr/min à sa vitesse maximale et le couple charge de zéro à 8Nm, le tableau 4.12 résume les résultats de la quantification des amplitudes des spectres des courants pour le même défaut circuit ouvert sur la phase A.

Ω^* [tr/min]	T_L [Nm]	Amplitudes de spectre des courants à la fréquence fondamentale f_1 [A]			
		Courant	Mode sain A_{msf_1}	Mode défaut A_{mdf_1}	ΔA_{f_1} (%)
2000	0	I_1	1.36	0	/
		I_2	1.36	1.62	19.13
		I_3	1.36	1.57	16.01
		I_4	1.36	1.51	11.21
4000	2	I_1	6.43	0	/
		I_2	6.43	7.84	21.92
		I_3	6.43	7.61	18.35
		I_4	6.43	7.25	12.75
6000	4	I_1	9.25	0	/
		I_2	9.25	11.28	20.94
		I_3	9.25	10.97	18.59
		I_4	9.25	10.63	14.91
8000	6	I_1	11.63	0	/
		I_2	11.63	14.00	20.37
		I_3	11.63	13.67	17.54
		I_4	11.63	13.33	14.61
10000	8	I_1	13.45	0	/
		I_2	13.45	16.44	22.23
		I_3	13.45	15.78	18.01
		I_4	13.45	15.06	12.03

Tableau 4.12: ΔA_{f_1} en % d'un défaut circuit ouvert sur la phase A de la MRV à vitesse nominale avec un couple de charge variable.

De même, les résultats obtenus pour ce scénario montrent que les augmentations de l'amplitude ΔA_{f_1} des spectres des courants sont presque identiques en faisant varier simultanément la vitesse de la machine et le couple de charge. En effet, ces augmentations sont en moyenne de 20% pour le spectre du courant de la phase adjacente à la phase défectueuse et de 16% et 12% pour les deux spectres des phases restantes dans le même ordre.

Sur la base des trois scénarios, nous pouvons conclure que les changements d'amplitude quantifiés entre le mode sain et le mode défaut des courants statoriques peuvent être un indicateur fiable pour localiser le défaut circuit ouvert qui peut survenir sur n'importe quelle phase. En effet, si une phase est déconnectée, l'amplitude de spectre de son courant à la fréquence fondamentale f_1 est nulle tandis que l'amplitude des spectres des courants de la phase adjacente est augmentée d'environ 20% quels que soient la vitesse et le couple de charge.

En conclusion, l'analyse fréquentielle sur une fenêtre glissante proposée pour le couple de référence total et pour les courants statoriques, nous a permis grâce la quantification des changements d'amplitude de ces signaux entre le mode sain et le mode défaut à la fréquence fondamentale d'obtenir des indicateurs fiables afin de détecter et de localiser un défaut circuit ouvert dans n'importe quelle phase.

Pour récapituler les quantifications des variations d'amplitudes des signaux analysés (couple de référence total et courant de chaque phase) sur toute la plage de vitesse et pour différentes valeurs de couple charge, le tableau 4.13 présente ces modifications pour un défaut circuit ouvert crée séparément sur les quatre phases.

	Quantification des amplitudes des spectres des signaux à f_1		
Défaut circuit ouvert sur la phase A	$3100 \leq \Delta A_{T_e^* f_1} (\%) \leq 3450$	$\Delta A_{I_1 f_1} = -100\%$	$16 \leq \Delta A_{I_2 f_1} (\%) \leq 23$
Défaut circuit ouvert sur la phase B	$3100 \leq \Delta A_{T_e^* f_1} (\%) \leq 3450$	$\Delta A_{I_2 f_1} = -100\%$	$16 \leq \Delta A_{I_3 f_1} (\%) \leq 23$
Défaut circuit ouvert sur la phase C	$3100 \leq \Delta A_{T_e^* f_1} (\%) \leq 3450$	$\Delta A_{I_3 f_1} = -100\%$	$16 \leq \Delta A_{I_4 f_1} (\%) \leq 23$
Défaut circuit ouvert sur la phase D	$3100 \leq \Delta A_{T_e^* f_1} (\%) \leq 3450$	$\Delta A_{I_4 f_1} = -100\%$	$16 \leq \Delta A_{I_1 f_1} (\%) \leq 23$

Tableau 4.13: Quantifications des variations d'amplitudes des signaux analysés.

où $\Delta A_{T_e^* f_1}$ et $\Delta A_{I_j f_1}$ sont respectivement la quantification de la variation d'amplitude du spectre à la fréquence fondamentale du T_e^* et des I_j .

4.6 Méthodologie de détection et de localisation automatique du défaut circuit ouvert à base de l'analyse spectrale

Sur la base de l'analyse fréquentielle du couple de référence total et des quatre courants, une méthodologie est proposée pour détecter et localiser automatiquement le défaut de circuit ouvert dans n'importe quelle phase. L'organigramme de la figure 4.16 résume la mise en œuvre de la méthodologie proposée.

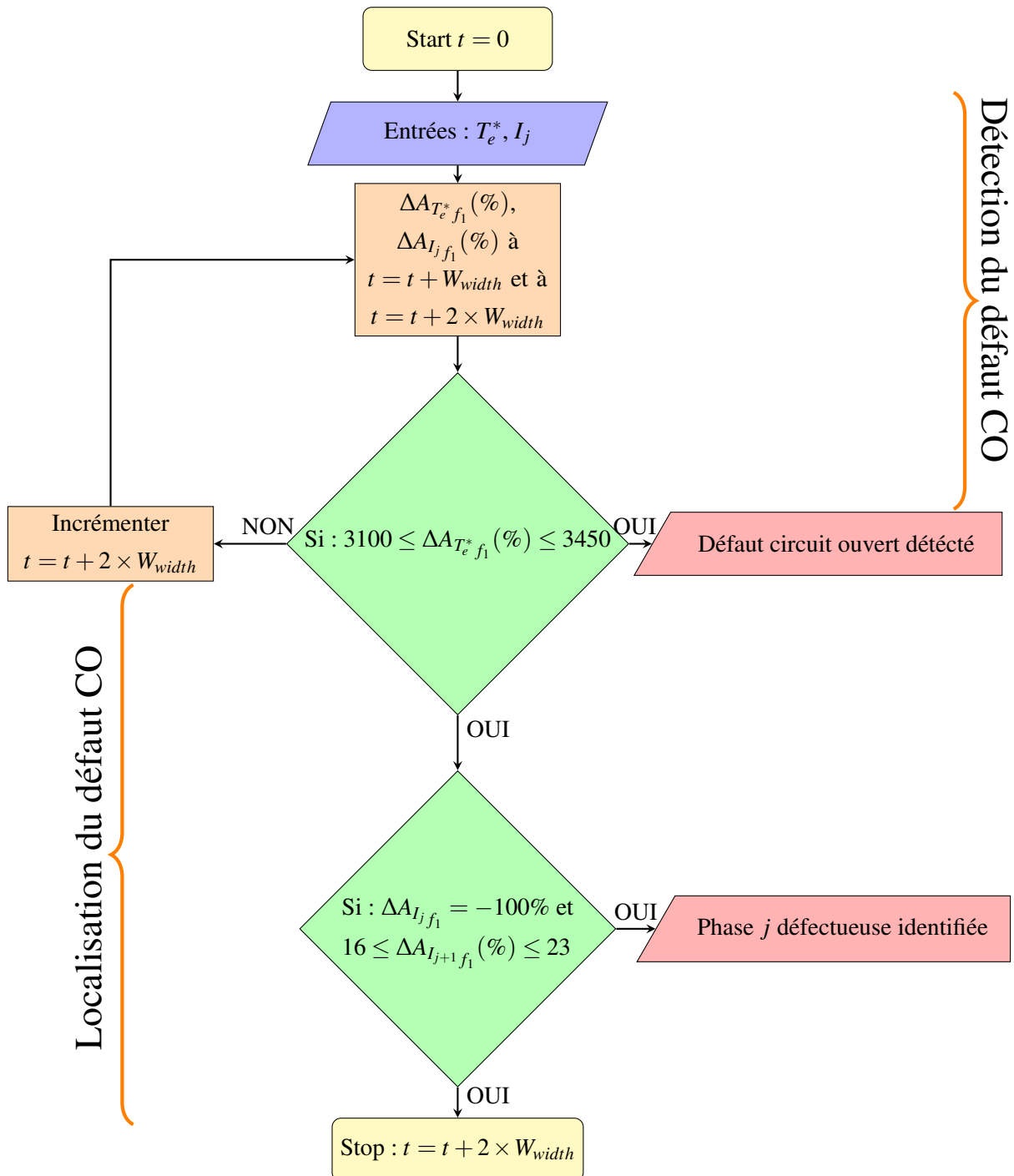


Figure 4.16: Implémentation de la stratégie proposée pour la détection et la location d'un défaut circuit ouvert.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthodologie pour la détection et la localisation automatiques d'un défaut de circuit ouvert dans n'importe quelle phase de la machine à réluctance variable utilisée dans l'application de la traction électrique est développée et validée par simulation. Cette méthodologie est basée sur l'approche signal en utilisant l'algorithme FFT où les signaux sélectionnés pour cette analyse sont le couple de référence total et les courants statoriques. Pour effectuer cette analyse en temps réel sans perte d'information, une fenêtre périodique glissante dans laquelle la FTT est appliquée a été proposée. Cette méthodologie pourrait être utile pour une mise en œuvre dans l'unité de contrôle de véhicules électriques. Cependant, si une phase de la machine est déconnectée pendant le fonctionnement, l'algorithme implémenté dans l'unité de contrôle peut détecter et localiser le défaut rapidement. S'il existe une commande tolérante aux défauts, un basculement automatique vers ce type de commande est effectué pour renforcer la sécurité. Dans ce cas, nous considérons que cette méthodologie est utile pour anticiper la maintenance et par conséquent son coût.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVE

Le

TRAVAIL DE THÈSE s'inscrit dans le cadre du développement de solutions pour la commande robuste, la commande sans capteur de position et l'analyse des défauts électriques de l'étage de puissance d'une machine à réluctance variable dédiée à la traction électrique.

