



Amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable

Abdoulaye Sarr

► To cite this version:

Abdoulaye Sarr. Amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable. Energie électrique. Université Paris Saclay (COmUE), 2018. Français. NNT : 2018SACLS533 . tel-02145225v2

HAL Id: tel-02145225

<https://theses.hal.science/tel-02145225v2>

Submitted on 3 Jun 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.

Amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable

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

Ecole doctorale n°575 Electrical, optical, bio-physics and engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie électrique

Thèse présentée et soutenue à Centralesupelec - Saclay, le 30 Novembre 2018, par

ABDOULAYE SARR

Composition du Jury :

M. Mohamed Benbouzid Professeur, Université Bretagne Occidentale (IRDL)	Président
M. Stephane Caux Professeur, Université de Toulouse (LAPLACE)	Rapporteur
M. Babak Nahid-Mobarakeh Professeur, Université de Lorraine (GREEN)	Rapporteur
M. Guillaume Krebs Maitre de conférence (HDR), Université Paris-Sud (GeePs)	Examineur
M. Demba Diallo Professeur, Université Paris-Sud (GeePs)	Directeur de thèse
Mme Imen Bahri Maitre de conférence, Université Paris-Sud (GeePs)	Co-encadrante

Remerciement

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire se sont déroulés au laboratoire Génie Electrique et Electronique de Paris (GeePs) au sein de l'équipe Actionnement et capteurs.

Je remercie particulièrement Monsieur Demba Diallo, professeur à l'Université Paris Sud, qui a dirigé cette thèse. Ses précieux conseils ont permis le bon déroulement de mes travaux. Je tiens à le remercier pour sa disponibilité permanente et ses encouragements tout au long de cette thèse.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à ma co-encadrante Madame Imen Bahri, maitre de conférences à l'Université Paris Sud, pour l'engagement et la rigueur avec lesquels elle a suivi ces travaux. Madame Bahri et Monsieur Diallo m'ont initié à la recherche scientifique depuis mon stage de master et ont participé de façon active à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie tout le personnel du laboratoire GeePs. J'exprime ma gratitude à son directeur Monsieur Claude Marchand, qui m'a accueilli dans son unité de recherche depuis mon stage de master. Je le remercie pour ses remarques et conseils pertinents. Avec son accord, le laboratoire a mis à ma disposition les moyens nécessaires au bon déroulement de mes travaux de recherche.

Un grand merci à tous mes collègues de l'équipe actionnement, particulièrement à Monsieur Guillaume Krebs, maitre de conférences à l'Université Paris Sud, pour sa grande disponibilité et à Monsieur Eric Berthelot, ingénieur de recherche au CNRS, qui m'a permis d'avancer plus rapidement dans la mise en place de la plateforme expérimentale.

Ce travail de recherche s'est bien déroulé grâce à l'aide et la collaboration de plusieurs personnes. J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Antoni Arias, professeur à l'université polytechnique de Catalogne (Barcelone), à Monsieur Loic Queval, professeur assistant à Centrale-Supelec et à Monsieur Roméo Ortéga, professeur à CentraleSupelec.

Je termine ces remerciements par une grande pensée à ma famille et à mes amis. Leur présence et leur soutien ont été d'une importance capitale tout au long de la thèse.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Travaux de recherche sur la Machine à Réluctance Variable	1
1.1 Introduction	2
1.2 Modélisation électromagnétique	2
1.2.1 Méthodes par éléments finis	2
1.2.2 Méthodes expérimentales	3
1.2.3 Méthodes analytiques	4
1.3 Fonctionnement en mode générateur	6
1.4 Optimisation de la commande	7
1.5 Commande tolérante aux défauts	8
1.6 Commande sans capteur mécanique	9
1.7 Réduction des ondulations de couple et des vibrations	10
1.8 Conclusion	11
2 Commande de la MRV en mode moteur et générateur	13
2.1 Introduction	14
2.2 Fonctionnement de la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) .	16
2.2.1 Présentation de la machine	16
2.2.2 Structure monophasée	17
2.2.3 Modèle électrique d'une phase de la machine	19
2.3 Expression du couple électromagnétique	20
2.3.1 Méthode des travaux virtuels	20
2.3.2 Définition de la coénergie	21
2.3.3 Couple électromagnétique en régime linéaire	22

2.3.4	Expression du couple électromagnétique moyen	23
2.3.5	Modèle électromécanique de la MRV	25
2.4	Modélisation électromagnétique de la machine	27
2.4.1	Modélisation par éléments finis avec Mrvsim	27
2.4.2	Caractéristiques électromagnétiques	28
2.4.3	Convertisseur Asymétrique à Demi Pont (CADP)	33
2.5	Fonctionnement de la MRV en mode moteur	35
2.5.1	Résultats de simulation	36
2.6	Fonctionnement de la MRV en mode générateur sur bus continu	39
2.6.1	Principe de fonctionnement de la GRV	39
2.6.2	Influence des angles de commande sur le courant	42
2.6.3	Connexion de la GRV à une charge DC active	45
2.7	Présentation du dispositif expérimental	47
2.7.1	Caractéristiques dynamiques de la GRV en boucle ouverte	49
2.7.2	Régulation de la tension du bus continu	53
2.8	Optimisation des paramètres de commande	58
2.8.1	Maximisation du rendement par optimisation itérative	58
2.8.2	Résultats de l'optimisation des paramètres de commande	63
2.8.3	Mesure du rendement de la génératrice	65
2.9	Conclusion	67
3	Génératrice à Réluctance Variable connectée au réseau alternatif	69
3.1	Introduction	70
3.2	Structure générale du système de conversion	71
3.3	Etude comparative des convertisseurs DC-AC	72
3.4	Connexion de la génératrice au réseau monophasé	74
3.4.1	Structure de la génératrice connectée au réseau monophasé	74
3.4.2	Principe de fonctionnement de l'onduleur	74
3.5	Structure générale de la commande	79
3.5.1	Contrôle de la partie mécanique : entrée du système	79
3.5.2	Contrôle de la partie électrique : sortie du système	82
3.5.3	Résultats de simulation	86
3.6	Connexion de la génératrice au réseau triphasé	90

3.6.1	Structure de la génératrice connectée au réseau triphasé	90
3.6.2	Transformation dans le référentiel de park	91
3.6.3	Modélisation du convertisseur DC-AC dans le repère (dq)	91
3.6.4	Modélisation du réseau AC	91
3.6.5	Modélisation du bus DC	93
3.6.6	Synthèse des correcteurs	94
3.6.7	Résultats de simulation	98
3.7	Conclusion	101
4	Commande sensorless de la MRV	103
4.1	Introduction	104
4.2	Méthodes basées sur la technique d'injection (M1)	106
4.2.1	Principe de fonctionnement	106
4.2.2	Estimation de l'inductance	107
4.2.3	Estimation de la position	108
4.2.4	Détermination de la durée des impulsions (ΔT)	109
4.2.5	Résultats de simulation (M1)	110
4.3	Estimation de la position basée sur le flux (M2)	113
4.3.1	Principe de fonctionnement	113
4.3.2	Estimation du flux	113
4.3.3	Estimation de la position	114
4.3.4	Résultats de simulation	114
4.3.5	Résultats expérimentaux	117
4.4	Estimation de la position basée sur les observateurs (M3)	119
4.4.1	Modèle mathématique du système (MRV)	120
4.4.2	Approximation de l'inductance	120
4.4.3	Formulation du problème d'observation	123
4.4.4	Observateur de flux	124
4.4.5	Simulation de l'observateur de flux	126
4.4.6	Observateur de position	129
4.4.7	Simulation de l'observateur de position	130
4.4.8	Observateur de vitesse	132
4.4.9	Simulation de l'estimateur du couple et de l'observateur de vitesse	135

4.5	Commande Tolérante aux Défauts	137
4.6	Conclusion	139
	Conclusion generale et perspectives	144
	Annexes	144
	Annexe A : Présentation du logiciel Mrvsim	154
	Annexe B : Caractéristiques de la MRV	154
	Annexe C : Annexe C : Preuve du Lemme 2	154
	Annexe D : Annexe D : Preuve de la Proposition 2	154
	Bibliographie.	163

Table des figures

1.1	Modélisation par Eléments Finis d'une MRV 18/12 [KKSC13]	3
1.2	Modélisation de la machine à réluctance par une méthode expérimentale (a) co-énergie, (b) couple statique, (-* mesuré par un couplemètre). [FRU93]	4
1.3	Comparaison entre la méthode EF et la méthode analytique pour MRV 8/6 mutuellement couplée. (a) flux , (b) couple [MTV17]	5
2.1	Fonctionnement 4 quadrants de la MRV	15
2.2	Machine à Réluctance Variable 8/6 4-phases	16
2.3	Position d'opposition de la MRV 8/6	18
2.4	Position de conjonction de la MRV 8/6	18
2.5	Profil idéalisé de l'inductance en fonction de la position électrique	19
2.6	Schéma électrique équivalent pour une phase de la MRV	20
2.7	Illustration de l'énergie et de la coénergie pour $\theta_e = 60^\circ$	22
2.8	Cycle énergétique de conversion et couple électromagnétique dans une MRV	24
2.9	Modèle électromécanique de la machine à réluctance variable 8/6 tétraphasée	26
2.10	Courbe enveloppe de la machine	28
2.11	Caractéristiques de flux de la MRV 8/6 obtenues par Mrvsim	30
2.12	Caractéristiques de l'inductance de la MRV 8/6 obtenues par Mrvsim	31
2.13	Caractéristiques de couple de la MRV 8/6 obtenues par Mrvsim	32
2.14	Convertisseur Asymétrique à Demi Pont	33
2.15	Structure générale de la commande de la MRV en mode moteur	35
2.16	Régulation de la vitesse	36
2.17	Evolution des paramètres de commande	37
2.18	Régulation du courant de phase	38
2.19	Modes de fonctionnement de la GRV	39

2.20	Profil de courant à basse et haute vitesse en mode générateur	41
2.21	Courant de phase en fonction de l'angle d'amorçage	43
2.22	Courant de phase en fonction de l'angle de conduction	43
2.23	GRV connectée à une charge DC	45
2.24	Courant d'excitation et courant de génération	46
2.25	Structure générale de la commande la MRV en mode générateur	47
2.26	Dispositif expérimental de la MRV	48
2.27	Schéma bloc du banc de test	48
2.28	Influence de l'angle d'amorçage sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $I_{ref} = 16 A$, $\theta_p = 150^\circ$, $R_L = 15 \Omega$, $\omega = 800 tr/mn$	50
2.29	Influence de l'angle de conduction sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $I_{ref} = 16 A$, $\psi = 180^\circ$, $R_L = 15 \Omega$, $\omega = 800 tr/mn$	51
2.30	Influence du courant de référence sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $\psi = 180^\circ$, $\theta_p = 150^\circ$, $R_L = 15 \Omega$, $\omega = 800 tr/mn$	51
2.31	Influence de la vitesse sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $I_{ref} = 16 A$, $\psi = 180^\circ$, $\theta_p = 150^\circ$, $R_L = 15 \Omega$	52
2.32	Influence de la charge sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $I_{ref} = 16 A$, $\psi = 180^\circ$, $\theta_p = 150^\circ$, $\omega = 800 tr/mn$	52
2.33	Schéma de la Régulation de la tension du bus continu	53
2.34	Schéma simplifié de la Régulation de la tension bus	54
2.35	Evolution de la tension du bus pour différentes valeurs de référence	55
2.36	Régulation de la tension du bus avec une perturbation de vitesse	56
2.37	Régulation de la tension bus pour une charge variable	57
2.38	Bilan de puissance en mode moteur	60
2.39	Bilan de puissance en mode générateur	61
2.40	Algorithme d'optimisation du rendement	62
2.41	Rendement global en mode moteur et en mode générateur	63
2.42	Courant de référence en mode moteur et en mode générateur	64
2.43	Angle d'amorçage en mode moteur et en mode générateur	64
2.44	Angle de conduction en mode moteur et en mode générateur	65
2.45	Mesure des puissances	66
2.46	Mesure du rendement	66

3.1	Connexion de la GRV au réseau alternatif	71
3.2	Différentes topologies de convertisseurs DC-AC	72
3.3	GRV connectée au réseau alternatif monophasé	74
3.4	Structure d'un onduleur de tension monophasé à deux cellules de commutation	75
3.5	Exemple d'une MLI unipolaire classique	75
3.6	Formes d'onde de la tension de sortie	78
3.7	Commande de la génératrice connectée au réseau monophasé	79
3.8	Régulation du couple de la MCC	79
3.9	Régulation de la vitesse de la génératrice	81
3.10	Régulation de la tension du bus continu	83
3.11	Régulation du courant réseau	84
3.12	Diagramme de bode du système en boucle ouverte	86
3.13	Régulation de la vitesse et du couple	86
3.14	Puissance mécanique et puissance réseau	87
3.15	Régulation de la tension du bus DC	87
3.16	Régulation du courant de réseau	88
3.17	Erreur moyenne quadratique	88
3.18	Spectre du courant réseau	89
3.19	Structure de la GRV connectée au réseau triphasé	90
3.20	Régulation de la tension du bus DC et de la puissance réactive	94
3.21	Régulation de la tension du bus continu	95
3.22	Régulation de la puissance réactive	95
3.23	Régulation de la vitesse et du couple	98
3.24	Puissance mécanique et puissance réactive	98
3.25	Régulation des courants i_d et i_q	99
3.26	Régulation de la tension du bus continu	99
3.27	ir-vr	100
3.28	FFT de la tension et du courant	100
4.1	Différentes approches d'estimation de la position	105
4.2	Intervalles de conduction	106
4.3	Principe de l'injection	107
4.4	Schéma synoptique de la méthode d'inductance	108

4.5	Sensibilité de la méthode d'injection au nombre d'impulsions	110
4.6	Sensibilité de la méthode d'injection à la vitesse	111
4.7	Sensibilité de la méthode d'injection au couple	112
4.8	Schéma synoptique de la méthode du flux	114
4.9	Sensibilité de la méthode du flux à la vitesse	115
4.10	Sensibilité de la méthode à la charge	116
4.11	Schéma bloc du banc expérimental	117
4.12	Résultats expérimentaux	118
4.13	Principe de l'observateur	119
4.14	Schéma bloc de la commande sensorless de la MRV	119
4.15	Réseau d'inductance obtenu par Mrvsim	122
4.16	Estimation de l'inductance	122
4.17	Influence de Γ ($\omega = 500 \text{ tr/mn}$, $T_e = T_n$)	126
4.18	Influence de la vitesse sur l'observateur de flux ($\Gamma = 1$, $T_e = T_n/2$)	127
4.19	Influence du couple sur l'estimateur de flux ($\Gamma = 1$, $\omega = 100 \text{ tr/mn}$)	127
4.20	Courants des quatre phases de la machine	128
4.21	(G_1, G_2)	130
4.22	Influence de la vitesse sur l'estimateur de position ($T_e = T_n$)	131
4.23	Influence du couple sur l'estimateur de position ($\omega = 600 \text{ tr/mn}$)	131
4.24	Influence de la constante de temps sur l'estimation du couple	135
4.25	Influence de la matrice de gain sur l'estimation de la vitesse	136
4.26	Schéma de la commande tolérante sans capteur mécanique	137
4.27	Commande tolérante (position reconstruite par la technique d'injection)	138
4.28	Commande tolérante (position reconstruite par l'intégration du flux)	138
4.29	Commande tolérante (position reconstruite par l'observateur adaptatif)	138
30	Dessin 2D de la machine obtenu par Mrvsim	145
31	Menu principal de Mrvsim	145
32	Principales fonctions de Mrvsim	146
33	Menu point singulier	147

Liste des tableaux

2.1	Commande des interrupteurs pour un fonctionnement moteur	33
2.2	Commande des interrupteurs pour un fonctionnement générateur	42
2.3	Courant maximal généré en fonction des angles d'excitation	44
2.4	Ondulation de la tension du bus en fonction de la tension de référence	55
2.5	Ondulation de la tension du bus en fonction de la vitesse	56
2.6	Ondulation de la tension du bus en fonction de la résistance de charge	57
2.7	Plage des paramètres de commande en mode moteur	62
2.8	Plage des paramètres de commande en mode générateur	63
3.1	Calcul de signaux de commutation	76
3.2	Paramètres de la machine à courant continu	80
3.3	Calcul du THD	89
3.4	Calcul des paramètres	96
3.5	Paramètres des correcteurs	97
3.6	Paramètres des correcteurs pour $a = 3$ et $f_{pwm} = 10^4 \text{ Hz}$	97
4.1	Durée des impulsions en fonction de la vitesse	109