Dans le premier chapitre dévoué à l'état de l'art, le contexte du domaine de la traction électrique est présenté pour justifier l'intérêt et l'actualité du sujet. Nous avons montré que la recherche dans ce domaine est motivée par la croissance rapide du marché des véhicules électriques et par les nombreux rapports des organisations de transports internationaux qui indiquent le vif intérêt des véhicules électriques dans les décennies à venir. Les critères spécifiques imposés par ce domaine sont identifiés pour définir les objectifs à atteindre par la solution proposée. Ensuite, une comparaison des solutions de traction électrique existantes sur le marché est faite, sur laquelle nous avons justifié le choix de la machine à réluctance variable en tant que solution attrayante pour la traction électrique.

Dans le deuxième chapitre dédié à la commande robuste, les commandes proposées pour contrôler la vitesse de la machine à réluctance variable dans le contexte du véhicule électrique ont montré leur valeur ajoutée en améliorant les performances et la robustesse. En effet, parmi ces commandes, la commande par mode glissant d'ordre 2 en utilisant l'algorithme de Super-Twisting a permis d'améliorer les performances statiques et dynamiques, à savoir, la précision, le temps de réponse, le dépassement, le taux d'ondulation du couple et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. De plus, grâce à l'architecture de la commande vitesse/courants en cascade proposée dans cette étude ainsi qu'aux améliorations des performances par les commandes robustes conçues et validées expérimentalement, nous pouvons proposer la machine à réluctance variable comme alternative aux autres technologies de machines conventionnelles.

Dans le troisième chapitre consacré à la commande sans capteur de position, les deux approches d'estimation proposées, à savoir le filtre de Kalman étendu et l'observateur par mode glissant de second ordre, nous ont permis de développer des capteurs logiciels permettant de remplacer, en cas de défaillance, le capteur de position mécanique dans la chaîne de traction électrique. Les observateurs conçus par ces approches estiment principalement la position et la vitesse de la machine à réluctance variable, mais aussi les variables non mesurables, à savoir le couple moteur et le couple de charge du véhicule. Par ailleurs, les résultats de simulation ont montré que l'observateur par le filtre de Kalman étendu a des performances d'estimation réduites à très basse vitesse et à l'arrêt. L'observateur par mode

glissant d'ordre 2 proposé remédie à cet inconvénient grâce au choix de la surface de glissement. De plus, l'utilisation de l'algorithme de Super-Twisting a permis de réduire le phénomène de chattering à grande vitesse considéré dans la littérature comme un handicap pour la mise en œuvre des observateurs par mode glissant.

Dans le quatrième chapitre qui présente l'analyse fréquentielle des défauts électriques, nous avons proposé une méthodologie de détection et localisation automatique d'un défaut de circuit ouvert dans n'importe quel bras du convertisseur qui alimente les phases de la machine à réluctance variable utilisée dans l'application de la traction électrique. Cette méthodologie est basée sur l'approche signal en utilisant l'algorithme FFT où les signaux sélectionnés pour cette analyse sont le couple de référence total et les courants statoriques. Pour effectuer cette analyse en temps réel sans perte d'information, une fenêtre périodique glissante dans laquelle la FFT est appliquée a été proposée. La validation de cette méthodologie en simulation a montré son efficacité pour détecter et localiser automatiquement la phase défectueuse.

Pour les perspectives de ce travail de thèse, plusieurs axes d'amélioration peuvent être proposés pour compléter cette étude par rapport aux travaux réalisés dans les différents chapitres :

- Chapitre 2

1. Extension du banc d'essais réalisé pour la validation des commandes robustes développées sur toute la plage de vitesse de la machine à réluctance variable ;
2. Validation expérimentale de ces commandes sur le même banc à échelle réduite en utilisant des profils de mission de conduite réels comme le cycle ARTEMIS et un couple charge véhicule qui sera la lois de commande en couple de la machine à courant continu ;
3. Développement d'un simulateur de véhicule électrique en prenant en compte un modèle plus fin de l'électronique de puissance, de la machine à réluctance variable, du réducteur et de la charge du véhicule ;
4. Validation des commandes développées dans ce chapitre en utilisant ce simulateur avec des profils de mission.

- Chapitre 3

1. Validation expérimentale des observateurs développés sur le banc réalisé avec l'extension en utilisant des benchmarks de tests ;
2. Utilisation d'algorithmes de vote afin de sélectionner l'observateur adéquat qui assure les meilleures performances sur toute la plage de fonctionnement de la MRV.

- Chapitre 4

1. Validation de la méthodologie de détection et localisation automatique de défaut circuit ouvert d'un bras convertisseur proposée dans ce chapitre par l'intégration de l'organigramme proposé sous forme d'un scripte dans le simulateur du véhicule électrique ;
2. Étude comparative des performances de différentes commandes robustes proposées dans le chapitre 2 en mode dégrade ;

3. Généralisation de cette méthodologie en créant simultanément un défaut de circuit ouvert sur deux voire trois bras ;
4. Évaluation des performances de la chaîne de traction en mode dégradé en vue éventuellement d'envisager une commande tolérante aux défauts.

PUBLICATIONS PERSONNELLES

- SAADI, Y., SEHAB, R., CHAIBET, A., et al. **Performance Comparison between Conventional and Robust Control for the Powertrain of an Electric Vehicle Propelled by a Switched Reluctance Machine.** In : 2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). IEEE, 2017. p. 1-6.
- SAADI, Y., SEHAB, R., CHAIBET, A., et al. **Sensorless control of Switched Reluctance Motor with unknown load torque for EV application using Extended Kalman Filter and second order sliding mode observer.** In : 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). IEEE, 2018. p. 522-528.
- SAADI, Y., SEHAB, R., CHAIBET, A., et al. **Sensorless control of switched reluctance motor for EV application using a sliding mode observer with unknown inputs.** In : 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). IEEE, 2018. p. 516-521.
- SAADI, Y., SEHAB, R., CHAIBET, A., et al. **An Automatic Fault Detection and Localization Strategy for Switched Reluctance Machine Open-Circuit Fault in EVs Applications.** In : 2019 IEEE International Conference on Control Automation and Diagnosis (ICCAD'19).Accepted.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Gaston Tissandier. *LA NATURE - Revue des Sciences et de leurs applications aux arts et à l'industrie*. LA NATURE, 1898. URL https://www.dbnl.org/titels/titel.php?id=_lan015189801.
- [2] Anne-Françoise Garçon. La voiture électrique dans La Nature (1890-1900). Approche micro-historique d'un échec technique. *Cahiers François Viète*, 1(5) :17–43, 2003. URL <https://halshs.archives-ouvertes.fr/halshs-00003858>.
- [3] L. Situ. Electric vehicle development : The past, present amp ; future. In *2009 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, pages 1–3, May 2009.
- [4] Office national de radiodiffusion télévision française. A quand la voiture électrique? <http://www.ina.fr/video/CAF86014983>, 1968. Accessed : 2018-09-30.
- [5] Michel Callon. L'État face à l'innovation technique : le cas du véhicule électrique. *Revue française de science politique*, 29(3) :426–447, 1979. ISSN 0035-2950. doi : 10.3406/rfsp.1979.418601. URL https://www.persee.fr/doc/rfsp_0035-2950_1979_num_29_3_418601.
- [6] T. Hsain. *La Voiture Electrique : Son Histoire, Ses Echecs Et Son Avenir*. Createspace Independent Pub, 2014. ISBN 9781505404746.
- [7] David A Kirsch. *The electric vehicle and the burden of history*, volume 4 of 10. Rutgers University Press, The address, 1 edition, 11 2000. ISBN 0-8135-2809-7.
- [8] Jing Wang, Xin ; Wang. Research on electric vehicle charging & battery swapping robot system. *Applied Mechanics and Materials*, 494-495, 2 2014.
- [9] Site officiel de tesla motors. https://www.tesla.com/fr_FR/models, 2019. Accessed : 2019-03-30.

BIBLIOGRAPHIE

- [10] Caroline Gallez. La dépendance automobile. symptômes, analyse, diagnostique, traitement (gabriel dupuy). *FLUX Cahiers scientifiques internationaux Réseaux et Territoires*, 16(39) :111–114, 2000.
- [11] Stephen Brown, David Pyke, and Paul Steenhof. Electric vehicles : The role and importance of standards in an emerging market. *Energy Policy*, 38(7) :3797 – 3806, 2010. ISSN 0301-4215. doi : <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2010.02.059>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301421510001631>. Large-scale wind power in electricity markets with Regular Papers.
- [12] L. Lu, X. Han, J. Li, J. Hua, and M. Ouyang. A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 226 :272–288, March 2013.
- [13] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA). Global electric vehicles outlook. <https://www.iea.org/>, 5 2018. Accessed : 2019-01-30.
- [14] EVvolumes.com the electric vehicle world sales database. <http://www.ev-volumes.com/datacenter/>, 2018. Accessed : 2018-11-23.
- [15] Fabien Leurent and Elisabeth Windisch. Triggering the development of electric mobility : a review of public policies. *European Transport Research Review*, 3(4) :221–235, 2011.
- [16] Bénédicte Meurisse. *Politiques Économiques Publiques Pour Lutter Contre Les Émissions De Co2 Liées À L'usage Des Véhicules Particuliers*. PhD thesis, Université Paris-Ouest, 2016.
- [17] Jack N. Barkenbus. Eco-driving : An overlooked climate change initiative. *Energy Policy*, 38(2) : 762 – 769, 2010. ISSN 0301-4215.
- [18] Gustavo Collantes and Daniel Sperling. The origin of california’s zero emission vehicle mandate. *Transportation Research Part A : Policy and Practice*, 42(10) :1302–1313, 2008.
- [19] Sjoerd Bakker and Jan Jacob Trip. Policy options to support the adoption of electric vehicles in the urban environment. *Transportation Research Part D : Transport and Environment*, 25 :18–23, 2013.
- [20] Max Åhman. Government policy and the development of electric vehicles in japan. *Energy Policy*, 34(4) :433–443, 2006.
- [21] William Sierzchula, Sjoerd Bakker, Kees Maat, and Bert Van Wee. The influence of financial incentives and other socio-economic factors on electric vehicle adoption. *Energy Policy*, 68 : 183–194, 2014.
- [22] Jie Zheng, Shomik Mehndiratta, Jessica Y Guo, and Zhi Liu. Strategic policies and demonstration program of electric vehicle in china. *Transport Policy*, 19(1) :17–25, 2012.

- [23] Bénédicte Meurisse. *Politiques économiques publiques pour lutter contre les émissions de CO2 liées à l'usage des véhicules particuliers*. PhD thesis, Université Paris-Ouest, 2015.
- [24] Brian Long. *Zero Carbon Car : Green Technology and the Automotive Industry*. Crowood, 2013.
- [25] Shinichi Matsumoto. Advancement of hybrid vehicle technology. In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pages 7–pp. IEEE, 2005.
- [26] Ali Emadi, Young Joo Lee, and Kaushik Rajashekara. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(6) :2237–2245, 2008.
- [27] G. Maggetto and J. Van Mierlo. Electric and electric hybrid vehicle technology : a survey. In *IEE Seminar Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles (Ref. No. 2000/050)*, pages 1/1–111, April 2000.
- [28] Joern Albers, Eberhard Meissner, and Sepehr Shirazi. Lead-acid batteries in micro-hybrid vehicles. *Journal of Power Sources*, 196(8) :3993–4002, 2011.
- [29] Mouloud Guemri. *Heuristiques optimisées et robustes de résolution du problème de gestion d'énergie pour les véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2013.
- [30] Joseph J Romm and Andrew A Frank. Hybrid vehicles gain traction. *Scientific American*, 294(4) : 72–79, 2006.
- [31] Andrew Simpson et al. *Cost-benefit analysis of plug-in hybrid electric vehicle technology*. Cite-seer, 2006.
- [32] Kozo Yamaguchi, Shuzo Moroto, Koji Kobayashi, Mutsumi Kawamoto, and Yoshinori Miyaishi. Development of a new hybrid system-dual system. *SAE transactions*, pages 304–312, 1996.
- [33] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, and John M Miller. Hybrid electric vehicles : Architecture and motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :719–728, 2007.
- [34] Guang Wu, Xing Zhang, and Zuomin Dong. Powertrain architectures of electrified vehicles : Review, classification and comparison. *Journal of the Franklin Institute*, 352(2) :425–448, 2015.
- [35] C. C. Chan and K. T. Chau. An overview of power electronics in electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(1) :3–13, Feb 1997.
- [36] M. Ehsani, K. M. Rahman, and H. A. Toliyat. Propulsion system design of electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(1) :19–27, Feb 1997.
- [37] Z. Q. Zhu and D. Howe. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :746–765, April 2007.

- [38] XD Xue, KWE Cheng, and NC Cheung. Selection of electric motor drives for electric vehicles. In *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC'08. Australasian Universities*, pages 1–6. IEEE, 2008.
- [39] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, and Sebastien Gay. Characterization of electric motor drives for traction applications. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON'03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 1, pages 891–896. IEEE, 2003.
- [40] Mounir Zeraoulia, Mohamed El Hachemi Benbouzid, and Demba Diallo. Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems : A comparative study. *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 55(6) :1756–1764, 2006.
- [41] François BERNOT. *Machines à courant continu*. Ed. Techniques Ingénieur, 1999.
- [42] Nadir Ouddah. *Commande robuste de machines à réluctance variable pour la traction de véhicules électriques*. PhD thesis, Cergy-Pontoise, 2015.
- [43] Hong-xing Wu, Shu-kang Cheng, and Shu-mei Cui. A controller of brushless dc motor for electric vehicle. *IEEE Transactions on magnetics*, 41(1) :509–513, 2005.
- [44] Bernard Multon and Laurent Hirsinger. Problème de la motorisation d'un véhicule électrique. In *Journées de la section électrotechnique du club EEA 1994*, page 22p, 1994.
- [45] Kaushik Rajashekara. Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(1) :3–10, 2013.
- [46] Dong-Hyeok Cho, Hyun-Kyo Jung, and Cheol-Gyun Lee. Induction motor design for electric vehicle using a niching genetic algorithm. *IEEE transactions on industry applications*, 37(4) : 994–999, 2001.
- [47] Fateh Mehazzem. *Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique*. PhD thesis, Paris Est, 2010.
- [48] K. Malick Cissé, S. Hlioui, Y. Cheng, M. Hamed Belhadi, and M. Gabsi. Etat de l'art des topologies de machines électriques utilisées dans les véhicules électriques et hybrides. *SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE*, 226 :272–288, 7 2018.
- [49] Y Guan, ZQ Zhu, IA A Afinowi, JC Mipo, and P Farah. Comparison between induction machine and interior permanent magnet machine for electric vehicle application. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on*, pages 144–150. IEEE, 2014.
- [50] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, and A. Makouf. A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 53(6) : 1847–1855, Nov 2004.

- [51] Andrea Cavagnino, Mario Lazzari, Francesco Profumo, and Alberto Tenconi. A comparison between the axial flux and the radial flux structures for pm synchronous motors. *IEEE transactions on industry applications*, 38(6) :1517–1524, 2002.
- [52] William H Yeadon and Alan W Yeadon. *Handbook of small electric motors*, volume 1040. McGraw-Hill New York, 2001.
- [53] Khwaja M Rahman, Babak Fahimi, Gopalakrishnan Suresh, Anandan Velayutham Rajarathnam, and M Ehsani. Advantages of switched reluctance motor applications to ev and hev : Design and control issues. *IEEE transactions on industry applications*, 36(1) :111–121, 2000.
- [54] Kyohei Kiyota and Akira Chiba. Design of switched reluctance motor competitive to 60-kw ipmsm in third-generation hybrid electric vehicle. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6) :2303–2309, 2012.
- [55] Daniël Hilgersom, Earl Fairall, Berker Bilgin, Theo Hofman, and Ali Emadi. Round and rectangular winding loss analysis and optimisation for a 22,000 rpm 150 kw switched reluctance machine. *International Journal of Powertrains*, 7(4) :321–340, 2018.
- [56] David G Dorrell, Andrew M Knight, Mircea Popescu, Lyndon Evans, and David A Staton. Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pages 3352–3359. IEEE, 2010.
- [57] Iqbal Husain and MN Anwa. Fault analysis of switched reluctance motor drives. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No. 99EX272)*, pages 41–43. IEEE, 1999.
- [58] Noboru Kurihara, Jacob Bayless, and Akira Chiba. Noise and vibration reduction of switched reluctance motor with novel simplified current waveform to reduce force sum variation. In *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pages 1794–1800. IEEE, 2015.
- [59] Jacob Bayless, Noboru Kurihara, Hiroya Sugimoto, and Akira Chiba. Acoustic noise reduction of switched reluctance motor with reduced rms current and enhanced efficiency. *IEEE transactions on energy conversion*, 31(2) :627–636, 2016.
- [60] Mohammad Javad Navardi, Behnaz Babaghorbani, and Abbas Ketabi. Efficiency improvement and torque ripple minimization of switched reluctance motor using fem and seeker optimization algorithm. *Energy conversion and management*, 78 :237–244, 2014.
- [61] Cong Ma, Liyan Qu, Rakesh Mitra, Prerit Pramod, and Rakib Islam. Vibration and torque ripple reduction of switched reluctance motors through current profile optimization. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 3279–3285. IEEE, 2016.
- [62] CC Chan. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 90(2) : 247–275, 2002.

- [63] P Andrada, M Torrent, B Blanqué, and JI Perat. Switched reluctance drives for electric vehicle applications. In *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, 2012.
- [64] Bernard Multon. Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable. *revue 3EI*, pages pp–3, 1995.
- [65] Ramu Krishnan. *Switched reluctance motor drives : modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC press, 2001.
- [66] Alfredo Vagati, Barbara Boazzo, Paolo Guglielmi, and Gianmario Pellegrino. Design of ferrite-assisted synchronous reluctance machines robust toward demagnetization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(3) :1768–1779, 2014.
- [67] Iqbal Husain and Syed A Hossain. Modeling, simulation, and control of switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(6) :1625–1634, 2005.
- [68] Bernard Multon. Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées. In *Journées de la section électrotechnique du club EEA 1993*, page 19p, 1993.
- [69] David A Staton, Wen L Soong, and Timothy JE Miller. Unified theory of torque production in switched reluctance and synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2) :329–337, 1995.
- [70] B. Shao and A. Emadi. A digital control for switched reluctance generators. In *2011 IEEE International Conference on Mechatronics*, pages 182–187, April 2011.
- [71] Marcel Jufer. *Electromécanique*, volume 9. PPUR presses polytechniques, 1995.
- [72] Charles Pollock and Barry W Williams. A unipolar converter for a switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(2) :222–228, 1990.
- [73] Mike Barnes and Charles Pollock. Power electronic converters for switched reluctance drives. *IEEE Transactions on power electronics*, 13(6) :1100–1111, 1998.
- [74] Samia M Mahmoud, Mohsen Z El-Sherif, Emad S Abdel-Aliem, and Maged NF Nashed. Studying different types of power converters fed switched reluctance motor. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, 1(4) :281–290, 2013.
- [75] Slobodan Vukosavic and Victor R Stefanovic. Srm inverter topologies : A comparative evaluation. *IEEE Transactions on industry applications*, 27(6) :1034–1047, 1991.
- [76] ES Elwakil and MK Darwish. Critical review of converter topologies for switched reluctance motor drives. *International Review of Electrical Engineering*, 1(2) :50–58, 2007.