Nomenclature

α	rapport cyclique
η	Rendement global
ω	Vitesse de rotation
ω_b	Vitesse de base
ω_e	Pulsation électrique
ω_{max}	Vitesse maximale
ω_n	Vitesse nominale
ω_{ref}	Vitesse de référence
ω_r	pulsation du réseau
ϕ	Flux embrassé par une phase
ϕ_M	Flux maximal
ϕ_m	Flux minimal
ψ	Angle d'amorçage
ρ	coefficient de réglage de la tension
θ	Position mécanique
θ_e	Position électrique
θ_p	durée de conduction
B	Champ magnétique
$C_\omega(s)$	Correcteur de la vitesse de MRV

C_{DC}	Condensateur du bus continu
$C_{Ir}(s)$	Correcteur du courant réseau
$C_T(s)$	Correcteur du correcteur du couple de la MCC
$C_V(s)$	Correcteur du bus continu
E	Force électromotrice
e	Longueur de l'entrefer de la MRV
F	Coefficient de frottement
f_d	Fréquence de découpage
f_e	fréquence électrique
f_r	Fréquence du réseau
I_C	Courant du bus continu
i_{DC}	Courant du bus continu
I_{eff}	Courant efficace d'une phase de la MRV
I_{GRV}	Courant généré par la GRV
i_j	Courant de la phase j de la MRV
I_L	Courant circulant dans la charge
I_{ref}	Courant de référence d'une phase de la MRV
i_r	Courant du réseau monophasé
J	Coefficient d'inertie
L	Inductance
L_M	Inductance maximale
L_m	Inductance minimale
L_r	Inductance du filtre réseau
m	Signal de modulation
n	Indice de modulation

N_r	Nombre de dents rotoriques
N_s	Nombre de dents statoriques
P	Puissance
P_{AC}	Puissance du réseau
P_{com}	Pertes par commutation
P_{cond}	Pertes par conduction
P_{conv}	Pertes au niveau du convertisseur
P_{DC}	Puissance du bus continu
P_{em}	Puissance électromagnétique
P_e	Puissance électrique
P_F	Pertes par courant de Foucault
P_H	Pertes par hystérésis
P_J	Pertes Joule
P_{meca}	Pertes mécaniques
P_m	Puissance mécanique
P_n	Puissance nominale
q	Nombre de phases de la MRV
R	Taux de modulation
r	Résistance des enroulements statoriques
R_L	Résistance de charge
R_r	Résistance du filtre réseau
T_{ej}	Couple monophasé de la phase j
T_e	Couple électromagnétique
T_L	Couple de charge
T_{max}	Couple maximal

T_{moy} Couple électromagnétique moyen

T_n Couple nominale

T_{ref} Couple de référence

u_j Tension de la phase j de la MRV

V_{DC} Tension du bus continu

v_{pwm} Tension de sortie de l'onduleur

v_r Tension du réseau monophasé

W Energie

W_{cmag} Conergie

W_{em} Energie électromagnétique

W_e Energie électrique

W_{mag} Energie magnétique

W_m Energie mécanique

Introduction générale

A cause de l'épuisement avancé des réserves d'énergies primaires fossiles et en raison des menaces immédiates du changement climatique sur les sociétés humaines et sur la planète, la maîtrise de la production et de la consommation de l'énergie est indispensable pour réduire les émissions de gaz à effet de serre et le coût énergétique mondial. Cet objectif d'économie d'énergie passe nécessairement par une meilleure utilisation des machines électriques. En effet, les machines électriques sont les dispositifs les plus importants dans les systèmes industriels. Grâce à l'avènement de l'électronique de puissance et l'amélioration des systèmes d'alimentation, elles occupent une place croissante tant dans la génération d'énergie qu'en actionnement. Aujourd'hui leur champ d'application est de plus en plus étendu, il va de la robotique au domaine des transports en passant par les applications électroménagères. A titre d'exemple, 70 % de la consommation d'électricité dans l'industrie est dédiée au fonctionnement des machines électriques (30 % pour la compression, 20 % pour le pompage, 13 % pour la ventilation et 37 % pour les systèmes d'entraînement) [Som18]. Il va de soit que les machines électriques jouent un rôle prépondérant dans l'économie d'énergie. Il est donc urgent de concevoir des machines plus performantes énergétiquement en agissant à la fois sur leur conception et sur leur contrôle afin de réduire la pollution de l'environnement et baisser la facture énergétique.

Il existe plusieurs types de machine qui se différencient selon leurs applications et leurs gammes de puissance. Traditionnellement la Machine à Courant Continu (MCC) était l'actionneur le plus utilisé grâce au contrôle facile du couple et de la vitesse à partir de la tension de l'induit sans l'utilisation d'un variateur de fréquence. Elle a aussi l'avantage d'un raccordement direct aux sources d'énergie telles que les batteries et les accumulateurs. Mais aujourd'hui la MCC est sur le déclin. En effet son principal défaut réside dans son système balais-collecteur. Ce dernier est couteux, complexe à réaliser et s'use avec le temps. La MCC est progressivement concurrencée par les machines à courant alternatif dans les applications de forte puissance. A l'origine, la Machine Asynchrone (MA) ou machine à induction était utilisée simplement en mode moteur. Mais avec le

développement de la microélectronique et des variateurs de fréquence qui permettent de régler la vitesse, elle est aujourd'hui largement utilisée en mode générateur. Son domaine d'application est de plus en plus étendu. On la retrouve principalement dans les génératrices éoliennes et dans les transports en passant par l'électroménager. Actuellement la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) est la plus répandue. Elle est utilisée dans les systèmes de traction grâce à ses performances intéressantes telles qu'un couple massique et une puissance massique élevés et un bon rendement. Elle présente donc un avantage sur le plan performance/volume. Mais cet avantage de la MSAP est limité par le coût des aimants qui a considérablement augmenté ces dernières années et le fait qu'elle n'est pas adaptée à fonctionner à des températures supérieures à 200°C .

La présente étude a pour objectif d'améliorer l'efficacité énergétique et la sûreté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable. Comme toutes les machines électriques tournantes, la Machine à Réluctance Variable (MRV) est constituée d'une partie fixe (le stator) et d'une partie mobile (le rotor). Son fonctionnement est basé sur l'interaction du stator et du rotor pour maximiser le flux qui les traverse. Cette machine présente des caractéristiques intéressantes qui suscitent actuellement l'intérêt de beaucoup de chercheurs et d'industriels. En effet, grâce à son rotor passif, composé uniquement de matériaux ferromagnétiques et démunie de tout enroulement électrique, la MRV présente une structure simple et un moment d'inertie faible. L'absence de balais-collecteur lui confère une certaine robustesse et une maintenance relativement facile comparativement à la MCC. L'absence d'aimants au rotor réduit considérablement le coût de la machine et lui permet de fonctionner dans des environnements sévères sous des températures élevées contrairement à la MSAP.

Le principe de la réluctance variable est l'une des plus anciennes techniques utilisées pour la conversion électromécanique. La paternité de la MRV est généralement attribuée à Robert Davidson [Kri01] qui a utilisé en premier une MRV de six tonnes pour entraîner une locomotive ferroviaire de Edinburg à Glasgow à quatre miles par heure en 1842. Quelques applications vont vite voir le jour notamment dans les systèmes d'horlogerie (horloge de Froment, 1854), dans les petits moteurs de jouets, dans les systèmes de transmission électrique (synchromachines des bateaux de guerre, rasoirs électriques). La MRV était utilisée aussi pour la génération de courants hautes fréquences (jusqu'à 20 kHz) dans l'alimentation des fours à induction et dans l'émission d'ondes radio [Mul94a].

Le développement rapide de la machine à réluctance variable au 19^e siècle est freiné par la concurrence des machines à courant continu et des machines alternatives. A l'époque, la MRV fut

handicapée par la commutation mécanique des phases, si bien qu'elle fut délaissée au profit des autres actionneurs. Cependant, le principe à réluctance variable n'a jamais disparu, il continuait à occuper une place marginale sans réel développement industriel. Il a fallu attendre le début des années 1970 pour voir le renouveau de la machine à réluctance variable [Mil01]. Mais, c'est à partir des années 1980 qu'elle a commencé à susciter un réel intérêt de la part des chercheurs et des industriels. Ce développement fulgurant est favorisé par :

- L'avènement d'interrupteurs de puissance performants (Transistor bipolaire, Mosfet, Igbt) qui remplaceront les commutateurs mécaniques et permettent une régulation de courant à des fréquences plus élevées.
- Le développement de microprocesseurs (Dsp, Pic,...) puissants, rapides et économiques et l'arrivée de circuits intégrés (Fpga) qui permettent l'implémentation d'algorithmes de commande plus complexes et plus robustes.
- Le développement d'ordinateurs plus performants avec des langages de programmation avancés (Matlab-simulink, langage C, Vhdl,...) et des méthodes de calculs numériques par éléments finis puissantes (Femm, Maxwell 2D,...)

Comme toutes les machines électriques, en alimentant convenablement ses différentes phases, la machine à réluctance variable est réversible et susceptible de se comporter tantôt en moteur, tantôt en générateur, dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. Beaucoup de publications ont été faites ces deux dernières décennies sur l'utilisation de la MRV en mode moteur ([AABS15] [XLA15] [RSI⁺14]). Par contre, peu de travaux sont consacrés au fonctionnement de la Génératrice à Réluctance Variable (GRV), du fait, peut être, de l'apparence passive de cette machine qui ne laisserait pas entrevoir immédiatement son caractère réversible [Mul94b]. Eu égard à ses nombreux avantages sus-cités, l'utilisation de la GRV peut être très pertinente dans certaines applications. D'une part, sa construction simple et sa robustesse intrinsèque sont recherchées dans les applications à très haute vitesse telles que les micro-turbines à gaz ([FJHJ95]), les applications de type automobile ([HSCJ14] [SNH12]), et les systèmes aéronautiques ([VTB⁺14] [BDEG17]), où la sécurité des usagers est mise en jeu. D'autre part, sa simplicité de construction et son faible moment d'inertie font que la GRV est aujourd'hui un candidat potentiel pour des applications basse vitesse telles que les génératrices éoliennes ([MMM⁺14] [CCF⁺15]).

Malgré ses avantages en termes de simplicité de construction, de coût et de robustesse, l'utilisation de la machine à réluctance variable dans le milieu industriel reste très limitée. Deux facteurs

sont à l'origine de cela : un bruit acoustique important (qui peut être d'origine mécanique, électromagnétique et aérodynamique) et une forte ondulation de couple qui est due à la façon dont les phases de la machine sont alimentées. En outre, le fonctionnement de la MRV nécessite l'utilisation d'un capteur mécanique pour connaître la position du rotor pour la commande de la machine. Dans ce contexte, des efforts à la fois sur la conception et sur la commande doivent être menés pour améliorer l'efficacité énergétique et la sûreté de fonctionnement de cet actionneur à réluctance variable afin de le rendre compatible à des applications grand public.

Contribution de la thèse

Le travail proposé dans cette thèse porte sur la commande de la machine à réluctance variable de type 8/6, déjà conçue et disponible au laboratoire GeePs (Génie Electrique et Electronique de Paris). On s'intéressera à la commande de la machine en modes moteur et générateur. Dans un premier temps, il s'agira de développer des lois de commande robustes aux perturbations (fluctuations de la vitesse et de la charge), qui soient tolérantes aux défauts, efficaces énergétiquement et qui permettent de garantir des performances élevées en minimisant les ondulations de couple et les pertes. Dans un second temps, il s'agira de concevoir des lois de commande sans capteur mécanique (sensorless) afin d'assurer la surveillance de l'actionneur et la continuité de service en cas de panne d'un capteur de position.

Dans le chapitre 1 nous dresserons l'état de l'art sur la commande de la machine à réluctance variable. Les travaux de recherche actuels portent principalement sur la modélisation électromagnétique, le fonctionnement quatre quadrants, l'optimisation de la commande selon un critère de minimisation des ondulations de couple ou de maximisation du rendement, la commande sans capteurs mécaniques, la commande tolérante aux défauts et la réduction des vibrations de la machine.

Dans le chapitre 2 nous aborderons la commande de la MRV en modes moteur et générateur. Nous commencerons par une présentation du principe de conversion d'énergie par réluctance variable. Ensuite le modèle électromagnétique de simulation sera présenté. Il est obtenu par la méthode des éléments finis à partir d'un logiciel de simulation numérique Mrvsim développé sous Matlab. La commande de la machine en mode moteur sera d'abord abordée. Il s'agira de contrôler la vitesse de rotation et le couple de la machine. Elle sera suivie par la commande de la machine en mode générateur débitant sur bus continu. L'objectif de la commande de la génératrice sera de maintenir la tension du bus continu constante malgré les variations de la vitesse et de la charge. Ce chapitre se terminera par l'optimisation des angles de commande des interrupteurs et du courant

de référence afin de maximiser le rendement de conversion.

Le chapitre 3 sera consacré à la connexion de la génératrice à réluctance variable au réseau alternatif monophasé ou triphasé pour une application éolienne. Un onduleur est utilisé pour convertir la tension continu à la sortie de la génératrice en une tension alternative semblable à celle du réseau. Dans un premier temps, nous présenterons le contrôle de la partie mécanique : la régulation de la vitesse sera assurée par le convertisseur de la GRV et le couple est imposé par une machine à courant continu utilisée ici pour simuler le rôle de la turbine de l'éolienne. Nous aborderons ensuite le contrôle de la partie électrique. La synchronisation avec le réseau est assurée par une boucle de verrouillage de phase. Le premier objectif sera de maintenir la tension du bus continu à sa valeur nominale malgré les perturbations. Le second objectif est de contrôler la qualité du courant injecté dans le réseau. Pour la connexion au réseau monophasé, on comparera l'effet de trois correcteurs (PI, Résonant et P-Résonant) sur le contrôle du courant réseau. Pour la connexion au réseau triphasé, la tension du bus et la puissance réactive sont contrôlées indépendamment et respectivement par les courants direct et en quadrature du référentiel de Park à l'aide de correcteurs PI.

La commande sensorless de la MRV sera traitée dans le quatrième et dernier chapitre. Nous présenterons trois méthodes d'estimation de la position. La première est basée sur la technique d'injection, elle consiste à envoyer des impulsions de tension dans chaque phase non active de la machine, puis, en se basant sur la caractéristique de l'inductance, il est possible de trouver une estimation de la position. La deuxième est basée sur la mesure des grandeurs électriques et sur la caractéristique de flux pour obtenir la position. La troisième est basée sur les observateurs adaptatifs. Les trois méthodes seront évaluées en simulation, mais par manque de temps, seule la deuxième sera testée expérimentalement. Une étude comparative des trois stratégies sera présentée afin de voir les limites et les avantages de chacune suivant le point de fonctionnement (couple - vitesse) de la machine.

Enfin, nous tirerons des conclusions sur les travaux présentés dans ce mémoire et proposerons des perspectives sur les travaux futurs.

Liste des publications

Conférences internationales

- A. Sarr, I. Bahri, D. Diallo, E. Berthelot. Sensorless control of switched reluctance machine. *42nd Annual Conference of the IEEE IECON*, 3 - 26 Oct 2016, Florence, Italie
- A. Sarr, D. Nguyen, I. Bahri, D. Diallo. Optimal control strategy of switched reluctance generator. *Conference Electrimacs 4* - 6 Juil 2017, Toulouse, France.

Conférences nationales

- A. Sarr, I. Bahri, D. Diallo Commande sans capteur mécanique de la machine à réluctance variable. *Conference Jeunes Chercheurs en Genie Electrique*, 30 Mai - 1er Juin 2017, Arras, France.
- A. Sarr, I. Bahri, D. Diallo, A. Arias. Connexion de la génératrice variable au réseau alternatif monophasé. *SGE 2018 - Symposium de genie électrique*, 3 - 5 Juil 2018, Nancy, France.

Revue internationale

- R. Ortega, A. Sarr, I. Bahri, D. Diallo. Adaptive State Observers for Sensorless Control of Switched Reluctance Motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, DOI 10.1002/rnc.4420, Nov 2018.

Revue nationale

- A. Sarr, I. Bahri, D. Diallo Commande sensorless de la MRV - Méthodes d'estimation de la position. *La revue 3EI n° 89*, pages : 55 - 61, Juil 2017.