- [77] Site officiel de ms tech. <http://www.motionsystem-tech.com/SR.html>, 2019. Accessed : 2019-04-20.
- [78] Site officiel de semikron. <http://shop.semikron.com/en/Products-and-Shop/Product-Groups/STACKs/SEMITEACH/SEMITEACH-B6U-E1CIF-B6CI-sdp.html>, 2019. Accessed : 2019-04-20.
- [79] Arthur V. Radun. Design considerations for the switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5) :1079–1087, 1995.
- [80] French Park and John T Venaleck. Variable reluctance dynamoelectric machines, September 10 1968. US Patent 3,401,287.
- [81] Richard G. Hoft. Liapunov stability analysis of reluctance motors. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 3(6) :1485–1491, 1968.
- [82] P. J. Lawrenson and S. K. Gupta. Developments in the performance and theory of segmental-rotor reluctance motors. volume 114, pages 645–653, May 1967.
- [83] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton. Variable-speed switched reluctance motors. In *IEE Proceedings B-Electric Power Applications*, volume 127, pages 253–265. IET, 1980.
- [84] W. F. Ray, R. M. Davis, P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, N. N. Fulton, and R. J. Blake. Switched reluctance motor drives for rail traction : A second view. In *IEE Proceedings B-Electric Power Applications*, volume 131, pages 220–225. IET, 1984.
- [85] R Arumugam, D Lowther, R Krishnan, and J Lindsay. Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 21(5) :1883–1885, 1985.
- [86] Timothy J. E. Miller. Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (5) :1136–1144, 1985.
- [87] J. F. Lindsay, R. Arumugam, and R. Krishnan. Finite-element analysis characterisation of a switched reluctance motor with multitooth per stator pole. volume 133, pages 347–353, Nov 1986.
- [88] R Arumugam, JF Lindsay, and R Krishnan. Sensitivity of pole arc/pole pitch ratio on switched reluctance motor performance. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, pages 50–54. IEEE, 1988.
- [89] Mehdi Moallem, C-M Ong, and Lewis E Unnewehr. Effect of rotor profiles on the torque of a switched-reluctance motor. *IEEE transactions on industry applications*, 28(2) :364–369, 1992.
- [90] Iqbal Husain and Mehrdad Ehsani. Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by pwm current control. *IEEE transactions on power electronics*, 11(1) :83–88, 1996.

- [91] WF Ray and RM Davis. Inverter drive for doubly salient reluctance motor : its fundamental behaviour, linear analysis and cost implications. *IEE Journal on Electric Power Applications*, 2 (6) :185–193, 1979.
- [92] M. Ehsani, J. T. Bass, T. J. E. Miller, and R. L. Steigerwald. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23(3) : 545–553, May 1987.
- [93] Marija Ilic, Riccardo Marino, Sergei Peresada, David Taylor, et al. Feedback linearizing control of switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 32(5) :371–379, 1987.
- [94] Lotfi Ben Amor, Louis-A Dessaint, Ouassima Akhrif, and Guy Olivier. Adaptive feedback linearization for position control of a switched reluctance motor : analysis and simulation. *International journal of adaptive control and signal processing*, 7(2) :117–136, 1993.
- [95] Yang Haiqing, Sanjib K Panda, and Liang Yung Chii. Performance comparison of feedback linearization control with pi control for four-quadrant operation of switched reluctance motors. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC'96. Eleventh Annual*, volume 2, pages 956–962. IEEE, 1996.
- [96] Krzysztof Russa, Iqbal Husain, and Malik E Elbuluk. Torque-ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34 (5) :1105–1112, 1998.
- [97] Chang-Hwan Kim and In-Joong Ha. A new approach to feedback-linearizing control of variable reluctance motors for direct-drive applications. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(4) :348–362, 1996.
- [98] Fei Peng, Jin Ye, and Ali Emadi. A digital pwm current controller for switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10) :7087–7098, 2016.
- [99] Hiroaki Makino, Takashi Kosaka, and Nobuyuki Matsui. Digital pwm-control-based active vibration cancellation for switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51 (6) :4521–4530, 2015.
- [100] Hala Hannoun, Mickael Hilairet, and Claude Marchand. High performance current control of a switched reluctance machine based on a gain-scheduling pi controller. *Control Engineering Practice*, 19(11) :1377–1386, 2011.
- [101] Hossein Abootorabi Zarchi, Jafar Soltani, and Gholamreza Arab Markadeh. Adaptive input–output feedback-linearization-based torque control of synchronous reluctance motor without mechanical sensor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1) :375–384, 2010.

- [102] Weiguo Liu and Shoujun Song. Application of fuzzy control in switched reluctance motor speed regulating system. In *2006 International Conference on Computational Intelligence for Modelling Control and Automation and International Conference on Intelligent Agents Web Technologies and International Commerce (CIMCA'06)*, pages 72–72. IEEE, 2006.
- [103] Silverio Bolognani and Mauro Zigliotto. Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5) :1063–1068, 1996.
- [104] Marcelo Guimarães Rodrigues, WI Suemitsu, P Branco, JA Dente, and LGB Rolim. Fuzzy logic control of a switched reluctance motor. In *Industrial Electronics, 1997. ISIE'97., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 527–531. IEEE, 1997.
- [105] Jie Xiu and Changliang Xia. An application of adaptive fuzzy logic controller for switched reluctance motor drive. In *Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, 2007. FSKD 2007. Fourth International Conference on*, volume 4, pages 154–158. IEEE, 2007.
- [106] M Murugan and R Jeyabharath. Neuro fuzzy controller based direct torque control for srm drive. In *Process Automation, Control and Computing (PACC)*, pages 1–6. IEEE, 2011.
- [107] N Ouddah, Moussa Boukhifir, Ahmed Chaibet, Eric Monmasson, and Eric Berthelot. Experimental robust h-infinity controller design of switched reluctance motor for electrical vehicle application. In *Control Applications (CCA), 2014 IEEE Conference on*, pages 1570–1575. IEEE, 2014.
- [108] Moussa Boukhifir, Ahmed Chaibet, Nadir Ouddah, and Eric Monmasson. Speed robust design of switched reluctance motor for electric vehicle system. *Advances in Mechanical Engineering*, 9(11) :1687814017733440, 2017.
- [109] Wanfeng Shang, Shengdun Zhao, Yajing Shen, and Ziming Qi. A sliding mode flux-linkage controller with integral compensation for switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(9) :3322–3328, 2009.
- [110] Giuseppe S Buja, Roberto Menis, and Maria I Valla. Variable structure control of an srm drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1) :56–63, 1993.
- [111] Nihat Inanc and Veysel Ozbulur. Torque ripple minimization of a switched reluctance motor by using continuous sliding mode control technique. *Electric Power Systems Research*, 66(3) :241–251, 2003.
- [112] Muhammad Rafiq, Saeed-ur Rehman, Fazal-ur Rehman, Qarab Raza Butt, and Irfan Awan. A second order sliding mode control design of a switched reluctance motor using super twisting algorithm. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 25 :106–117, 2012.

- [113] Haiqing Yang, Sanjib K Panda, and Yung C Liang. Sliding mode control for switched reluctance motors : An experimental investigation. In *Industrial Electronics, Control, And Instrumentation, 1996., Proceedings Of The 1996 Ieee Iecon 22nd International Conference On*, volume 1, pages 96–101. IEEE, 1996.
- [114] Yang Haiqing, Sanjib K Panda, and Liang Yung Chii. Performance comparison of sliding mode control with pi control for four-quadrant operation of switched reluctance motors. In *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*, volume 1, pages 381–387. IEEE, 1996.
- [115] Ahmed Tahour and Abdel Ghani Aissaoui. Sliding controller of switched reluctance motor. In *Recent Advances in Robust Control-Theory and Applications in Robotics and Electromechanics*. InTech, 2011.
- [116] Bhim Singh, Virendra Kumar Sharma, and SS Murthy. Comparative study of pid, sliding mode and fuzzy logic controllers for four quadrant operation of switched reluctance motor. In *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, volume 1, pages 99–105. IEEE, 1998.
- [117] Rabia Sehab, B Barbedette, and M Chauvin. Electric vehicle drivetrain : Sizing and validation using general and particular mission profiles. In *Mechatronics (ICM)*, pages 77–83. IEEE, 2011.
- [118] Iqbal Husain. Minimization of torque ripple in srm drives. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 49(1) :28–39, 2002.
- [119] Rohit Suryadevara and BG Fernandes. Control techniques for torque ripple minimization in switched reluctance motor : An overview. In *Industrial and Information Systems (ICIIS)*, pages 24–29. IEEE, 2013.
- [120] XD Xue, KWE Cheng, and SL Ho. A control scheme of torque ripple minimization for srm drives based on flux linkage controller and torque sharing function. In *Power Electronics Systems and Applications*, pages 79–84. IEEE, 2006.
- [121] Sanjib K Sahoo, Sanjib K Panda, and Jian-Xin Xu. Indirect torque control of switched reluctance motors using iterative learning control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1) :200–208, 2005.
- [122] Peng Zhang, Pablo A Cassani, and Sheldon S Williamson. An accurate inductance profile measurement technique for switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9) :2972–2979, 2010.
- [123] Vladan P Vujicic. Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive. *IEEE transactions on power electronics*, 27(1) :388–399, 2012.

- [124] A-C Pop, Vlad Petrus, CS Martis, Vasile Iancu, and Johan Gyselinck. Comparative study of different torque sharing functions for losses minimization in switched reluctance motors used in electric vehicles propulsion. In *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pages 356–365. IEEE, 2012.
- [125] Haoding Li, Berker Bilgin, and Ali Emadi. An improved torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2) : 1635–1644, 2019.
- [126] Milad Dowlatshahi and Mehrdad Daryanush. A novel modified turn-on angle control scheme for torque-ripple reduction in switched reluctance motor. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 7(4) :1110–1124, 2016.
- [127] Bachir MOKHTARI M’hamed BIRAME, Lakhdar MOKRANI, Boubakeur AZOUI, Aziz NAA-MANE, and Nacer M’SIRDI. Compensateur pi flou de la variation de la résistance statorique d’un moteur à reluctance variable commande par dtc. 2012.
- [128] Ugur Guvenc, Yusuf Sonmez, Cemal Yilmaz, and H Huseyin Sayan. Direct torque control of switched reluctance motor. *JOURNAL OF POLYTECHNIC-POLITEKNIK DERGISI*, 12(4) :221–224, 2009.
- [129] FAHMY M EL-KHOULY. High performance direct torque control of switched reluctance motor drives. *Electric Power Components and Systems*, 33(3) :287–297, 2004.
- [130] Peter Kafka. The automotive standard iso 26262, the innovative driver for enhanced safety assessment & technology for motor cars. *Procedia Engineering*, 45 :2–10, 2012.
- [131] VI Utkin. Variable structure control optimization. *Springer-Verlag*, 1 :9, 1992.
- [132] Kar-Keung D Young. Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 8(2) :101–109, 1978.
- [133] Vadim Utkin. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic control*, 22(2) :212–222, 1977.
- [134] Christopher Edwards and Sarah Spurgeon. *Sliding mode control : theory and applications*. Crc Press, 1998.
- [135] Kailas Holkar. Sliding mode control with predictive pid sliding surface for improved performance. 2013.
- [136] Deghboudj Imen. *Commande des systemes non lineaires par mode glissant d’ordre superieur*. PhD thesis, Université de Constantine 1, 7 2013.
- [137] Jean-Jacques E Slotine, Weiping Li, et al. *Applied nonlinear control*, volume 199. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.