Chapitre 1

Travaux de recherche sur la Machine à Réluctance Variable

Sommaire

1.1	Introduction	2
1.2	Modélisation électromagnétique	2
1.2.1	Méthodes par éléments finis	2
1.2.2	Méthodes expérimentales	3
1.2.3	Méthodes analytiques	4
1.3	Fonctionnement en mode générateur	6
1.4	Optimisation de la commande	7
1.5	Commande tolérante aux défauts	8
1.6	Commande sans capteur mécanique	9
1.7	Réduction des ondulations de couple et des vibrations	10
1.8	Conclusion	11

1.1 Introduction

Les travaux de recherche sur la Machine à Réductance Variable (MRV) se sont accélérés depuis deux décennies. Les travaux actuels portent principalement sur les thématiques suivantes : le dimensionnement et la modélisation électromagnétique, l'utilisation de la machine en mode moteur pour la traction, le fonctionnement en mode générateur, la commande sans capteur mécanique de position, la commande tolérante aux défauts, l'optimisation du contrôle pour améliorer le rendement et la réduction des vibrations,

1.2 Modélisation électromagnétique

La modélisation des phénomènes électromagnétiques dans la machine à réductance variable constitue un axe de recherche important. Il s'agit de trouver les caractéristiques électromagnétiques du flux, de l'inductance et du couple en fonction du courant et de la position du rotor. Trois approches sont principalement utilisées pour la modélisation de la MRV. La première est basée sur les calculs par éléments finis [PRPB05], la deuxième s'appuie sur des mesures expérimentales [CW97] [NKDM13] [FRG16], enfin, il existe des modèles basés sur des calculs analytiques [Rad95] [MTV17] [VV00].

1.2.1 Méthodes par éléments finis

Grâce à la finesse de la représentation qu'elles permettent d'obtenir, les méthodes de calcul par éléments finis sont très utilisées pour la modélisation et le dimensionnement. Elles permettent de calculer les caractéristiques magnétiques et électromécaniques en se basant sur les paramètres géométriques (dimensions de la machine, nombre de dents, longueur de l'entrefer, ...), sur les propriétés magnétiques et mécaniques du stator, du rotor et de l'entrefer (nombre de spires, courant d'excitation, ...) et sur le point de fonctionnement de la machine (vitesse de rotation, couple, ...). Elles donnent les caractéristiques de flux et de couple à partir d'interpolations linéaires de tableaux de points discrets du courant et de la position. Les tableaux peuvent ensuite être utilisés par exemple pour la simulation dynamique de la MRV avec des logiciels métier tels que Matlab-Simulink. Dans [KKSC13], les auteurs présentent une comparaison entre une modélisation par éléments finis 2D et 3D d'une MRV 18/12 pour véhicule électrique. C'est une machine 60 kW, 207 Nm avec une densité de couple élevée 35 Nm/L. Le modèle 3D présente une meilleure précision, l'erreur sur

le couple par rapport à la mesure est de 3.1 % contre 13.9 % pour le modèle 2D. En revanche, les temps de calcul sont de deux heures pour le modèle 2D et soixante douze heures (trois jours) pour le modèle 3D. Les modèles 2D peuvent être utilisés en cas de besoin de résultats rapides et peu précis.

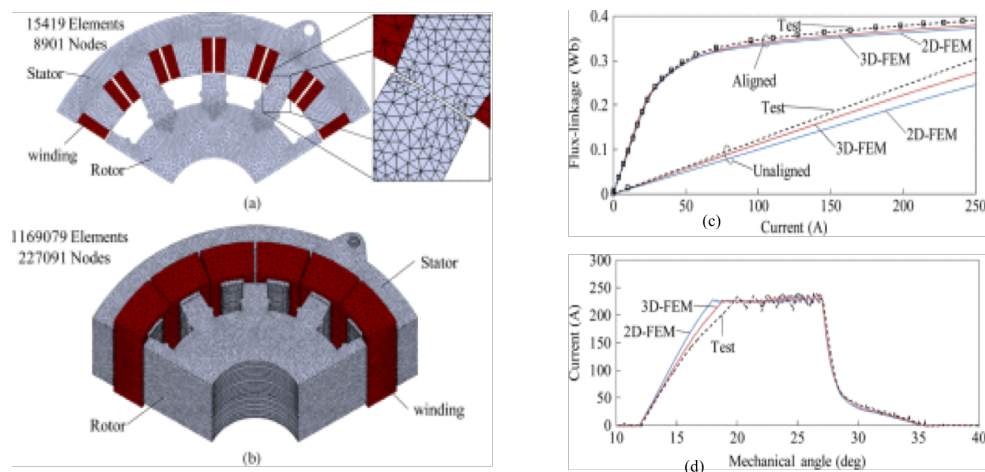


FIGURE 1.1 – Modélisation par Eléments Finis d'une MRV 18/12 [KKSC13]

1.2.2 Méthodes expérimentales

Comme la méthode des éléments finis, les méthodes expérimentales sont basées aussi sur des "lookup tables". Les réseaux de flux et de couple sont obtenus à partir de mesures expérimentales statiques et sont stockés dans des tableaux à trois dimensions. Dans [FRU93], les auteurs proposent une technique simple pour mesurer le flux et le couple en intégrant la force électromotrice (fem) mesurée par une bobine test placée sur un pôle du stator. En effet, en bloquant le rotor à une position bien connue et en négligeant le couplage entre phases de la MRV, la force électromotrice dépend uniquement de la variation du flux. La coénergie est ensuite calculée en intégrant les courbes de saturation du flux. La Figure 1.2 (a) montre les courbes de coénergie de la MRV testée obtenues à partir de 21 courbes de saturation, chacune mesurée sur 20 valeurs de courant avec un pas de 1 A. Les courbes de la coénergie sont reconstruites sur 500 points à partir d'une interpolation parabolique. La caractéristique de couple est enfin déduite en calculant la dérivée de la coénergie en fonction de la position. La Figure 1.2 (b) montre que le réseau de couple obtenu par cette méthode est proche de celui mesuré par le couplemètre.

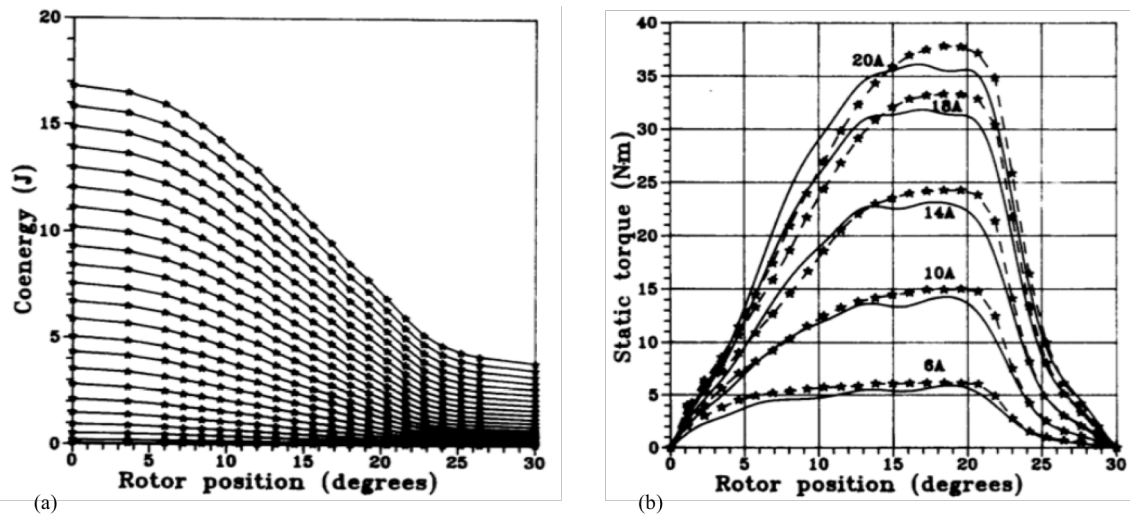


FIGURE 1.2 – Modélisation de la machine à réluctance par une méthode expérimentale (a) coénergie, (b) couple statique, (-* mesuré par un couplemètre). [FRU93]

Les méthodes par éléments finis et les méthodes expérimentales ont l'avantage de prendre en compte l'effet de la saturation magnétique et des non linéarités. Par contre, elle sont limitées par l'interpolation linéaire des caractéristiques qui réduit la précision. Pour améliorer la finesse, il faut réduire le pas de discrétisation, mais cela implique des tableaux de tailles plus grandes et des temps de calcul plus élevés. Les méthodes expérimentales présentent l'inconvénient supplémentaire qu'il faut disposer de la machine et de l'instrumentation adéquate.

1.2.3 Méthodes analytiques

Il est difficile de trouver une relation mathématique du flux et du couple en fonction du courant et de la position à cause des non linéarités de la MRV dues à la saturation des circuits magnétiques. Mais, en supposant le courant d'alimentation suffisamment faible par rapport au courant de saturation de la machine, on peut trouver un modèle analytique qui permet de décrire le comportement électromagnétique de la MRV. Les méthodes analytiques permettent de réduire le temps de calcul et l'espace mémoire utilisé, mais, la précision du calcul dépend de la finesse du modèle choisi. Le modèle analytique peut être utilisé pour le calcul des paramètres de la machine et pour la synthèse des lois de commande.

Les méthodes analytiques sont basées sur la géométrie de la machine et sur les propriétés magnétiques des matériaux utilisés. Une méthode analytique est présentée dans [VV00]. Cette

méthode simple et rapide tient compte des non linéarités de la caractéristique de flux mais elle ne considère pas l'effet du couplage entre les différentes phases de la machine. [MTV17] présente une nouvelle approche analytique qui prend en compte l'interaction mutuelle entre deux ou plusieurs phases actives de la machine. Le flux élémentaire dépend des courants de toutes les phases actives simultanément. Elle permet une modélisation plus précise de la machine que les méthodes analytiques classiques qui considèrent un découplage des phases. Les Figures 1.3(a) et (b) montrent les variations du flux et du couple en fonction de la position obtenues par la méthode des EF et la méthode analytique tenant compte du couplage mutuel entre les différentes phases d'une MRV 8/6. Les résultats montrent que cette méthode analytique permet d'obtenir une bonne précision avec une erreur sur le couple inférieure à 1 % par rapport à la méthode de calcul par EF prise comme référence.

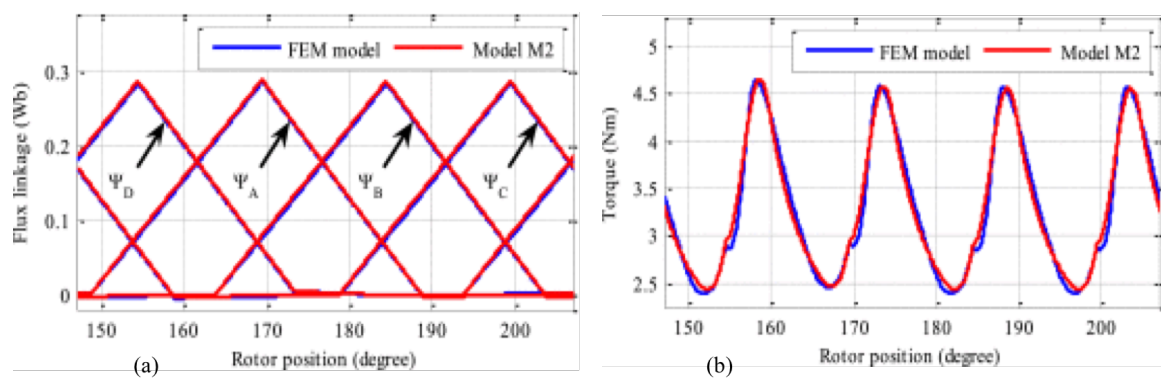


FIGURE 1.3 – Comparaison entre la méthode EF et la méthode analytique pour MRV 8/6 mutuellement couplée. (a) flux , (b) couple [MTV17]

En conclusion, le choix de la méthode de modélisation dépend de l'objectif. Pour dimensionner une machine ou analyser avec finesse l'évolution des grandeurs physiques, le modèle EF sera préféré même s'il peut être couplé avec des modèles analytiques lors des phases d'optimisation des paramètres de la machine. En revanche pour la synthèse des lois de commande ou l'analyse macroscopique, les modèles analytiques seront privilégiés même si là encore on peut envisager une phase initiale avec un modèle EF qui permette d'obtenir les paramètres des circuits électriques équivalents à la base des modèles analytiques.

1.3 Fonctionnement en mode générateur

La Génératrice à Réluctance Variable (GRV) est une candidate potentielle dans les applications où la robustesse et la tolérance aux défauts sont les principaux critères recherchés. La demande croissante en énergie électrique dans l'automobile et le besoin des constructeurs d'avoir des systèmes de plus en plus fiables et compacts, font qu'une attention particulière est portée ces dernières années sur l'étude des GRV comme alerno-démarrreur. Le but recherché est d'avoir une machine capable de fonctionner en mode moteur pour démarrer le moteur thermique, ensuite de fonctionner en mode génératrice pour charger la batterie et alimenter les équipements électriques de bord.

L'article [Tor02] présente le principe de conversion d'énergie d'une GRV 6 kW conçue pour la fonction alerno-démarrreur dans une application automobile. La structure du contrôleur est identique à celle en mode moteur. En basse vitesse (en dessous de la vitesse de base), la génératrice est commandée en courant par un découpage à hystérésis ou bien une modulation de la largeur d'impulsion. Pour des vitesses supérieures à la vitesse de base une commande pleine onde de la tension est utilisée. Pour le fonctionnement en mode générateur les auteurs ne cherchent pas à contrôler directement le couple, ils cherchent plutôt à réguler la puissance (ou la tension du bus) de sortie de la génératrice pour fournir la puissance demandée avec le rendement maximal.

La génératrice à réluctance variable constitue également une solution intéressante dans les applications éoliennes à basse vitesse [YLD14a] [HWLL15] [BAG⁺15a]. Dans la thèse [Mor05], la modélisation et l'optimisation d'une génératrice à réluctance variable directement couplée à l'éolienne est présentée. La génératrice tourne à 50 tr/mn sous une puissance nominale de 10 kW et un couple de 2000 Nm . Pour cette application la vitesse de rotation est régulée par rapport à la vitesse du vent de façon à maximiser le rendement de conversion. Deux boucles de régulation sont implémentées : une boucle externe de régulation de la tension du bus continu et une boucle interne de régulation des courants de phase de la génératrice.

1.4 Optimisation de la commande

Le fonctionnement de la MRV comprend une étape de magnétisation et une étape de démagnétisation des phases. L'excitation est assurée par le convertisseur à demi pont en fermant les interrupteurs lorsque la position est comprise entre les angles de commande θ_{on} et θ_{off} , qui correspondent au début et à la fin de l'alimentation. Pour le fonctionnement en mode moteur, la magnétisation commence à la position d'opposition $\theta_{on} = 0^\circ$ (lorsque l'inductance est minimale). Pour un fonctionnement générateur de la MRV l'excitation commence à la position de conjonction dans notre cas $\theta_{on} = 180^\circ$ (lorsque l'inductance est maximale). En revanche, pour des vitesses élevées (au delà de la vitesse de base), l'angle de début de magnétisation est avancé. La phase d'excitation commence avant la conjonction en mode générateur pour augmenter l'énergie produite pendant la phase de génération. Un choix judicieux des angles de commande est primordial pour garantir un fonctionnement performant et efficace de la machine à réluctance variable. Des angles de commande optimaux permettent une réduction des ondulations de couple et une maximisation du rendement. Différentes méthodes sont utilisées pour l'optimisation des angles. Dans [SNH12] une stratégie de commande d'une génératrice triphasée 1 kW basée sur le réglage en temps réel des angles θ_{on} et θ_{off} est proposée. L'objectif est de trouver les angles qui maximisent le rendement, minimisant en même temps les ondulations du courant de charge. Le contrôle de θ_{on} est assuré par un correcteur proportionnel intégral pour délivrer la puissance de sortie demandée par la charge. Un algorithme permet de trouver θ_{off} optimal qui donne une ondulation de courant minimale et un rendement maximal.

Une autre approche est proposée dans [MSKT00]. Le but ici est de fournir une puissance donnée avec le rendement le plus élevé en minimisant les pertes. La stratégie qui est proposée ici est de choisir le couple optimal qui correspond au courant efficace minimal dans chaque phase pour délivrer la puissance demandée. L'optimisation de la commande se fait à partir d'un calcul par éléments finis. Des cartographies reliant le courant du bus continu avec les angles de commutation, la tension du bus et la vitesse de rotation sont construites. Elles permettent de trouver les angles de commutation optimaux (ψ_{opt} et θ_{p-opt}). Ces paramètres optimaux permettent de minimiser les pertes par commutation, les pertes par conduction des interrupteurs ainsi que les pertes Joule. L'avantage de cette méthode hors ligne se trouve dans sa simplicité, par contre elle nécessite des ressources importantes en espace mémoire pour stocker les cartographies. Cette commande est testée sur une GRV 6 kW à haute vitesse 5000 tr/mn alimentée par un onduleur à demi pont.

Un calcul analytique des angles d'excitation θ_{on} et θ_{off} optimaux pour maximiser la puissance

de sortie de la génératrice à réluctance variable est proposé dans [SCLC12]. Ils sont calculés en fonction de la vitesse de rotation, de la tension du bus et du flux.

Dans [VBG⁺01] les auteurs présentent une stratégie de commande basée sur un résultat empirique permettant un contrôle en boucle ouverte. L'étude porte sur une MRV 6/4 triphasée 5 kW, destinée à une application automobile. Elle est contrôlée en courant au démarrage, pour délivrer un couple de 140 Nm pour démarrer le moteur thermique. Quand la vitesse de base est atteinte, la MRV passe en mode générateur. Des simulations et des essais expérimentaux ont permis de trouver une relation très simple entre les angles d'excitation qui permettent de maximiser le courant de sortie : " $\psi - \theta_p = 70^\circ$ ". Cette relation est vérifiée sur toute la plage de vitesse. Elle offre une possibilité simple de contrôler le courant en boucle ouverte dans la mesure où les angles de commande peuvent être calculés en fonction de la vitesse ou du courant.

1.5 Commande tolérante aux défauts

La structure de la machine à réluctance variable est différente de celle des autres machines électriques dans la mesure où elle ne comporte ni aimants permanents ni bobinage au rotor. Cette absence de source d'excitation au rotor et l'indépendance des différentes phases font que la MRV est une machine intrinsèquement robuste et tolérante aux défauts, capable de continuer à fonctionner en présence d'un défaut sur une ou plusieurs phases, contrairement aux machines où un défaut sur une phase peut sérieusement affecter les autres phases à cause du couplage magnétique entre les enroulements. La tolérance aux défauts est aujourd'hui un critère très important dans les applications critiques, notamment dans les systèmes automobiles et avioniques, où la sécurité des personnes et des équipements est mise en jeu. La machine à réluctance variable est donc une candidate potentielle pour de telles applications. Cependant une analyse des différents types de défauts de la machine et de l'électronique associée et une étude des méthodes de diagnostic de défauts sont nécessaires pour bénéficier pleinement de cette capacité tolérante aux pannes qu'offre la machine à réluctance variable.

Un défaut est un événement qui peut apparaître à différents endroits d'un système, capable d'entraîner des modifications plus ou moins importantes des caractéristiques physiques de ce système. Une analyse des défauts de la machine à réluctance variable en mode générateur est abordée dans [HRN02]. Ils peuvent être classés suivant leur localisation. Ainsi, on distingue les défauts internes qui surviennent au niveau de la machine et les défauts externes qui apparaissent en dehors

de la machine.

Le défaut interne le plus couramment rencontré est l'ouverture d'un enroulement à cause d'un problème de fabrication ou de rupture d'une liaison. Lors d'un tel défaut, la phase défectueuse ne participe plus à la génération d'énergie électrique. Pour maintenir la même puissance qu'avant l'apparition du défaut, les autres phases saines seront sollicitées davantage. Cela a pour conséquence une augmentation des ondulations sur la tension de sortie. Le second défaut rencontré est le court-circuit partiel ou total d'une phase de la machine dû à un problème d'isolation des enroulements. Ce genre de défaut entraîne un dysfonctionnement sur les interrupteurs de puissance. L'excitation de la phase correspondante devient incontrôlable.

Les défauts externes concernent le convertisseur de puissance (ouverture ou court-circuit d'un interrupteur, surchauffe, surintensité, surtension au niveau des interrupteurs et des diodes de roue de libre), les capteurs de courant et de position, la source d'alimentation et la charge. La commande tolérante aux défauts implique donc la MRV, la topologie des convertisseurs de puissance, les capteurs de position et de courant et la stratégie de commande. La redondance est la façon la plus simple pour améliorer la tolérance aux défauts de la MRV. Elle consiste à augmenter le nombre de phases et/ou de pôles de la machine.

Dans [RSJ09] les auteurs étudient l'influence des différents types de défaut sur les ondulations du couple. Des tests ont été effectués avec deux types de machines, une structure 12/8 et une structure 12/14. Les résultats montrent que les ondulations de couple dépendent de la sévérité du défaut et qu'elles sont moins importantes avec la structure qui a le plus grand nombre de pôles.

1.6 Commande sans capteur mécanique

En raison de ses caractéristiques, l'utilisation de la machine à réluctance variable dans le domaine des transports semble devenir une réalité. Conjointement aux critères économiques, les constructeurs doivent aussi répondre à des critères de sécurité routière des usagers notamment dans le cas d'une perte d'un capteur électrique ou mécanique. Cependant, la commande de la MRV nécessite la connaissance de la position du rotor à tout moment pour produire le couple. Un capteur mécanique est traditionnellement placé sur l'arbre du rotor pour mesurer la position. Toutefois, l'utilisation de capteurs mécaniques de position présente des inconvénients : D'une part cela augmente le coût et l'encombrement global de l'entraînement, d'autre part, la sécurité des usagers est mise en jeu en cas de défaillance ou de perte du capteur. Par conséquent, le développement de

lois de commande sans capteur mécanique (dénommés sensorless control) s'impose et représente aujourd'hui un axe de recherche qui mobilise de nombreux acteurs aussi bien dans le domaine industriel que dans le domaine académique.

Plusieurs stratégies de commande sensorless ont été proposées ces dernières années. Un état de l'art des différentes méthodes de contrôle sensorless de la MRV est présenté dans [EF02a]. Malgré des avancées significatives, aucune n'est parvenue jusqu'à remplacer le capteur de position sans dégrader certaines performances de la machine. De la même manière que les autres types de machines, les études sur la commande sensorless font apparaître trois techniques principales. La première repose sur la mesure des grandeurs électriques (courant, tension, flux) pour estimer la position [ZLZ⁺09] [MLF⁺14]. La deuxième est basée sur des techniques d'injections de signaux à haute fréquence ou de petites impulsions de tension qui sont exploitées pour détecter la saillance de la MRV et donc la position du rotor [SBDB16] [CD12]. La troisième est basée sur les nouvelles techniques de l'Automatique (observateurs, logique floue, réseaux de neurones) [SSC⁺18b] [SSC⁺18a].

Les méthodes d'injections sont très performantes à basse vitesse même si elles sont responsables de pertes supplémentaires. Par contre, les méthodes passives (mesure du flux, observateurs) qui n'utilisent pas la technique d'injection donnent une meilleure estimation de la position à haute vitesse. Il existe des algorithmes dits hybrides qui utilisent la technique d'injection pour des vitesses faibles et la technique basée sur le modèle dynamique de la MRV pour des vitesses plus importantes [Rai13].

1.7 Réduction des ondulations de couple et des vibrations

Malgré ses caractéristiques intéressantes, la machine à réluctance variable est handicapée par des ondulations de couple et un bruit acoustique importants qui sont dus à la structure et au mode de fonctionnement de la machine. Le mauvais comportement acoustique freine encore son utilisation en traction notamment dans l'automobile où le confort des utilisateurs est un critère important. Une étude expérimentale du bruit acoustique émis par une machine à réluctance variable est présentée dans [CLU92]. Les origines du bruit peuvent être :

- Mécaniques, à cause des frottements et des défauts de forme des éléments tournants
- Aérodynamiques, dues au déplacement de l'air par les parties tournantes de la machine.
- Electromagnétiques, liées aux efforts magnétiques sur les dents statoriques.

Le bruit d'origine aérodynamique est principalement lié à la vitesse de rotation. Il devient important lorsque la vitesse est élevée. Les bruits d'origine mécanique et électromagnétique sont prépondérants à basse vitesse. Pour améliorer le comportement acoustique de la MRV afin de la rendre compétitive notamment pour des applications automobiles, beaucoup de travaux de recherche portent actuellement sur la réduction du bruit. Les solutions proposées portent sur la conception, en modifiant la structure des géométries [DYLL09] [NHS⁺02], sur la commande de la machine [LF13] [SF13] et sur la compensation active [PW97] [Lec03].

Dans la thèse [Zha18] deux méthodes de commande sont proposées à partir d'un modèle multi-physique électromagnétique / mécanique semi-analytique obtenu par la méthode des éléments finis. La première est basée sur la variation de l'angle de fermeture des interrupteurs θ_{off} pour arrêter la magnétisation afin de réduire les vibrations. La seconde est une méthode de contrôle direct de la force (DFC), l'objectif est d'avoir des variations douces de la force radiale afin de réduire les vibrations.

Les auteurs présentent dans [BGM⁺14] une méthode de réduction des ondulations de couple et des efforts radiaux en introduisant une cale d'encoche magnétique dans la géométrie afin de réduire l'impact des forces radiales sur les dents statoriques. Une étude comparative avec une MRV classique en statique et en fonctionnement est effectuée. Les simulations révèlent que l'introduction des cales magnétiques entraîne une dégradation moyenne de 16% de la courbe enveloppe, en revanche elle permet une réduction moyenne de 26% de la force radiale sur la dent statorique.

Une méthode de compensation active des vibrations à l'aide d'actionneurs piézoélectriques est proposée [Min05]. Le principe de cette méthode est d'appliquer une déformation contraire à celle des forces électromagnétiques à l'aide d'actionneurs piézoélectriques placés sur la surface extérieure du stator. Des simulations numériques avec un logiciel éléments finis et des essais expérimentaux montrent qu'avec une faible tension appliquée aux électrodes de l'actionneur PZT, on note une forte diminution des vibrations de la machine et une réduction notable du niveau sonore.

1.8 Conclusion

En conclusion, on peut voir que les axes de recherche sur la machine à réluctance variable sont nombreux. Dans la suite de ce mémoire, nous apporterons une contribution sur la modélisation électromagnétique et la commande optimale de la machine en modes moteur et générateur. Nous nous intéresserons également à la commande sans capteur de position.

Chapitre 2

Commande de la machine à réluctance variable en modes moteur et générateur

Sommaire

2.1	Introduction	14
2.2	Fonctionnement de la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS)	16
2.2.1	Présentation de la machine	16
2.2.2	Structure monophasée	17
2.2.3	Modèle électrique d'une phase de la machine	19
2.3	Expression du couple électromagnétique	20
2.3.1	Méthode des travaux virtuels	20
2.3.2	Définition de la coénergie	21
2.3.3	Couple électromagnétique en régime linéaire	22
2.3.4	Expression du couple électromagnétique moyen	23
2.3.5	Modèle électromécanique de la MRV	25
2.4	Modélisation électromagnétique de la machine	27
2.4.1	Modélisation par éléments finis avec Mrvsim	27
2.4.2	Caractéristiques électromagnétiques	28
2.4.3	Convertisseur Asymétrique à Demi Pont (CADP)	33
2.5	Fonctionnement de la MRV en mode moteur	35
2.5.1	Résultats de simulation	36
2.6	Fonctionnement de la MRV en mode générateur sur bus continu	39

2.6.1	Principe de fonctionnement de la GRV	39
2.6.2	Influence des angles de commande sur le courant	42
2.6.3	Connexion de la GRV à une charge DC active	45
2.7	Présentation du dispositif expérimental	47
2.7.1	Caractéristiques dynamiques de la GRV en boucle ouverte	49
2.7.2	Régulation de la tension du bus continu	53
2.8	Optimisation des paramètres de commande	58
2.8.1	Maximisation du rendement par optimisation itérative	58
2.8.2	Résultats de l'optimisation des paramètres de commande	63
2.8.3	Mesure du rendement de la génératrice	65
2.9	Conclusion	67

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire le principe de fonctionnement de la machine à réluctance variable (MRV) et présenter le modèle électromagnétique. Nous en déduirons la structure du convertisseur d'alimentation avant d'analyser l'influence des paramètres de contrôle les plus influents sur les performances en modes moteur et générateur sur bus continu. Ce chapitre se terminera par l'optimisation des angles d'excitation et du courant de référence afin de maximiser le rendement de la chaîne de conversion. Le banc expérimental sera décrit et des résultats expérimentaux seront présentés.

Le principe de conversion d'énergie par réluctance variable consiste à modifier l'inductance propre d'une bobine ou l'inductance mutuelle de plusieurs bobines judicieusement alimentées, par le déplacement d'une pièce en matériaux ferromagnétiques [SM14]. Du fait de l'alimentation successive des différentes bobines, le couple électromagnétique de la MRV présente de fortes non linéarités. En effet, le couple total de la machine est la somme des contributions des couples élémentaires générés par chaque bobinage.

Il a été démontré que le signe du couple dépend uniquement du sens de variation de l'inductance en fonction de la position. La machine produit un couple positif si on applique un courant lorsque l'inductance croît, en revanche, elle produit un couple négatif si on applique le courant lorsque

l'inductance décroît. Comme les autres machines électriques, la machine à réluctance variable a la capacité de fonctionner dans les quatre quadrants mécaniques du plan couple-vitesse [Nar10] [BRN15]. Il est donc possible de l'utiliser soit en mode moteur, soit en mode générateur. Il suffit pour cela de changer le sens de la vitesse de rotation ou bien de jouer sur les angles de commande pour créer un couple positif ou négatif. On obtient alors le diagramme quatre quadrants de la Figure 2.1. Dans les quadrants $Q1$ et $Q3$, la machine fonctionne en mode moteur, le couple et la vitesse sont de même signe. Dans les quadrants $Q2$ et $Q4$, la phase est alimentée telle que la direction du couple est opposée à celle de la vitesse, cela correspond au fonctionnement générateur de la MRV. Dans nos travaux, nous considérons que la vitesse de rotation sera toujours positive. Nous allons nous intéresser uniquement aux quadrants $Q1$ et $Q2$. La machine fonctionnera en mode moteur si elle produit un couple positif, on parlera de couple moteur. Elle fonctionnera en mode générateur si elle produit un couple négatif. Les applications visées actuellement par ce mode concernent les génératrices éoliennes et les véhicules électriques hybrides. Nous aborderons les stratégies de commande associées à ces deux modes de fonctionnement.