BIBLIOGRAPHIE

- [138] Wilfrid Perruquetti and Jean Pierre Barbot. *Sliding mode control in engineering*, volume 11. M. Dekker, 2002.
- [139] A Levant. Higher order sliding : collection of design tools. In *Control Conference (ECC), 1997 European*, pages 3043–3048. IEEE, 1997.
- [140] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, and Arie Levant. *Sliding mode control and observation*. Springer, 2014.
- [141] Giorgio Bartolini, Antonella Ferrara, Arie Levant, and Elio Usai. On second order sliding mode controllers. In *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control*, pages 329–350. Springer, 1999.
- [142] Laloui Derafa, Abdelaziz Benallegue, and L Fridman. Super twisting control algorithm for the attitude tracking of a four rotors uav. *Journal of the Franklin Institute*, 349(2) :685–699, 2012.
- [143] Leonid Fridman, Arie Levant, et al. Higher order sliding modes. *Sliding mode control in engineering*, 11 :53–102, 2002.
- [144] MM Namazi, SM Saghaiannejad, and A Rashidi. Torque ripple minimization in switched reluctance motor using passivity-based robust adaptive control. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 5 :2, 2011.
- [145] M. Ehsani and B. Fahimi. Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives : state of the art and future trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1) :40–47, Feb 2002.
- [146] B. Fahimi, G. Suresh, and M. Ehsani. Review of sensorless control methods in switched reluctance motor drives. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, volume 3, pages 1850–1857 vol.3, Oct 2000.
- [147] Mehrdad Ehsani, Iqbal Husain, Shailendra Mahajan, and KR Ramani. New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(1) :85–91, 1994.
- [148] G Suresh, B Fahimi, and M Ehsani. Improvement of the accuracy and speed range in sensorless control of switched reluctance motors. In *APEC'98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, volume 2, pages 771–777. IEEE, 1998.
- [149] SM Ahmed and PW Lefley. A new simplified sensorless control method for a single phase sr motor using hf signal injection. In *2007 42nd International Universities Power Engineering Conference*, pages 1075–1078. IEEE, 2007.

-
- [150] Jinhui Zhang, Arthur V Radun, and Caio A Ferreira. An inductance profile demodulator based observer for sensorless control of switched reluctance motors. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06.*, pages 7–pp. IEEE, 2006.
- [151] C-H Yu and T-C Chen. Novel sensorless driving method of srm with external rotor using impressed voltage pulse. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 153(5) :632–641, 2006.
- [152] Ernest Ofori, Tausif Husain, Yilmaz Sozer, and Iqbal Husain. A pulse-injection-based sensorless position estimation method for a switched reluctance machine over a wide speed range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(5) :3867–3876, 2015.
- [153] Ahmed Khalil, Iqbal Husain, Syed A Hossain, Suresh Gopalakrishnan, Avoki M Omekanda, Bruno Lequesne, and Harald Klode. A hybrid sensorless srm drive with eight-and six-switch converter topologies. *IEEE transactions on industry applications*, 41(6) :1647–1655, 2005.
- [154] Jinhui Zhang, Xiaohu Feng, and Arthur V Radun. A simple flux model based observer for sensorless control of switched reluctance motor. In *APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 587–592. IEEE, 2007.
- [155] E Bassily. New rotor-position estimation technique for sensorless switched reluctance motor. In *2008 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pages 399–404. IEEE, 2008.
- [156] Jun Cai and Zhiquan Deng. Sensorless control of switched reluctance motor based on phase inductance vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(7) :3410–3423, 2012.
- [157] G Suresh, B Fahimi, KM Rahman, and M Ehsani. Inductance based position encoding for sensorless srm drives. In *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record.(Cat. No. 99CH36321)*, volume 2, pages 832–837. IEEE, 1999.
- [158] F. R. Salmasi H. Gao. and M. Ehsani. Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(6) :1568–1573, Nov 2004.
- [159] K. Xin, Q. Zhan, Z. Ma, S. Wang, and J. Sun. Sensorless position estimation of switched reluctance motors based on gradient of phase current. In *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 2509–2513, Dec 2006.
- [160] Zhenwei Xu. A sensorless switched reluctance motor driver system control by detecting the derivative of the phase current. In *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, pages 1116–1119, April 2011.
- [161] F. R. Salmasi, B. Fahimi, H. Gao, and M. Ehsani. Sensorless control of switched reluctance motor drive based on bemf calculation. In *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, volume 1, pages 293–298, March 2002.

- [162] Poramaste Jinupun and Patrick Chi-Kwong Luk. Direct torque control for sensor-less switched reluctance motor drives. In *IEE conference publication*, pages 329–334. IET, 1998.
- [163] Erkan Mese and David A Torrey. An approach for sensorless position estimation for switched reluctance motors using artificial neural networks. *IEEE Transactions on power electronics*, 17(1) :66–75, 2002.
- [164] Christopher A Hudson, Nimal S Lobo, and Ramu Krishnan. Sensorless control of single switch-based switched reluctance motor drive using neural network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1) :321–329, 2008.
- [165] Estanislao Echenique, Juan Dixon, Roberto Cárdenas, and Ruben Peña. Sensorless control for a switched reluctance wind generator, based on current slopes and neural networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3) :817–825, 2009.
- [166] Won-Sik Baik, Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, and Dong-Hee Kim. Position sensorless control system of srm using neural network. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, volume 5, pages 3471–3475. IEEE, 2004.
- [167] HS Ooi and TC Green. Simulation of neural networks to sensorless control of switched reluctance motor. In *IEE conference publication*, pages 281–286. IET, 1998.
- [168] Adrian David Cheok and Nesimi Ertugrul. High robustness and reliability of fuzzy logic based position estimation for sensorless switched reluctance motor drives. *IEEE transactions on power electronics*, 15(2) :319–334, 2000.
- [169] Zhongfang Wang, Adrian David Cheok, and Lim Khiang Wee. Sensorless rotor position estimation algorithm for switched reluctance motors using fuzzy logic. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, volume 3, pages 1701–1706. IEEE, 2001.
- [170] C Elmas and H Zelaya-De La Parra. Position sensorless operation of a switched reluctance drive based on observer. In *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 82–87. IET, 1993.
- [171] P. Brandstetter, O. Petryl, and J. Hajovsky. Luenberger observer application in control of switched reluctance motor. In *2016 17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, pages 1–5, May 2016.
- [172] C Elmas and H Zelaya-De La Parra. Application of a full-order extended luenberger observer for a position sensorless operation of a switched reluctance motor drive. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 143(5) :401–408, 1996.

- [173] Mohammad S Islam, Iqbal Husain, Robert J Veillette, and Celal Batur. Design and performance analysis of sliding-mode observers for sensorless operation of switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Control systems technology*, 11(3) :383–389, 2003.
- [174] Pavel Brandstetter and Petr Krna. Sensorless control of switched reluctance motor using sliding mode observer. In *2013 International Conference on Applied Electronics*, pages 1–4. IEEE, 2013.
- [175] Iqbal Husain and Mohanmmad S Islam. Observers for position and speed estimations in switched reluctance motors. In *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 01CH37228)*, volume 3, pages 2217–2222. IEEE, 2001.
- [176] Xiao Wang, Fei Peng, and A. Emadi. A position sensorless control of switched reluctance motors based on sliding-mode observer. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pages 1–6, June 2016.
- [177] A. Brosse and G. Henneberger. Different models of the srm in state space format for the sensorless control using a kalman filter. In *1998 Seventh International Conference On Power Electronics And Variable Speed Drives (iee Conf. Publ. No. 456)*, pages 269–274. IET, 1998.
- [178] Li Yu-zhou and Zhao Ke-gang. Sensorless speed control of the switched reluctance motor using extended kalman filter. In *The 2nd International Conference on Information Science and Engineering*, pages 2375–2378. IEEE, 2010.
- [179] Nadir Ouddah, Nassim Loukkas, Ahmed Chaibet, Moussa Boukhniifer, and Eric Monmasson. Experimental evaluation of second sliding modes observer and extended kalman filter in a sensorless robust control of switched reluctance motor for ev application. In *2015 23rd Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, pages 986–992. IEEE, 2015.
- [180] Dan Simon. *Optimal state estimation : Kalman, H infinity, and nonlinear approaches*. John Wiley & Sons, 2006.
- [181] Gary Bishop, Greg Welch, et al. An introduction to the kalman filter. *Proc of SIGGRAPH, Course*, 8(27599-23175) :41, 2001.
- [182] Konrad Reif and Rolf Unbehauen. The extended kalman filter as an exponential observer for nonlinear systems. *IEEE Transactions on Signal processing*, 47(8) :2324–2328, 1999.
- [183] Yongkyu Song and Jessy W Grizzle. The extended kalman filter as a local asymptotic observer for nonlinear discrete-time systems. In *1992 American control conference*, pages 3365–3369. IEEE, 1992.
- [184] Erna Apriliani, Lukman Hanafi, and Chairul Imron. Data assimilation to estimate the water level of river. In *Journal of Physics : Conference Series*, volume 890, page 012057. IOP Publishing, 2017.

- [185] H Hannoun, M Hilairret, and C Marchand. Analytical modeling of switched reluctance machines including saturation. In *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, volume 1, pages 564–568. IEEE, 2007.
- [186] Maria Isabel Ribeiro. Kalman and extended kalman filters : Concept, derivation and properties. *Institute for Systems and Robotics*, 43, 2004.
- [187] Shun-Yuan Wang, Foun-Yuan Liu, and Jen-Hsiang Chou. Adaptive tsk fuzzy sliding mode control design for switched reluctance motor dtc drive systems with torque sensorless strategy. *Applied Soft Computing*, 66 :278 – 291, 2018.
- [188] K. D. Young, V. I. Utkin, and U. Ozguner. A control engineer’s guide to sliding mode control. In *Proceedings. 1996 IEEE International Workshop on Variable Structure Systems. - VSS’96 -*, pages 1–14, Dec 1996.
- [189] Jorge Davila, Leonid Fridman, and Alexander Poznyak. Observation and identification of mechanical systems via second order sliding modes. *International Journal of Control*, 79(10) :1251–1262, 2006.
- [190] J. Davila, L. Fridman, and A. Levant. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50(11) :1785–1789, Nov 2005.
- [191] Aleksandr Mikhailovich Lyapunov. The general problem of the stability of motion. *International journal of control*, 55(3) :531–534, 1992.
- [192] Hossein Torkaman, Ebrahim Afjei, and Peyman Yadegari. Static, dynamic, and mixed eccentricity faults diagnosis in switched reluctance motors using transient finite element method and experiments. *IEEE Transactions on Magnetics*, 48(8) :2254–2264, 2012.
- [193] Hossein Torkaman and Ebarhim Afjei. Comprehensive detection of eccentricity fault in switched reluctance machines using high-frequency pulse injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(3) :1382–1390, 2013.
- [194] Mahdi Karami, Norman Mariun, Mohammad Rezazadeh Mehrjou, Ab Kadir, Mohd Zainal Abidin, Norhisam Misron, Mohd Radzi, and Mohd Amran. Static eccentricity fault recognition in three-phase line start permanent magnet synchronous motor using finite element method. *Mathematical Problems in Engineering*, 2014, 2014.
- [195] Grad Hicham and Soumia EL HANI. *Apport de la MCSA par rapport à l’analyse vibratoire pour pour le suivi de l’état de la machine Asynchrone*. PhD thesis, June 2013.
- [196] Timothy JE Miller. Faults and unbalance forces in the switched reluctance machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2) :319–328, 1995.

- [197] H Torkaman, E Afjei, R Ravaud, and G Lemarquand. Misalignment fault analysis and diagnosis in switched reluctance motor. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 36(3) :253–265, 2011.
- [198] I Chindurza, DG Dorrell, and C Cossar. Vibration analysis of a switched-reluctance machine with eccentric rotor. In *IEE Conference Publication*, volume 2, pages 481–486. IET, 2004.
- [199] Suresh Gopalakrishnan, Avoki M Omekanda, and Bruno Lequesne. Classification and remediation of electrical faults in the switched reluctance drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(2) :479–486, 2006.
- [200] I. Husain and M. N. Anwa. Fault analysis of switched reluctance motor drives. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272)*, pages 41–43, May 1999. doi : 10.1109/IEMDC.1999.769021.
- [201] Virendra Kumar Sharma, SS Murthy, and Bhim Singh. Analysis of switched reluctance motor drive under fault conditions. In *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242)*, volume 1, pages 553–562. IEEE, 1998.
- [202] M. Ruba, L. Szabo, L. Strete, and I. Viorel. Study on fault tolerant switched reluctance machines. In *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, pages 1–6, Sep. 2008.
- [203] B Schinnerl and D Gerling. Analysis of winding failure of switched reluctance motors. In *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 738–743. IEEE, 2009.
- [204] I Chindurza, DG Dorrell, and C Cossar. Non-invasive fault diagnosis for switched-reluctance machines with incorrect winding turns, inter-turn winding faults and eccentric rotors. In *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, volume 1, pages 485–490. IEEE, 2003.
- [205] China Univ. of Min. & Technol. Coll. of Inf. Electr. Eng. and China Xuzhou. Analysis of electrical faults for switched reluctance motor driver. In *Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation (Cat. No.00EX393)*, volume 1, pages 666–669, June 2000.
- [206] Bruno Lequesne, Suresh Gopalakrishnan, and Avoki M Omekanda. Winding short circuits in the switched reluctance drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5) :1178–1184, 2005.
- [207] Peter Richard Mayes and Paul Donald Webster. Operation of a switched reluctance machine from dual supply voltages, December 17 2002. US Patent 6,495,985.
- [208] Nutan Saha and DS Choudhury. Analysis of different types of faults exhibited in switched reluctance motor drives. In *2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, pages 1–5. IEEE, 2016.

- [209] Natalia S Gameiro and AJ Marques Cardoso. Analysis of srm drives behaviour under the occurrence of power converter faults. In *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 03TH8692)*, volume 2, pages 821–825. IEEE, 2003.
- [210] B. Lu and S. K. Sharma. A literature review of igbt fault diagnostic and protection methods for power inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(5) :1770–1777, Sep. 2009.
- [211] N. S. Gameiro and A. J. Marques Cardoso. Analysis of srm drives behaviour under the occurrence of power converter faults. In *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)*, volume 2, pages 821–825, June 2003.
- [212] J. F. Marques, J. O. Estima, N. S. Gameiro, and A. J. Marques Cardoso. A new diagnostic technique for real-time diagnosis of power converter faults in switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(3) :1854–1860, May 2014.
- [213] Tadashi Sawata, Yoshiharu Yamaguchi, Philip C. Kjaer, Jonathan J. Bremner, Calum Cossar, TJE Miller, Jeff R. Coles, and Graham White. A detailed analysis of winding and inverter faults in switched reluctance motors. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, 120(8-9), 2000.
- [214] Charles M Stephens. Fault detection and management system for fault-tolerant switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6) :1098–1102, 1991.
- [215] Lee A Belfore and A Arkadan. A methodology for characterizing fault tolerant switched reluctance motors using neurogenetically derived models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17(3) :380–384, 2002.
- [216] V Chandrika and A Ebenezer Jeyakumar. Detection of dc voltage fault in srm drives using k-means clustering and classification with svm. *Int. J. Mod. Eng. Res.(IJMER)*, 1(4) :38–42, 2014.
- [217] SK Salankayana, N Chellammal, and Ravitheja Gurrarn. Diagnosis of faults due to misfiring of switches of a cascaded h-bridge multi-level inverter using artificial neural networks. *International Journal of Computer Applications*, 41(17) :17–22, 2012.
- [218] D Sundararajan. *Fourier Analysis—a Signal Processing Approach*. Springer, 2018.

ANNEXE **A**

FICHE TECHNIQUE DE LA MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE
ÉTUDIÉE

A.1 Paramètres physiques de la Machine à Réductance Variable

Référence : RA215LR-250V MS TECH

Paramètre	Valeur
Topologie	8S/6R
Nombre de phases	4
Nombre de dents au stator	8
Nombre de dents au rotor	6
Puissance nominale	8.3 kW
Vitesse nominale	6000 tr/min
Vitesse maximale	10 000 tr/min
Tension d'alimentation (DC)	250 V
Couple maximal	20 Nm
Courant maximal	61 A
Moment d'inertie	0.0043 Kg/m ²
Résistance de phase	0.0404 Ohm
Coefficient de frottement visqueux	0.005 Nm/s

Tableau A.1: Paramètre de la machine à réductance variable.

A.2 Caractéristiques magnétiques des tôles

Référence de la tôle : 35H 300.

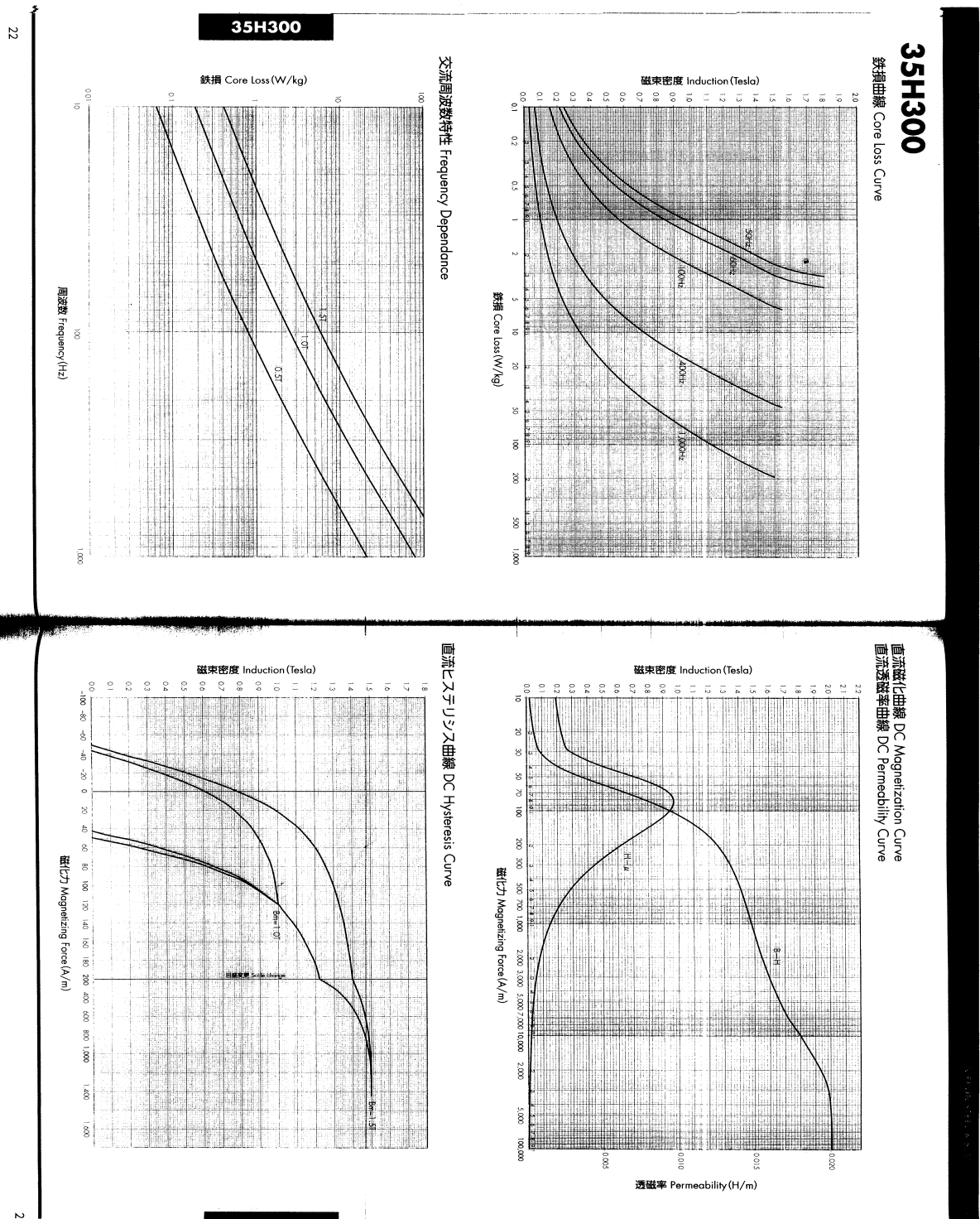


Figure A.1: Caractéristiques magnétiques des tôles.