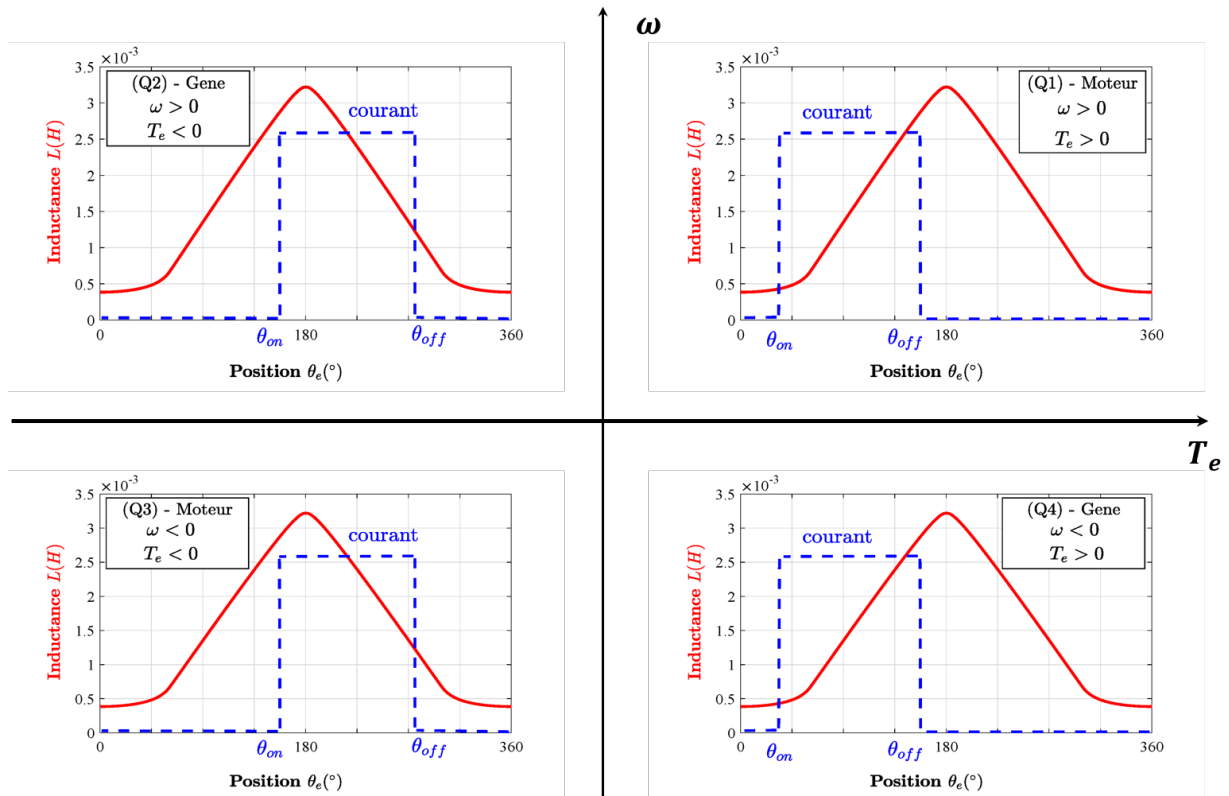


FIGURE 2.1 – Fonctionnement 4 quadrants de la MRV

2.2 Fonctionnement de la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS)

2.2.1 Présentation de la machine

La Machine à Réluctance Variable à Double Saillance (MRVDS) est composée d'un rotor passif comportant N_r dents, constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques, et d'un stator, lui aussi en fer doux. Le stator comporte N_s dents autour desquelles sont enroulés des conducteurs. Le nombre de phases de la machine est noté q . Chaque phase est constituée de deux enroulements diamétralement opposés. Les possibilités de couples (N_s / N_r) sont nombreuses, mais elles doivent vérifier la relation $ppcm(N_s, N_r) = q N_r$, ($ppcm$, plus petit commun multiple). Chaque structure est désignée en fonction du nombre de dents (ou pôles) et du nombre de phases. Dans notre étude, nous nous intéresserons particulièrement à la MRV 8/6 4-phases représentée à la Figure 2.2.

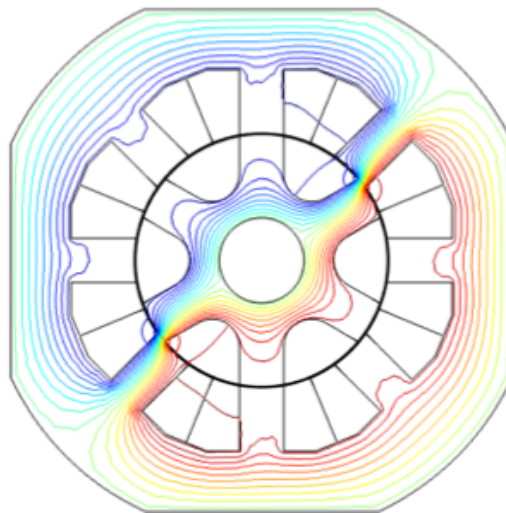


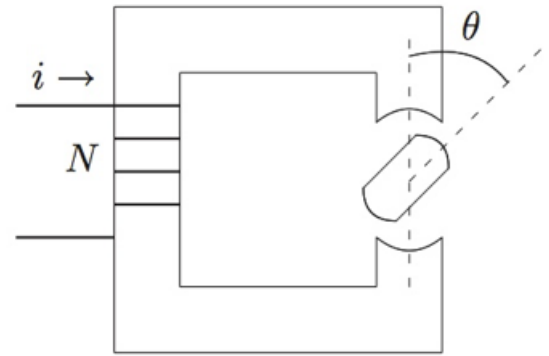
FIGURE 2.2 – Machine à Réluctance Variable 8/6 4-phases

La MRV utilise le principe physique du flux maximal pour produire le couple électromagnétique. L'alimentation à tour de rôle des différentes phases du stator crée un flux magnétique au rotor. Celui-ci s'oriente suivant les lignes de champ de telle sorte que le flux qui le traverse soit maximal. Ainsi, en synchronisant parfaitement l'alimentation des différentes phases avec la position du rotor, un mouvement de rotation continu peut être entretenu. La MRV fait donc partie des machines synchrones, dans le sens où l'alimentation varie en fonction du mouvement du rotor par rapport au stator. La commande de ce type de machine nécessite donc un capteur mécanique de position [Vis16]. Cette machine a la particularité d'être constituée de plusieurs phases

quasi-indépendantes. Pour décrire son comportement, on fait l'hypothèse d'un découplage total - absence de couplage magnétique (pas de couple mutuel) et absence de couplage électrique (pas de connexion électrique) - entre deux phases. Une étude comparative entre une MRV classique et une MRV dite mutuellement couplée est présentée dans [LLO⁺14]. Les résultats montrent que ces deux machines présentent le même couple moyen pour des valeurs de courant faibles. En revanche, pour des courants plus importants, la MRV classique développe un couple moyen légèrement inférieur à celui de la MRV mutuellement couplée.

2.2.2 Structure monophasée

En supposant un découplage des phases, la MRV 8/6 4-phases est la superposition de quatre machines monophasées contrôlées de façon indépendante. L'étude du fonctionnement de la machine peut donc se réduire à l'étude de la structure monophasée 2/2, présentée ci-contre. Elle est constituée de $N_s = 2$ pôles statoriques et $N_r = 2$ pôles rotoriques. Les deux enroulements diamétralement opposés constituent la seule phase de la machine.



Sur la structure monophasée, on peut remarquer que la périodicité de l'angle mécanique θ est π , celle de l'angle électrique θ_e est 2π [Mul94a]. De façon générale, pour une MRV avec N_r pôles rotoriques, l'angle mécanique et l'angle électrique sont liés par la relation : $\theta_e = N_r \theta$.

Sur une période électrique la structure monophasée présente deux positions particulières.

- La position de **conjonction**, pour laquelle la longueur de l'entrefer (e) est minimale. La machine présente une inductance maximale (L_M) et le flux est maximal ϕ_M .
- La position d'**opposition**, pour laquelle l'entrefer est maximal. A cette position, la machine présente une inductance minimale (L_m) et le flux est minimal ϕ_m .

Si le système se trouve dans une position intermédiaire, en présence d'un courant, le rotor évolue de façon à maximiser son flux, ramenant ainsi la machine vers une position stable.

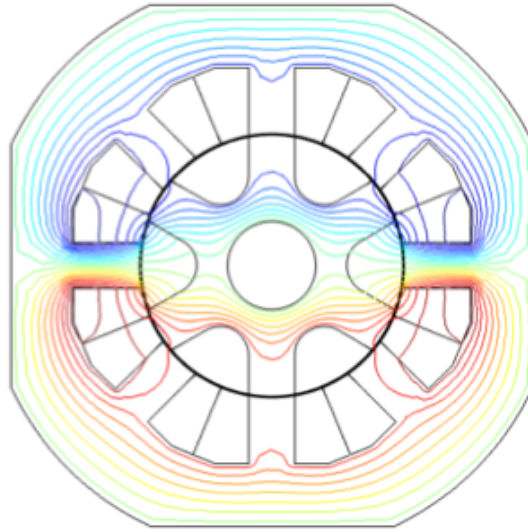


FIGURE 2.3 – Position d'opposition de la MRV 8/6

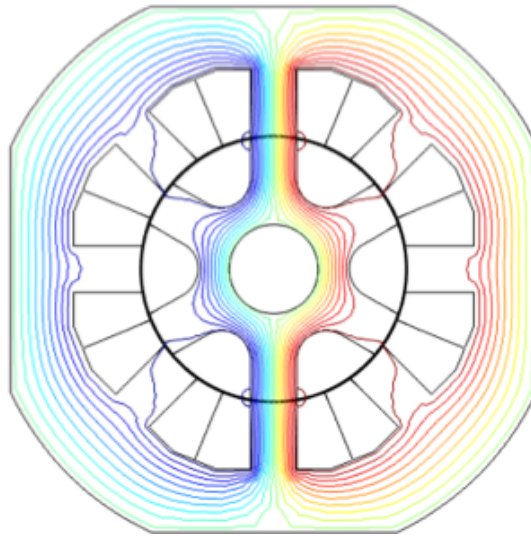


FIGURE 2.4 – Position de conjonction de la MRV 8/6

Le profil idéalisé de l'inductance en fonction de la position est représenté à la Figure 2.5. On remarque trois paramètres de réglage importants pour la commande de la MRV :

- Le courant de référence (I_{ref}) des phases.
- L'angle d'amorçage (ψ). Il correspond au début de magnétisation de la phase. Il correspond à l'instant de fermeture des interrupteurs du convertisseur.
- L'angle de conduction (θ_p), qui correspond à la durée pendant laquelle la phase est alimentée.

Nous verrons dans la suite l'influence de ces paramètres sur le fonctionnement de la MRV.

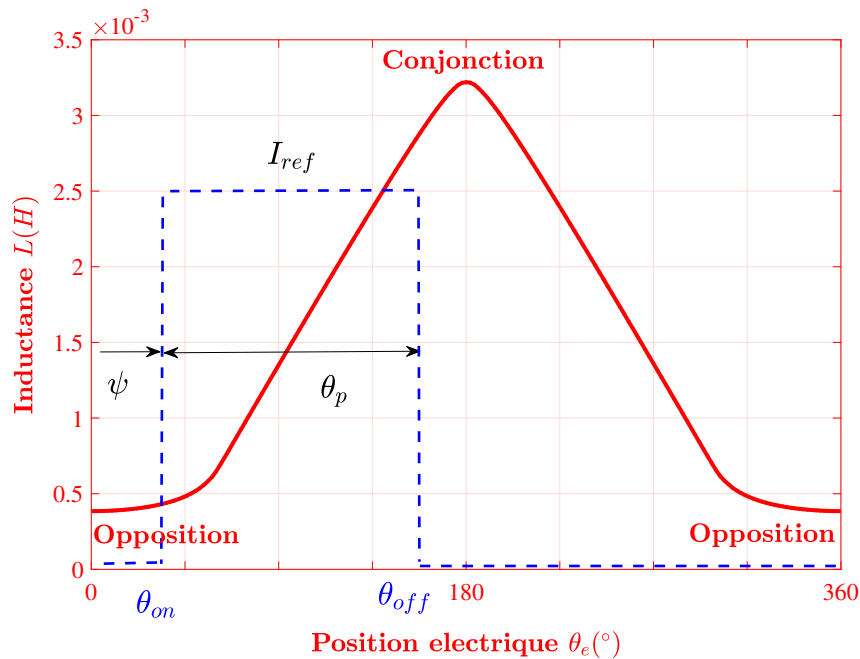


FIGURE 2.5 – Profil idéalisé de l'inductance en fonction de la position électrique

2.2.3 Modèle électrique d'une phase de la machine

On cherche un modèle électrique équivalent qui permet de décrire le comportement de la machine. L'étude porte sur la structure monophasée, elle peut être étendue à une machine polyphasée. Soit u la tension appliquée aux bornes des enroulements de la machine, i le courant de phase, r la résistance des enroulements statoriques, ϕ le flux magnétique embrassé par une phase et θ_e la position électrique. L'équation électrique aux bornes de la phase est donnée par (Eq. 2.1)

$$u = ri + \frac{d\phi(i, \theta_e)}{dt} \quad (2.1)$$

En régime non linéaire, le flux et l'inductance dépendent du courant et de la position : $\phi(i, \theta_e) = L(i, \theta_e)i$. En appliquant une différentielle totale au flux, on obtient une deuxième version de l'équation de la tension (Eq. 2.2).

$$u = ri + L(i, \theta_e) \frac{di}{dt} + E(i, \theta_e) \quad \text{avec} \quad E(i, \theta_e) = K_a \omega i \quad (2.2)$$

Où $\omega = d\theta_e/dt$ est la vitesse électrique. Dans l'équation (Eq. 2.2), le premier terme (ri) représente la chute de tension résistive au niveau des enroulements statoriques. Pour réduire les pertes Joule de la machine, la résistance r doit être la plus faible possible. Dans ce cas la chute de tension est négligeable par rapport à la tension d'alimentation u . Le deuxième terme ($L(i, \theta_e) di/dt$)

représente la chute de tension inductive au niveau des enroulements. Le troisième terme $E(i, \theta_e)$ représente la force électromotrice (fem). Elle dépend du courant, de la vitesse $\omega = d\theta_e/dt$ et de la variation de l'inductance en fonction de la position $K_a = dL(i, \theta_e)/d\theta_e$. Le schéma électrique équivalent de la MRV (Figure 2.6) est donc identique à celui de la machine à courant continu dont l'inductance est variable et la constante électrique K_a varie selon le point de fonctionnement.

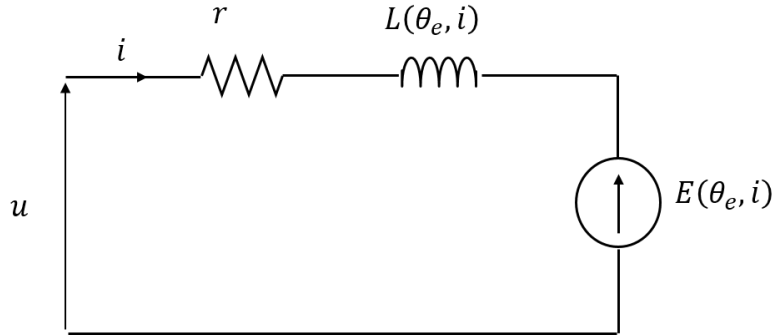


FIGURE 2.6 – Schéma électrique équivalent pour une phase de la MRV

2.3 Expression du couple électromagnétique

Dans cette section nous allons calculer le couple électromagnétique instantané et le couple électromagnétique moyen de la machine à réluctance variable. En faisant l'hypothèse que les phases sont électriquement et magnétiquement découplées, le couple total est la somme des couples développés par chaque phase.

2.3.1 Méthode des travaux virtuels

Il convient de rappeler que la MRV est une machine fortement non linéaire, à cause du mécanisme de création du couple électromagnétique. Le calcul du couple se fait en utilisant la méthode des travaux virtuels [Mul94a]. C'est un outil puissant de la mécanique, dual du principe fondamental de la dynamique, qui permet la mise en œuvre d'équations plus systématique. Il postule un équilibre de puissance dans un mouvement virtuel : dans un système électromagnétique la transformation d'une énergie électrique W_e en énergie mécanique W_m (ou inversement) s'accompagne d'une variation de l'énergie magnétique W_{mag} du système et de pertes d'origine électrique, magnétique et mécanique.

En négligeant l'ensemble des pertes, l'équation traduisant la variation d'énergie s'écrit :

$$dW_e = dW_m + dW_{mag} \quad (2.3)$$

$$i d\phi = T_e d\theta + dW_{mag} \quad (2.4)$$

Où $dW_e = i u dt = i d\phi$ est la variation de l'énergie électrique, $dW_m = T_e \omega dt = T_e d\theta$ est la variation de l'énergie mécanique, elle correspond au travail effectué par le rotor pendant dt et dW_{mag} la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans la machine pendant un intervalle dt . Si on considère que le flux est constant, le couple est la variation de l'énergie magnétique en fonction de la position.

$$T_e = \left(- \frac{dW_{mag}}{d\theta} \right)_{\phi=const} \quad T_e = \left(-N_r \frac{dW_{mag}}{d\theta_e} \right)_{\phi=const} \quad (2.5)$$

2.3.2 Définition de la coénergie

Dans l'équation (Eq. 2.5) nous avons exprimé le couple en fonction du flux qui est une grandeur pas toujours facile à mesurer. On introduit la coénergie W_{cmag} pour exprimer le couple en fonction du courant. On peut illustrer la relation entre l'énergie magnétique et la coénergie à partir de la caractéristique de flux en fonction du courant (i, ϕ) représentée sur la Figure 2.7. Elles peuvent s'écrire sous la forme :

$$W_{mag} = \int_0^\Phi i d\phi \quad , \quad W_{cmag} = \int_0^I \phi di \quad (2.6)$$

La coénergie correspond à l'aire sous la courbe de la caractéristique. On note que la somme de l'énergie et de la coénergie est égale au produit du flux par le courant à chaque instant.

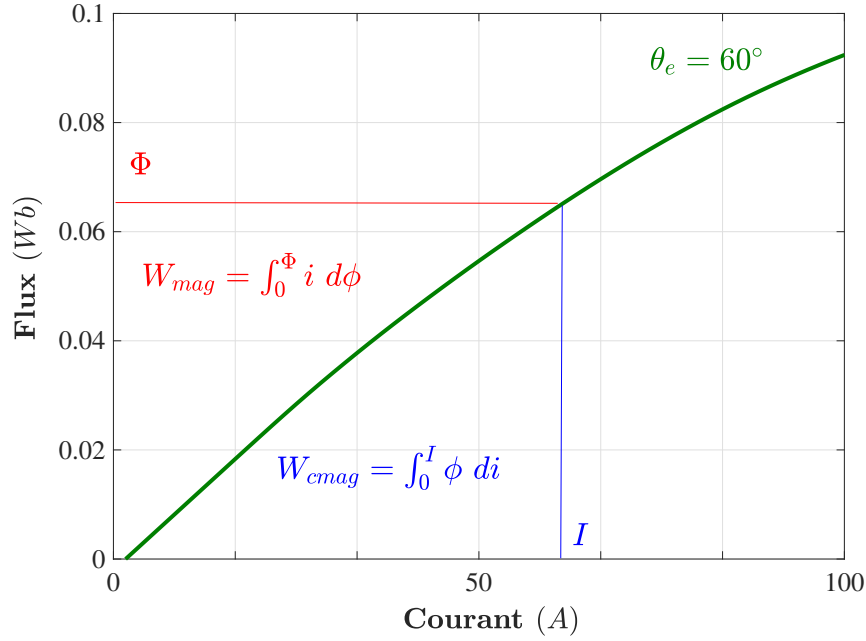
$$W_{mag} + W_{cmag} = i \phi \quad (2.7)$$

En dérivant l'équation (Eq. 2.7), on obtient :

$$dW_{mag} = -dW_{cmag} + \phi di + i d\phi \quad (2.8)$$

En intégrant l'équation (Eq. 2.8) dans (Eq. 2.3), on obtient l'expression du couple en fonction de la coénergie.

$$\phi di = -T_e d\theta + dW_{cmag} \quad (2.9)$$

FIGURE 2.7 – Illustration de l'énergie et de la coénergie pour $\theta_e = 60^\circ$

On peut noter la ressemblance des relations (Eq. 2.4) et (Eq. 2.9). Si on considère que la machine est alimentée par des courants constants, le couple électromagnétique est défini comme la variation de la coénergie en fonction de la position.

$$T_e = \left(\frac{dW_{cmag}}{d\theta} \right)_{i=const}, \quad T_e = \left(N_r \frac{dW_{cmag}}{d\theta_e} \right)_{i=const} \quad (2.10)$$

2.3.3 Couple électromagnétique en régime linéaire

Si on suppose un fonctionnement en régime linéaire de la machine, c'est à dire pas de saturation des circuits magnétiques, alors l'inductance ne dépend pas du courant, elle varie seulement en fonction de la position. Dans ce cas le flux varie linéairement en fonction du courant $\phi(i, \theta_e) = L(\theta_e)i$. L'énergie magnétique emmagasinée est donc identique à la coénergie. L'équation (Eq. 2.6) se traduit comme suit :

$$W_{cmag} = W_{mag} = \frac{1}{2} L(\theta) i^2 \quad (2.11)$$

Finalement, on obtient le couple électromagnétique monophasé de la MRV en dérivant la coénergie par rapport à la position. Cette expression classique du couple réactant (Eq. 2.12) ne s'applique que dans le cas où le courant d'alimentation est inférieur au courant de saturation de la machine ou

bien dans les systèmes utilisant des matériaux dont la caractéristique magnétique est linéaire.

$$T_e(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad , \quad T_e(\theta_e, i) = \frac{N_r}{2} i^2 \frac{dL(\theta_e)}{d\theta_e} \quad (2.12)$$

Si on suppose que les phases sont identiques et complètement découplées, le couple électromagnétique total $T_e(\theta_e, i_1, i_2, i_3, i_4)$ est la somme des couples élémentaires produits par chaque phase $T_e(\theta_e, i_j)$:

$$T_e(\theta_e, i_1, i_2, i_3, i_4) = \sum_{j=1}^4 T_e(\theta_e, i_j) \quad \text{avec} \quad j \in \{1, 2, 3, 4\} \quad (2.13)$$

$$T_e(\theta_e, i_1, i_2, i_3, i_4) = \sum_{j=1}^4 \left(\frac{1}{2} i_j^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \right) = \sum_{j=1}^4 \left(\frac{N_r}{2} i_j^2 \frac{dL(\theta_e)}{d\theta_e} \right) \quad (2.14)$$

2.3.4 Expression du couple électromagnétique moyen

La couple moyen de la machine polyphasée ($q = 4$) peut s'obtenir en intégrant le couple instantané sur une période mécanique ($\theta_m = 2\pi/N_r$).

$$T_{moy} = q \frac{N_r}{2\pi} \int_0^{\theta_m} T_e(\theta, i) d\theta \quad (2.15)$$

Mais, il est difficile de calculer précisément le couple instantané à cause de son caractère pulsatoire. La valeur moyenne du couple est donc calculée en faisant un bilan d'énergie. Si on excite la machine par un courant constant I , le flux décrit un cycle dans le plan (i, ϕ) . L'énergie magnétique convertie (W) est égale à la surface du cycle comprise entre les positions d'opposition et de conjonction et la droite d'équation $i = I$ (voir Figure 2.8) [Mil01] .

La puissance magnétique convertie est le produit de l'énergie (W) par la fréquence électrique d'alimentation en courant $f_e = \omega_e/2\pi = N_r \omega/2\pi$; où ω_e est la pulsation électrique et ω est la vitesse de rotation. On peut aussi définir la puissance magnétique comme le produit du couple électromagnétique moyen par la vitesse de rotation. On obtient alors la relation :

$$T_{moy} \omega = q W N_r \omega/2\pi \quad (2.16)$$

$$T_{moy} = q N_r \frac{W}{2\pi} \quad (2.17)$$

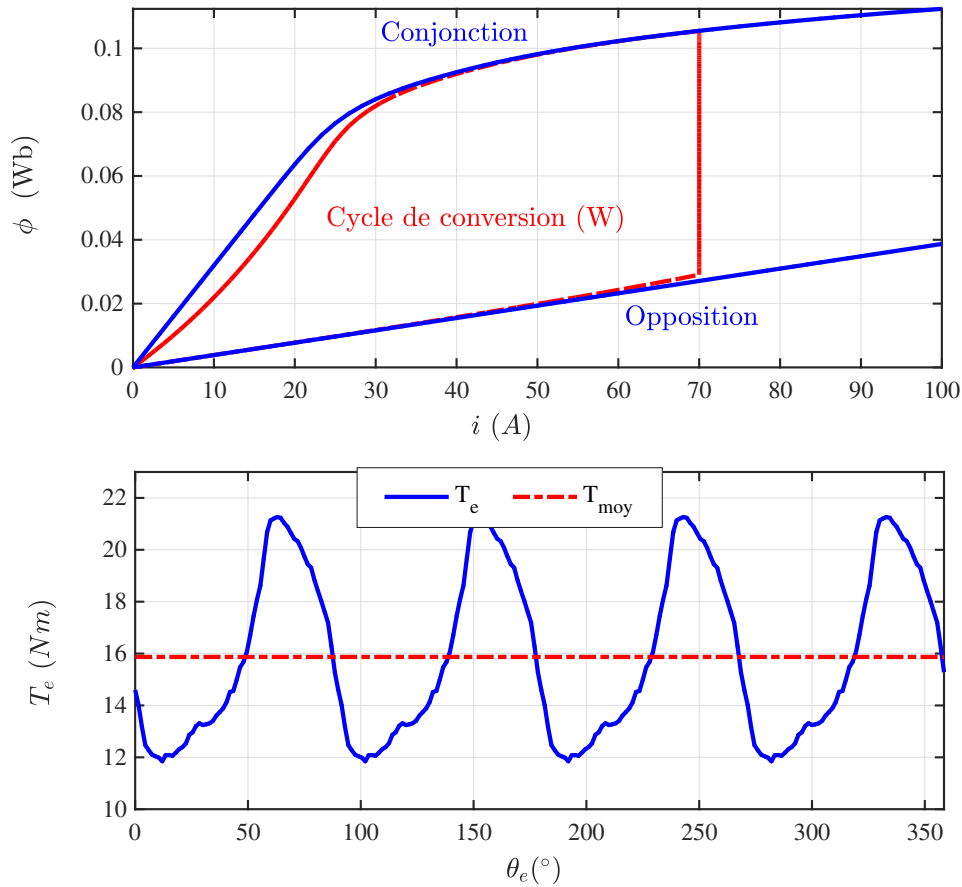


FIGURE 2.8 – Cycle énergétique de conversion et couple électromagnétique dans une MRV

En assimilant le cycle à une forme trapézoïdale, on peut donner une approximation du couple moyen (Eq. 2.18), où L_M et L_m sont respectivement les valeurs de l'inductance aux positions de conjonction et d'opposition :

$$T_{moy} = q N_r I^2 \frac{L_M - L_m}{4\pi} \quad (2.18)$$

Les relations (Eq. 2.14) et (Eq. 2.18) permettent de mettre en évidence des caractéristiques importantes de la machine à réluctance variable :

- On constate que la création du couple est due essentiellement à la variation de l'inductance en fonction de la position. En effet, la MRV est conçue pour fonctionner selon ce principe. Mais ce couple réluctant n'est pas propre à la MRV, il est rencontré dans tous les actionneurs présentant une discontinuité du circuit magnétique. Son effet se traduit par des ondulations sur le couple.

- On note aussi que le signe du couple dépend uniquement du sens de variation de l'inductance. Un couple moteur positif est produit si on alimente la phase dans la région croissante de l'inductance. Un couple générateur négatif sera produit si l'alimentation se fait lorsque l'inductance décroît. La MRV est donc une machine réversible, elle peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.
- On observe que le couple dépend du carré du courant, il est donc inutile de chercher à changer le sens du courant dans les bobinages. Des convertisseurs unidirectionnels sont donc suffisants pour exciter la machine. Plusieurs topologies de convertisseurs seront présentés dans la suite, mais, le convertisseur asymétrique à demi pont (Asymmetric Half Bridge Converter - AHBC) reste le plus utilisé.
- En dernière analyse, la valeur moyenne du couple est fixée en agissant sur l'angle d'amorçage (ψ), sur l'angle de conduction (θ_p) et sur l'amplitude du courant (I). Elle dépend aussi fortement de la différence des inductances en position de conjonction (L_M) et d'opposition (L_m). Il est important de bien concevoir la machine pour que $L_M \gg L_m$ afin d'avoir un couple moyen élevé. Pour maximiser L_M , il faut fabriquer la machine avec l'entrefer (e) le plus faible possible (quelques dixièmes de millimètre).

Au delà de son rôle fonctionnel qui est de recevoir les bobinages, comme dans le cas des autres machines alternatives, la denture de la MRV présente aussi un rôle structural car c'est elle qui est responsable de la conversion de l'énergie et de la création du couple électromagnétique [SM14].

2.3.5 Modèle électromécanique de la MRV

Nous allons dans la suite présenter le modèle électromécanique de la MRV qui sera utilisée pour réaliser les simulations. Ce modèle permettra aussi la synthèse des lois de commande en vitesse et en couple. Soit J le moment d'inertie équivalent (machine et charge), F le coefficient de frottement visqueux, T_L le couple de charge appliqué à la machine, T_e le couple électromagnétique total, θ la position du rotor et $\omega = d\theta/dt$ la vitesse mécanique de rotation. Le modèle mécanique de la MRV est décrit par la relation (Eq. 2.19).

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - F\omega \quad (2.19)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.20)$$

Le modèle électromécanique de la machine à réluctance variable est représenté à la Figure 2.9. Les entrées de chaque phase sont les tensions instantanées u_j . Le flux de la phase ϕ_j est calculé en intégrant l'équation de la tension élémentaire (Eq. 2.1). Le courant de phase i_j est ensuite calculé, à l'aide d'interpolations linéaires, à partir du réseau de flux $\phi_j(i_j, \theta_e)$. Puis, on calcule le couple élémentaire des différentes phases à partir du réseau de couple $T_{ej}(i_j, \theta_e)$. En supposant un découplage des phases, le couple total est la somme des contributions de chaque phase. La vitesse de rotation ω est déduite en utilisant l'équation de la mécanique (Eq. 2.19), on obtient finalement la position du rotor θ en intégrant la vitesse.

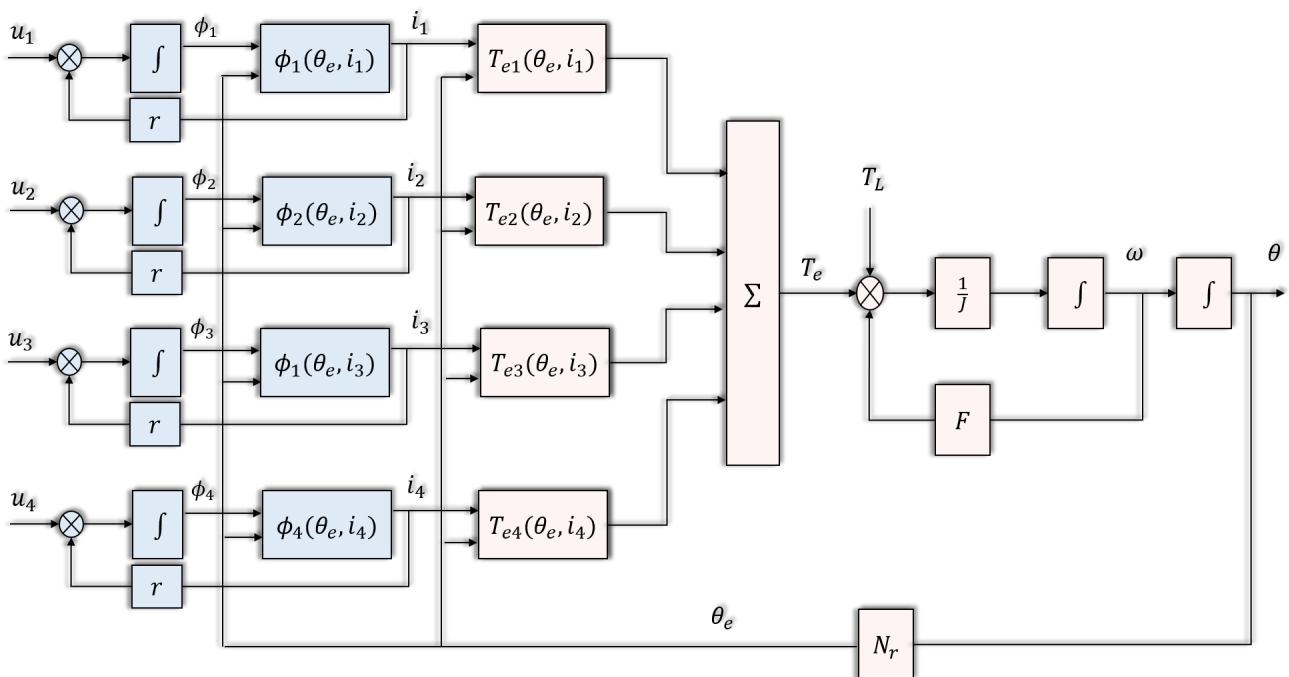


FIGURE 2.9 – Modèle électromécanique de la machine à réluctance variable 8/6 tétraphasée

Le modèle dynamique de simulation utilise les caractéristiques électromagnétiques de la MRV. Il s'agit de la caractéristique de flux $\phi(i, \theta_e)$ et de la caractéristique de couple $T_e(i, \theta_e)$ obtenues soit par un calcul numérique soit de façon expérimentale. Ce point sera abordé dans la section suivante.

2.4 Modélisation électromagnétique de la machine

Conformément à ce qui précède, la détermination des caractéristiques électromagnétiques constitue un point essentiel à la fois pour la conception et l'optimisation de la machine, mais aussi, pour la synthèse des correcteurs. Ces caractéristiques sont obtenues soit de façon numérique par des méthodes analytiques ou éléments finis, soit de façon empirique [Rai13] [Nar10].