A.3 Caractéristiques géométriques de la Machine à Réluctance Variable

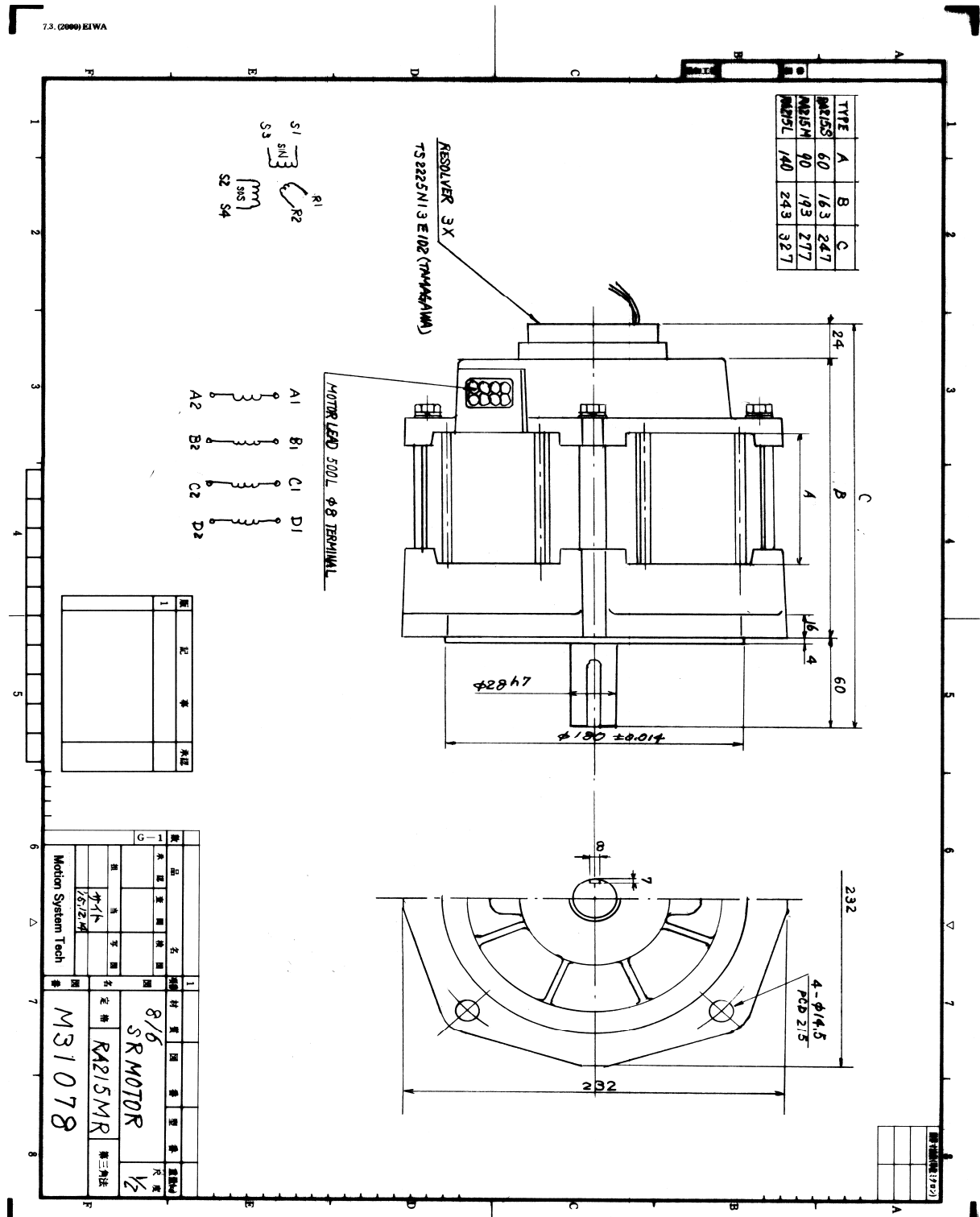


Figure A.2: Caractéristiques géométriques de la machine à réluctance variable.

ANNEXE **B**

FICHE TECHNIQUE DU RÉSOLVEUR

B.1 Caractéristiques techniques du résolveur

Référence : 3X TS2225N113E102.

SPECIFICATION									
FUNCTION	2X-BRX			3X-BRX			4X-BRX		
Frame Size	S10	S15	S21	S10	S15	S21	S10	S15	S21
Model Number	TS2223N12E10 2	TS2224N12E10 2	TS2225N12E10 2	TS2223N13E10 2	TS2224N13E10 2	TS2225N13E10 2	TS2223N14E10 2	TS2224N14E10 2	TS2225N14E10 2
Excitation Input	AC7Vrms 10kHz			AC7Vrms 10kHz			AC7Vrms 10kHz		
Primary Side	R1 - R2			R1 - R2			R1 - R2		
Transformation Ratio	0.286 ± 10%			0.286 ± 10%			0.286 ± 10%		
Electrical Error	±60°MAX			±45°MAX			±30°MAX		
Input Impedance: Zro	120 Ω ± 20%			120 Ω ± 20%			120 Ω ± 20%		
Output Impedance: Zss	350 Ω NOM	250 Ω NOM	270 Ω NOM	330 Ω NOM	260 Ω NOM	290 Ω NOM	430 Ω NOM	340 Ω NOM	335 Ω NOM
Phase Shift	+ 15° TYP	+ 10° TYP	0° TYP	+ 25° TYP	+ 5° TYP	0° TYP	+10° TYP	0° TYP	-10° TYP
Weight	0.023kg	0.050kg	0.090kg	0.023kg	0.050kg	0.090kg	0.023kg	0.050kg	0.090kg

Tableau B.1: Caractéristiques techniques du résolveur.

B.2 Dimensions du résolveur

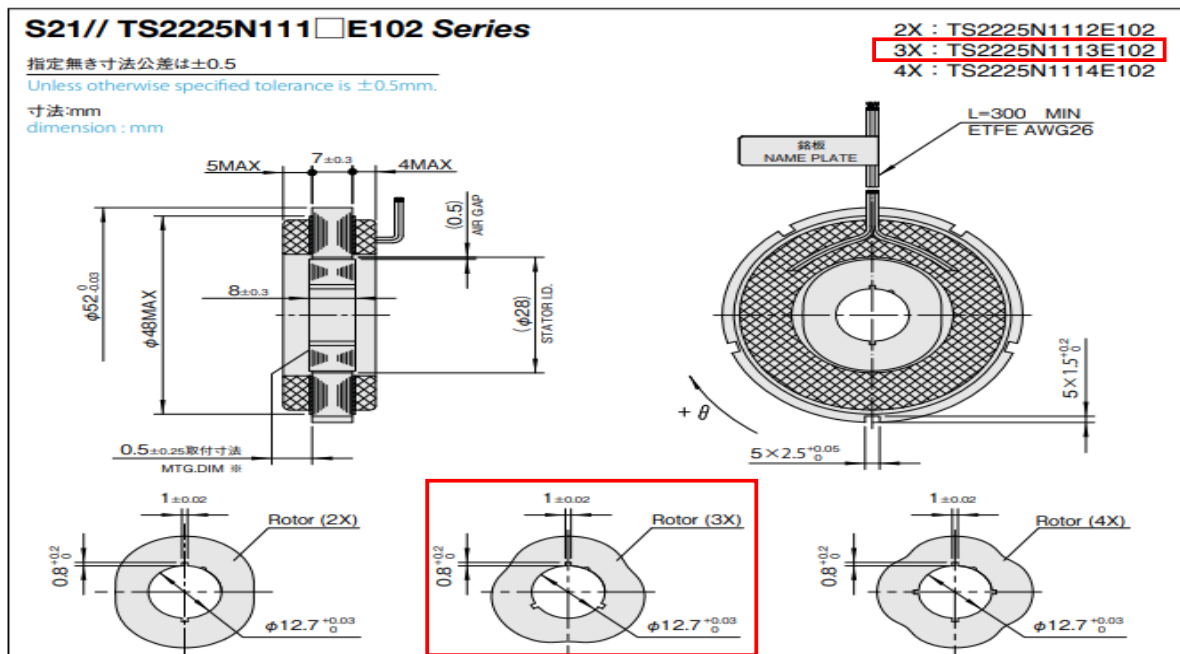


Figure B.1: Dimensions du résolveur.

B.3 Principe de fonctionnement du résolveur

PRINCIPLE OF OPERATION

The contour of the **Singsyn** rotor forms a specially curved air gap between its stator and rotor the permeability of which changes as a sinusoidal wave corresponding to the angle of the rotor shaft. One excitation winding and two output windings are placed in the stator. The two output windings detect the change of air gap between the rotor and stator and produce an output voltage with 2-phases proportional to the sine and cosine of the angle of rotor. (Refer Fig. 1 and Fig. 2)

Because the output signals of the **Singsyn** are the same as that of conventional resolvers and Smartsyns as shown in equation (2) and (3), they can be converted to digital angle data by using conventional resolver to digital (R/D) converters.

A **Singsyn** which produces twice the angle output signal (2X type) has an elliptical shape of rotor as shown in Fig. 3 (a). The rotor for a 3X type is triangular and is cross shaped for a 4X type as shown in Fig. 3 (b) and 3 (c).

<Excitation Voltage>

$$E_{R1-R2} = E \sin \omega t \quad \text{----- (1)}$$

<Output Voltage>

$$E_{S1-S3} = K E \sin \omega t \cdot \cos (X \cdot \theta) \quad \text{----- (2)}$$

$$E_{S2-S4} = K E \sin \omega t \cdot \sin (X \cdot \theta) \quad \text{----- (3)}$$

where

- K : Transformation Ratio t : Time (s)
- θ : Shaft Angle (deg) f : Excitation Frequency (Hz)
- ω : 2 π f E : Excitation Voltage (V)
- X : Multiplication Factor of Angle (X = 2, 3 or 4)

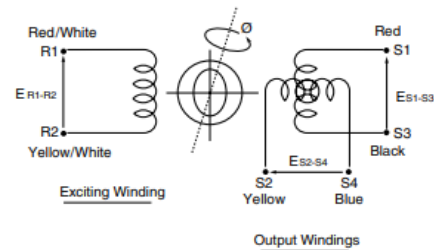


Fig. 1 Wiring Diagram

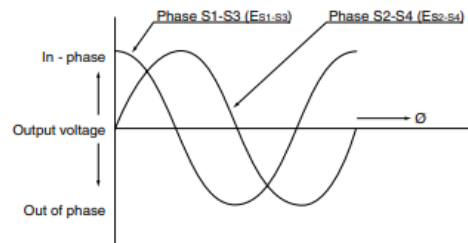


Fig. 2 Output Voltage Characteristics

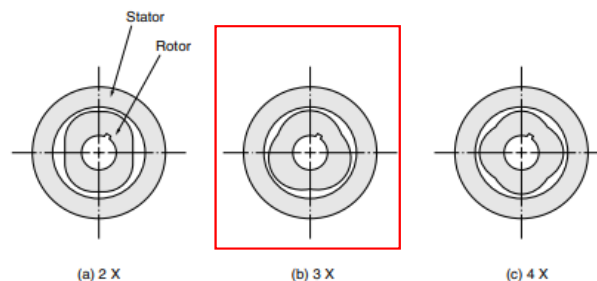


Fig. 3 Shape of Rotor

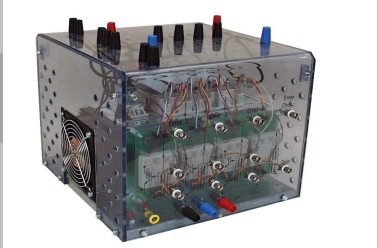
Figure B.2: Principe de fonctionnement du résolveur.

ANNEXE C

FICHE TECHNIQUE DE L'ONDULEUR

C.1 Fiche technique de l'onduleur SEMITEACH - IGBT

Référence : SEMITEACH - IGBT SKM50GB12T4



IGBT Module stack

Absolute maximum ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
$I_{OUT\ MAX}$	Maximum permanent output current	30	A_{RMS}
$I_{IN\ MAX}$	Maximum permanent input current	30	A_{DC}
$V_{OUT\ MAX}$	Maximum output voltage	400	V_{AC}
$V_{BUS\ MAX}$	Maximum DC bus voltage	750	V_{DC}
f_{OUT}	Maximum inverter output frequency	500	Hz
f_{SW}	Maximum switching frequency	50	kHz

Electrical characteristics / Typical application				
$T_{AIR\ COOLING\ 1)} = 30^{\circ}C$ unless otherwise specified				
Symbol	Conditions	min	typ	max
Ratings				
$I_{OUT\ RATED}$	Rated output current		30	A_{RMS}
V_{OUT}	Rated output voltage		400	V_{AC}
PF	Power factor	No overload, $t_{amb} = 30^{\circ}C$, Chip junction $T^* < 150^{\circ}C$, (Max junction temperature = $175^{\circ}C$)		
P_{OUT}	Rated output power			
f_{SW}	Inverter switching frequency		20	kW
f_{OUT}	Output frequency		5	kHz
V_{BUS}	Rated DC voltage		50	Hz
$P_{LOSS\ INV}$	Total power losses		750	V_{DC}
η	Inverter efficiency		700	W
			-	%

Protection & measurement				
Symbol	Conditions	min	typ	max
Thermal trip				
	Temperature trip level (Normally Open type: NO)		71	$^{\circ}C$
	Scaling over $30^{\circ}C \dots 110^{\circ}C$ temperature range			$mV \cdot ^{\circ}C^{-1}$
Temperature sensing				
$T_{analogue\ OUT}$	Linear temperature range	30		$^{\circ}C$
	Accuracy of analogue signal over $65^{\circ}C \dots 110^{\circ}C$ range	-1,5		$^{\circ}C$
	Max. output current			5 mA
	Max. voltage range	0		V_{DC}

Axial fan data			
Symbol	Conditions	min	max
V_{SUPPLY}	Heatsink fan DC voltage supply		230
P_{FAN}	Rated power at V_{SUPPLY} per fan, PWM 100%		15
			W

Filtering characteristics			
Symbol	Conditions	min	max
V_{BUS}	Rated DC voltage applied to the caps bank with switching	540	700
$V_{DC\ CAP}$	Max DC voltage applied to the caps bank without switching		800
$\tau_{DIS5\%}$	Discharge time of the capacitors (5%)		-
C_{DC}	Capacitor bank capacity	0,88	1,32
LTE	Calculated LTE of the caps with forced air cooling		-
			kHz

Stack Insulation	
Symbol	Conditions
V_{ISOL}	Frame / Power stage AC/DC (insulation test voltage AC, 60s)
	1 500
	V

Driver Characteristics				
Symbol	Conditions	min	typ	max
Driver board data				
V_S	Supply voltage	14,4	15	15,6
I_{IP_IDLE}	Supply primary current (no load)		20	
I_{IP_LOAD}	Max. supply primary current			290
V_{IT+}	input threshold voltage HIGH			12,5
V_{IT-}	input threshold voltage LOW	4,5		
R_{IN}	Input resistance		10	
				k Ω

Weight	3-phase IGBT inverter	13,3	kg
	3-phase IGBT inverter including fan assembly	14,9	

SEMITEACH - IGBT
3-phase rectifier + IGBT inverter + brake chopper

datasheet

Ordering No. 08753450
Description SEMITEACH IGBT
SKM50GB12T4, SKHI22A, SKD51/14

Features

- Multi-function IGBT converter
- IP2x protection for safety hazards
- Transparent enclosure to allow visualisation of internal part
- External connector for easy wiring
- Built in isolated IGBT driver and IGBT protection
- Forced-air cooled heatsink

Typical Applications

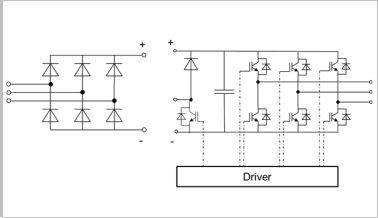
- Education : various converter configuration possible :
- 3-phase inverter-brake chopper
- Buck or boost converter
- single phase inverter
- single or 3-phase rectifier

Footnotes

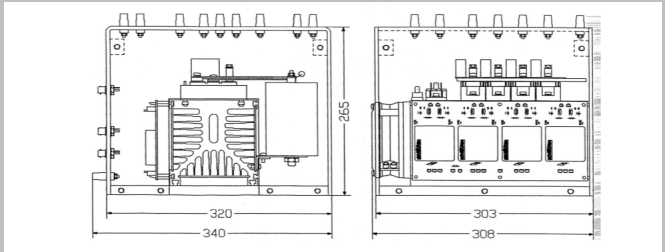
1) The user shall ensure air ventilation for proper cooling

Remarks

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee, expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.



B6U + B6CI + E1CIKF



General dimensions

Figure C.1: Fiche technique de l'onduleur SEMITEACH - IGBT.

Titre : Stratégies de contrôle et analyse des défauts d'une Machine à Réductance Variable pour une chaîne de traction électrique.

Mots clés : Véhicule électrique, Machine à Réductance Variable, Commande robuste, Observateurs, Commande sans capteur, Défaut électrique, Défaut circuit ouvert, Analyse fréquentielle des défauts, Identification et localisation des défauts.

Résumé : De nos jours, les véhicules électriques et hybrides ont suscité un très grand intérêt en raison de préoccupations environnementales et énergétiques. Dans ces véhicules, les machines électriques utilisées sont des machines conventionnelles asynchrones et synchrones à aimants permanents. La machine à réductance variable est une technologie candidate potentielle pour les chaînes de traction électriques et hybrides. Cette machine conçue sans aimants et redondante peut réunir la robustesse et le faible coût de la machine asynchrone aux bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents. Dans ce contexte, le premier objectif de cette thèse est de proposer des stratégies de commandes robustes de la machine à réductance variable par la prise en compte des contraintes des chaînes de

traction électriques en vue de réaliser une étude comparative des performances. Dans cette étude, les commandes proposées sont les commandes classiques de type PI, les commandes par mode glissant et les commandes par mode glissant d'ordre supérieur. Le deuxième objectif consiste à développer des observateurs d'état pour la commande sans capteur de position mécanique de la machine à réductance variable. Des observateurs robustes basés sur la théorie du filtre de Kalman étendu et les modes glissants sont synthétisés pour atteindre cet objectif. Enfin, le troisième objectif est de faire une analyse des défauts électriques de type circuit ouvert de l'étage électronique de puissance par l'approche signal afin de développer une méthodologie de détection et de localisation automatique de ces défauts.

Title: Control Strategies and Faults Analysis of a Switched Reluctance Machine for an Electric Vehicle Application.

Keywords: Electric vehicle, Switched Reluctance Machine, Robust control, Observers, Sensorless control, Electrical fault, Open circuit fault, Faults frequency analysis, Identification and isolation of faults.

Abstract: Nowadays, electric and hybrid vehicles are gaining increased attention due to environmental and energy concerns. In these vehicles, the electrical machines used are the conventional machines, namely induction and permanent magnet synchronous machines. The switched reluctance machine is a potential candidate technology for electric and hybrid drivetrains. This machine designed without magnets and redundant windings, can combine the robustness and low cost of induction machines to the good performance of permanent magnet synchronous machines. In this context, the first objective of this thesis is to propose robust control strategies of the switched

reluctance machine, taking into account the constraints of electric vehicles in order to make a comparative performance study. In this study, PI control, sliding mode control and higher order sliding mode control are proposed. The second objective is to develop state observers for sensorless control. Robust observers based on extended Kalman filter theory and sliding modes are synthesized to achieve this goal. Finally, the third objective is to make an analysis of electrical open-circuit faults of the electronic power stage using the signal approach in order to develop a methodology of automatic fault isolation.