2.4.1 Modélisation par éléments finis avec Mrvsim

Pour avoir une densité de couple élevée, la MRV est souvent utilisé en régime saturé avec des courants élevés. Il est difficile de trouver un modèle analytique suffisamment précis qui prend en compte les non linéarités dues aux saturations. Le calcul par éléments finis (EF) permet d'obtenir une meilleure précision sur les caractéristiques de flux et de couple mais au prix d'un temps de calcul plus important. Nous allons décrire le modèle de simulation de la MRV selon cette dernière méthode. Nous utilisons le logiciel **Mrvsim** [BM04]; c'est un outil d'aide au dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance. Il a été développé sous l'environnement Matlab et permet de réaliser, entre autres, les fonctions suivantes :

- Prédimensionner une MRV avec un nombre de phases ne dépassant pas quatre
- Optimiser le bobinage sur la base d'un cahier des charges
- Etudier un point de fonctionnement singulier
- Calculer la courbe enveloppe (caractéristique de puissance maximale) en mode moteur
- Calculer les caractéristiques électromagnétiques de flux et de couple
- Déterminer les paramètres optimaux de la commande (I_{ref}, ψ, θ_p)
- Calculer les fréquences de résonance mécaniques

Une présentation plus détaillée du logiciel est donnée dans l'annexe A. Les paramètres géométriques et électriques de la machine sont listés dans l'annexe B. C'est une machine à réluctance variable à double saillance MRVDS de type 8/6 tétraphasée. La courbe enveloppe de la machine en mode moteur est tracée sur la Figure 2.10. Elle exprime l'enveloppe maximale des points de fonctionnement dans le plan couple - vitesse (courbe rouge) et la courbe puissance mécanique maximale (courbe bleue). On y retrouve deux plages de fonctionnement qui regroupent l'ensemble de points de fonctionnement de la machine. La première correspond à une zone de fonctionnement à couple constant. La machine peut délivrer son couple maximal constant $T_{max} = 25 \text{ Nm}$. Dans cette zone, la puissance mécanique qui dépend de la vitesse croît jusqu'à atteindre sa valeur maxi-

male. La machine fournit sa puissance maximale jusqu'à la vitesse de base $\omega_b = 1300 \text{ tr/mn}$. La seconde correspond à une zone de décroissance du couple, la machine développe une puissance quasi constante jusqu'à la vitesse maximale $\omega_{max} = 5000 \text{ tr/mn}$. La puissance nominale de la machine est $P_n = 1.2 \text{ kW}$, elle est atteinte à la vitesse nominale $\omega_n = 3000 \text{ tr/mn}$ sous son couple nominal $T_n = 3.82 \text{ Nm}$. Un prototype de cette machine est disponible au laboratoire GeePs. Il sera utilisé pour la simulation et pour la validation expérimentale.

Une fois la structure de la machine choisie et le cahier des charges défini, la procédure de modélisation par EF est totalement transparente pour l'utilisateur. Mrvsim réalise le maillage automatique des géométries en tenant compte du mouvement de la rotation pour ne pas remailler le rotor à chaque position.

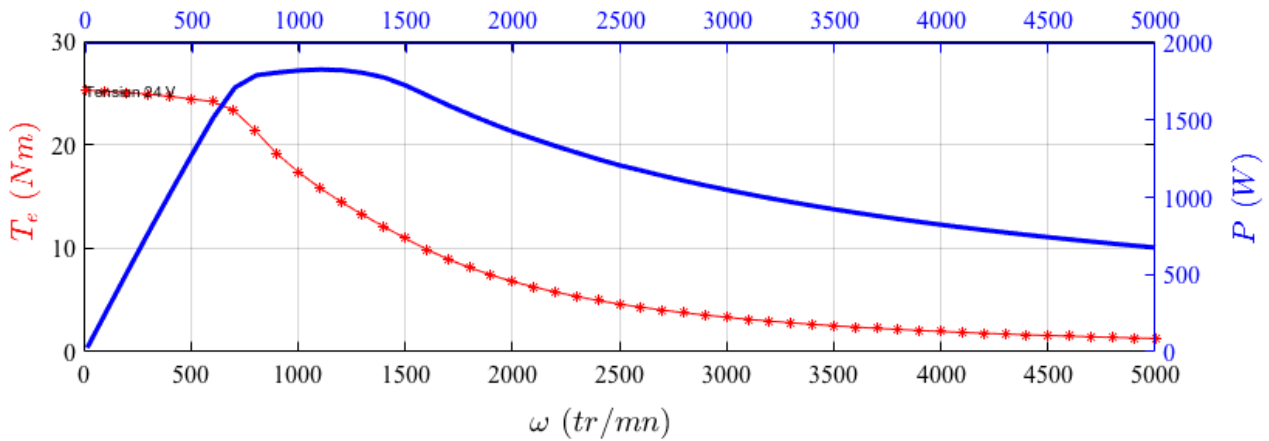


FIGURE 2.10 – Courbe enveloppe de la machine

2.4.2 Caractéristiques électromagnétiques

La Figure 2.11 donne le réseau de flux $\phi(i, \theta_e)$ de la MRV. Il représente le flux capté par une phase en fonction du courant et de la position électrique. Pour la modélisation, nous considérons que toutes les phases sont découplées. La plage de courant choisie est de 0 à 100 A (courant maximal) avec un pas de discrétisation de 1.66 A. L'intervalle de position est de 0 à 360° avec un pas de 2°. Le réseau de flux correspond donc à un tableau de dimension $[61 \times 181]$.

Les courbes représentatives du flux sont comprises entre deux courbes extrêmes qui correspondent à la position de conjonction ($\theta_e = 180^\circ$), position où le flux est maximal (ϕ_M) et la position d'opposition ($\theta_e = 0^\circ$ ou $\theta_e = 360^\circ$), position où le flux présente sa valeur minimale (ϕ_m). Pour de faibles valeurs de courant (inférieur à 20 A, 1/5 du courant maximal admissible) les courbes de

flux sont linéaires. Le flux varie linéairement en fonction du courant si le circuit magnétique n'est pas saturé. Au fur et à mesure que le courant augmente, l'effet de saturation du circuit magnétique commence à apparaître. Cela entraîne une non linéarité des courbes de flux. L'effet de saturation n'apparaît pas en position d'opposition où le flux reste proportionnel au courant. Par contre, il est plus manifeste en position de conjonction où les dents statoriques et rotoriques s'alignent.

L'inductance est aussi une fonction de la position électrique et du courant. A partir du réseau de flux, on peut retrouver celui de l'inductance par la relation $\phi(i, \theta_e) = L(i, \theta_e)i$ qui tient compte des non linéarités. La figure 2.12 donne le réseau d'inductance de la phase 1 de la machine en fonction du courant et de la position. Les inductances des phases 2, 3 et 4 s'obtiennent en faisant respectivement un décalage de 90° , 180° et 270° . Pour de faibles valeurs de courant (inférieur à 20 A), il n'y a pas d'effet de la saturation et donc l'inductance ne dépend pas du courant, elle varie seulement en fonction de la position. La saturation commence à apparaître pour des courants plus élevés. Elle est particulièrement perceptible à la conjonction où le passage des lignes de champ est plus faible. Les inductances en position d'opposition et en position de conjonction, en régime linéaire, sont respectivement $L_m = 3.8^{-4} H$ et $L_M = 3.21^{-3} H$.

Le couple électromagnétique est la variation de la coénergie en fonction de la position. Le réseau de couple se déduit du flux par la relation suivante :

$$T_e(i, \theta_e) = N_r \frac{d}{d\theta_e} \left(\int_0^I \phi(i, \theta_e) di \right) \quad (2.21)$$

La Figure 2.13 montre le réseau de couple en fonction du courant et de la position. Il est calculé pour 61 valeurs de courant comprises en 0 et 100 A et 181 valeurs de position comprises entre 0 et 360° . La machine développe un couple positif entre 0 et 180° et un couple négatif entre 180° et 360° . Le réseau de couple est symétrique, pour un même courant, le couple moteur est égal au couple générateur. La saturation du circuit magnétique se traduit ici par un couple très ondulé pour des courants élevés.

La modélisation par éléments finis offre une bonne précision dans la détermination des caractéristiques électromagnétiques de la MRV. Les réseaux de flux $\phi(i, \theta_e)$, d'inductance $L(i, \theta_e)$ et de couple $T_e(i, \theta_e)$ sont calculés en supposant un découplage total des phases. Dans ce cas, le couple électromagnétique de la machine est obtenu par sommation des quatre couples monophasés décalés de 90° . Le logiciel Mrvsim permet aussi de tenir compte du couplage lié aux effets de mutuelle, mais seulement pour une MRV triphasée. Cependant, le calcul devient considérablement long, il faut prévoir quelques jours de calcul avec couplage contre quelque heures de calcul sans couplage.

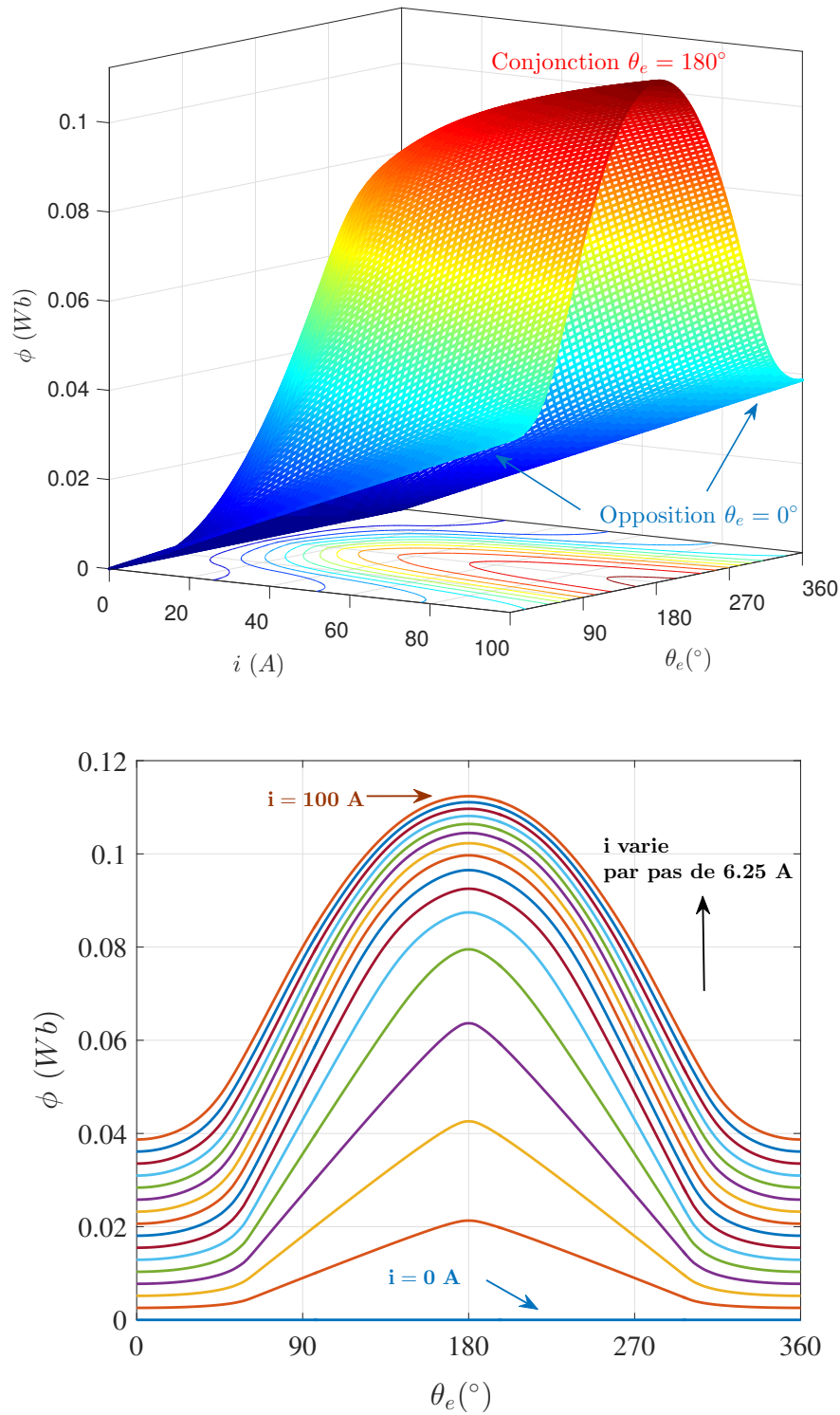


FIGURE 2.11 – Caractéristiques de flux de la MRV 8/6 obtenues par Mrvsim

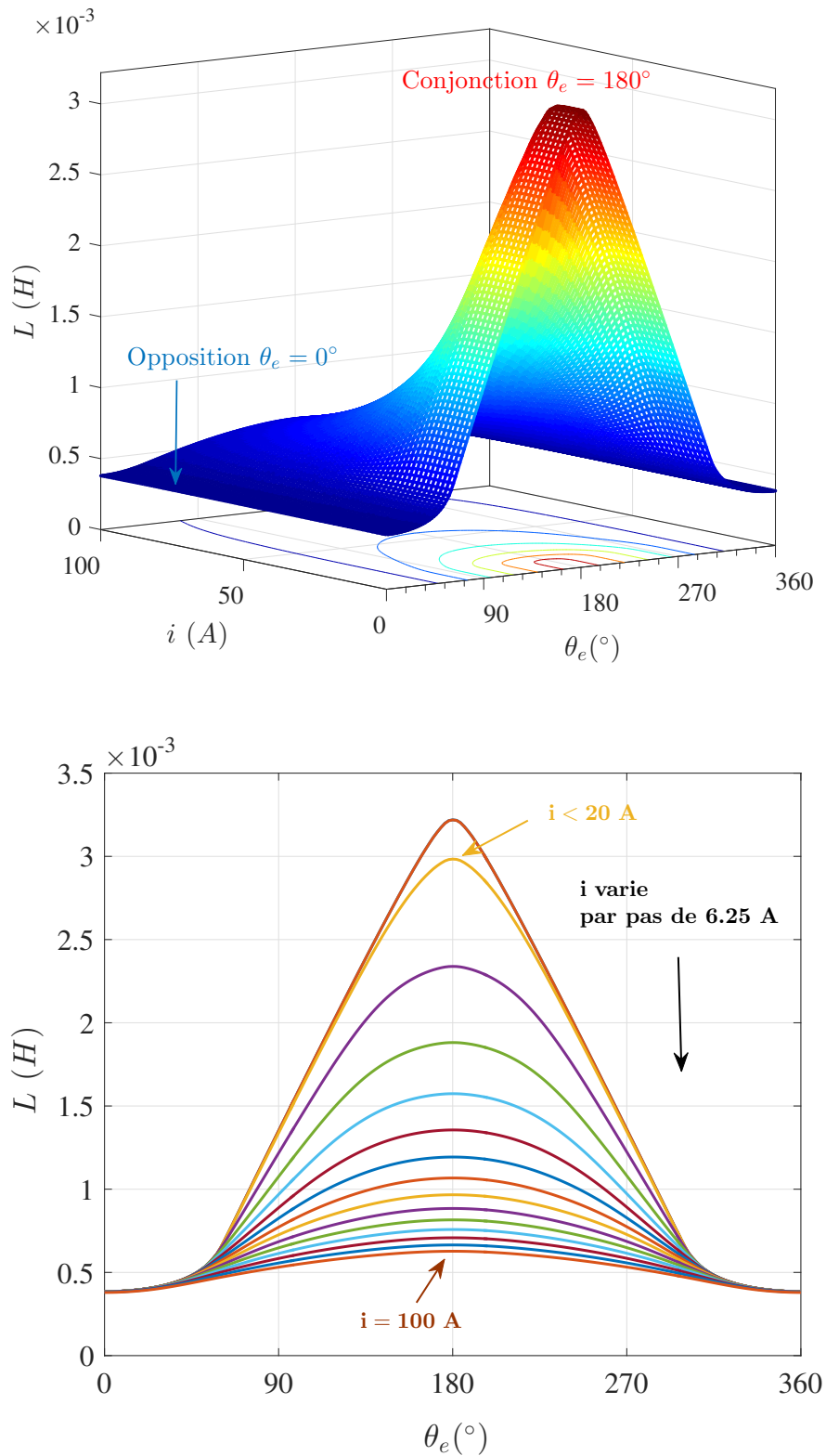


FIGURE 2.12 – Caractéristiques de l'inductance de la MRV 8/6 obtenues par Mrvsim

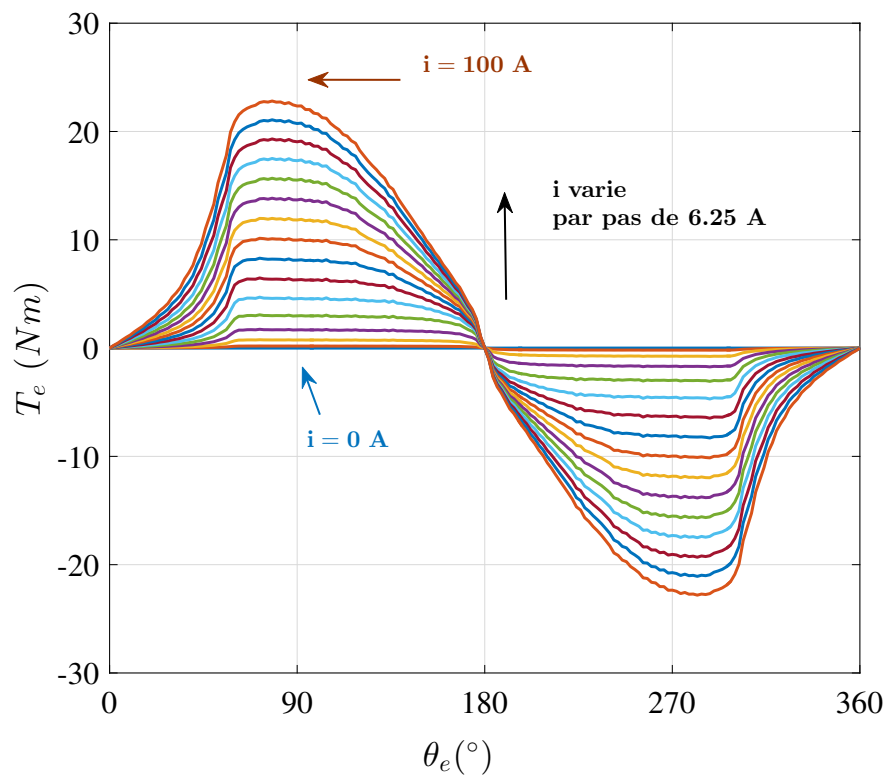
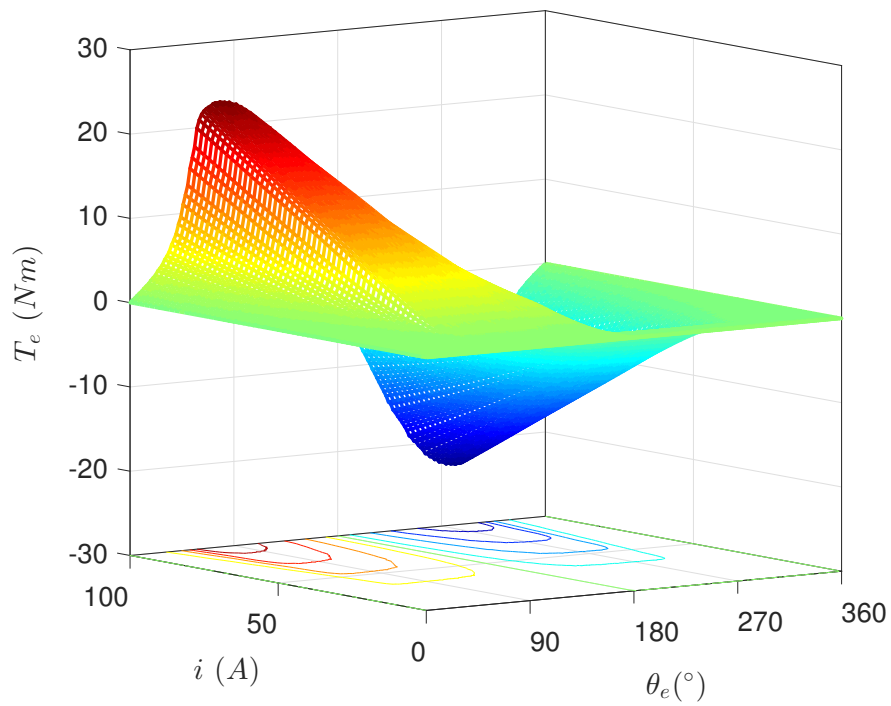


FIGURE 2.13 – Caractéristiques de couple de la MRV 8/6 obtenues par Mrvsim

2.4.3 Convertisseur Asymétrique à Demi Pont (CADP)

Nous avons vu que le couple électromagnétique de la MRV ne dépend pas du sens du courant. Par contre, le contrôle du courant nécessite d'appliquer une tension positive pendant la phase croissante du courant et une tension négative ou nulle pour faire décroître le courant. Le fonctionnement de la machine à réluctance variable nécessite donc un convertisseur réversible en tension. L'onduleur en demi pont appelé aussi Convertisseur Asymétrique à Demi Pont (CADP), présenté sur la Figure 2.14 est la topologie la plus courante pour l'alimentation de la MRV. Le convertisseur

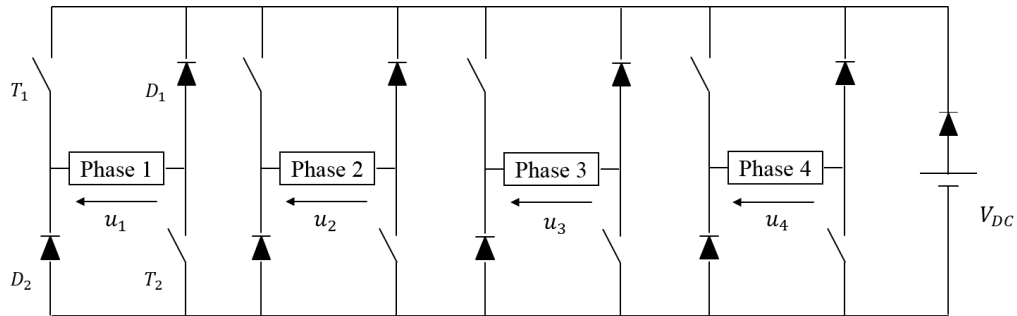


FIGURE 2.14 – Convertisseur Asymétrique à Demi Pont

est constitué de quatre ponts en H indépendants. Chacun comporte deux interrupteurs (T_1 et T_2) et deux diodes (D_1 et D_2). Lorsque les interrupteurs sont fermés, la tension $u_j = V_{DC}$ (où V_{DC} est la tension du bus continu) est appliquée aux bornes de la phase j . Le courant croît. Lorsqu'il atteint sa référence, les interrupteurs sont ouverts et la tension $u_j = -V_{DC}$ est appliquée aux bornes de la phase j entraînant la décroissance du courant à travers les diodes de roue libre. Grâce à sa réversibilité en tension, ce convertisseur est adapté aux modes moteur et générateur car il permet d'avoir une puissance électrique positive ou négative $P_e = \pm u_j i_j$.

TABLE 2.1 – Commande des interrupteurs pour un fonctionnement moteur

Phase	Courant i_j	Tension u_j	Interrupteurs actifs
Magnétisation	Croissant	V_{DC}	T_1, T_2
Roue libre	Décroissant (lent)	0	T_1, D_1 ou D_2, T_2
Démagnétisation	Décroissant (rapide)	$-V_{DC}$	D_1, D_2

Le passage du mode moteur au mode générateur est obtenu en modifiant les angles de commande en fonction de la position. La commande des interrupteurs sera abordée dans la suite.

Le convertisseur assure donc les fonctions de magnétisation (en appliquant une tension positive pour permettre la croissance du courant), de régulation du courant (en modulant la tension continue d'alimentation) et de démagnétisation (en appliquant une tension négative pour assurer la décroissance et l'annulation du courant à la fin du cycle de conversion) [Che00]. Cependant, d'autres topologies de convertisseurs plus ou moins originales sont aussi utilisées pour alimenter la MRV. L'objectif recherché est principalement de diminuer le coût du convertisseur en réduisant le nombre d'interrupteurs. Dans [TGN⁺06] les auteurs présentent un convertisseur nommé "Suppression Resistor Converter - SRC" pour alimenter une MRV en mode générateur. Contrairement au CADP, le circuit de la SRC ne nécessite qu'un interrupteur et une diode par phase. Le convertisseur est plus simple et plus robuste.

2.5 Fonctionnement de la MRV en mode moteur

On s'intéresse dans cette section à la commande de la MRV en mode moteur. La structure générale de l'actionneur est représentée à la Figure 2.15. Pour l'étude en simulation numérique, la

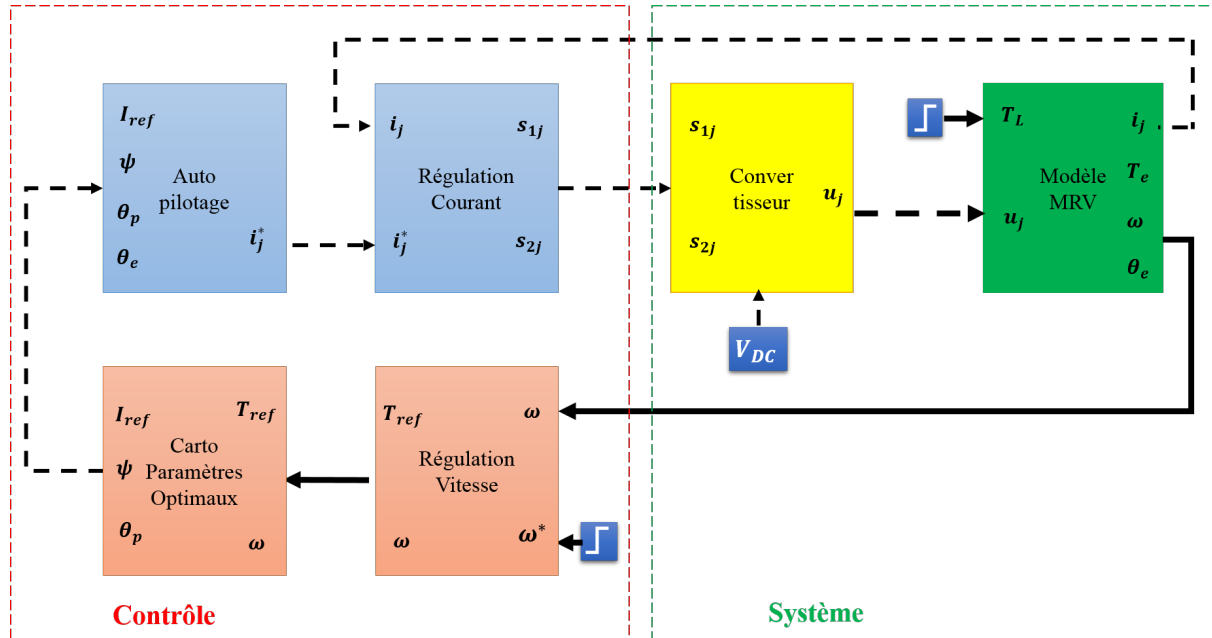


FIGURE 2.15 – Structure générale de la commande de la MRV en mode moteur

MRV est modélisée par son réseau de flux $\phi(i, \theta_e)$ et son réseau de couple $T_e(i, \theta_e)$ calculés par la méthode des éléments finis. Les entrées de la machine sont les tensions instantanées u_j (avec $j \in \{1, 2, 3, 4\}$) des quatre phases issues du convertisseur asymétrique à demi-pont et le couple de charge T_L . Elle délivre en sortie les courants instantanés i_j , le couple électromagnétique total T_e , la vitesse de rotation ω et la position électrique θ_e .

La partie commande est constituée d'une boucle externe de régulation de la vitesse qui délivre le couple de référence T_{ref} . Une fois le couple de référence calculé, celui-ci est transformé en courant de référence I_{ref} . Le couple est contrôlé indirectement par les boucles de régulation des courants dans les phases. Le bloc autopilotage assure la synchronisation et la transformation de I_{ref} en quatre courants de référence i_j^* pour les régulateurs de courant. La séquence d'alimentation des phases est déterminée à partir des paramètres de commande (ψ et θ_p) et de la position électrique θ_e . Pour la MRV 4-phases, la période d'activation des phases est de 90° . Chaque phase est alimentée entre $\theta_{on} = \psi$ et $\theta_{off} = \psi + \theta_p$, où θ_{on} et θ_{off} sont respectivement les angles de fermeture et d'ouverture des interrupteurs. Le demi pont asymétrique présente l'avantage d'un dé-

couplage des phases, ce qui assure une meilleure sûreté de fonctionnement. Chaque phase j est alimentée de façon indépendante, les régulateurs de courant donnent les signaux de commutation de l'interrupteur s_{1j} et s_{2j} .

2.5.1 Résultats de simulation

Régulation de la vitesse

Nous avons utilisé un correcteur Intégral Proportionnel pour la régulation en vitesse du moteur. Ce type de correction permet d'éliminer le zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse. Cela permet de supprimer la discontinuité quand on applique une consigne de vitesse de type échelon à la machine. En outre, le régime dynamique de la régulation se fait plus rapidement qu'avec un correcteur PI classique [LZD10]. La validation de la commande est réalisée à l'aide de Matlab-simulink. La synthèse du correcteur sera abordée plus loin. La Figure 2.18 montre

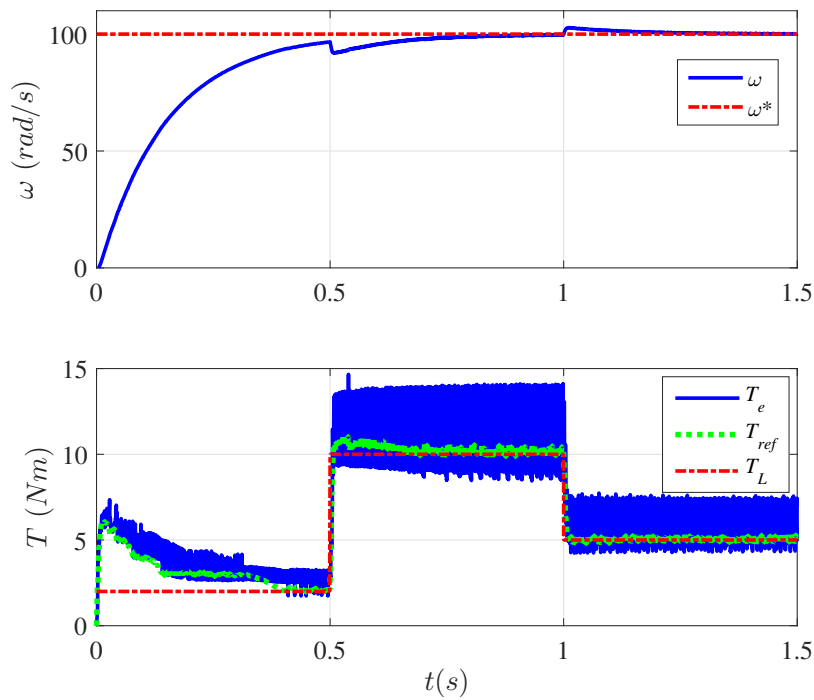


FIGURE 2.16 – Régulation de la vitesse

les résultats de simulation pour une consigne de vitesse de 100 rad/s . On applique un couple de charge $T_L = 2 \text{ Nm}$ au démarrage. Il passe à 10 Nm à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$ puis 5 Nm à $t = 1 \text{ s}$. La sortie du régulateur de vitesse donne le couple électromagnétique de référence T_{ref} . Le couple

électromagnétique développé par le moteur est représenté en bleu. Comme attendu, il présente de fortes ondulations qui augmentent avec le couple de charge demandé. Malgré ce caractère pulsatoire du couple, les résultats montrent que le correcteur IP donne des performances satisfaisantes. Il parvient à réguler la vitesse aussi bien en régime transitoire en limitant les dépassements pendant les transitoires de couple, qu'en régime permanent en annulant l'erreur statique et en minimisant l'effet des ondulations de couple sur la courbe de vitesse.

La Figure 2.17 met en évidence l'influence du couple de charge et de la vitesse sur les paramètres de commande. Le courant de référence est très sensible aux fluctuations du couple. Il varie de 20 A à 60 A lorsque le couple varie de 2 Nm à 10 Nm. Pour une vitesse donnée, les angles de commande varient aussi, mais faiblement avec le couple. Pour une vitesse de 100 rad/s, l'angle d'amorçage $\psi = -40^\circ$ environ, l'alimentation des phases est avancée dans la région décroissante de l'inductance pour permettre l'établissement du courant. L'angle de conduction θ_p est saturé à la valeur limite 180° , imposée pour assurer la démagnétisation complète de la phase. Nous présenterons plus amplement, dans la section 2.8, l'influence de la vitesse et du couple sur ces trois paramètres.

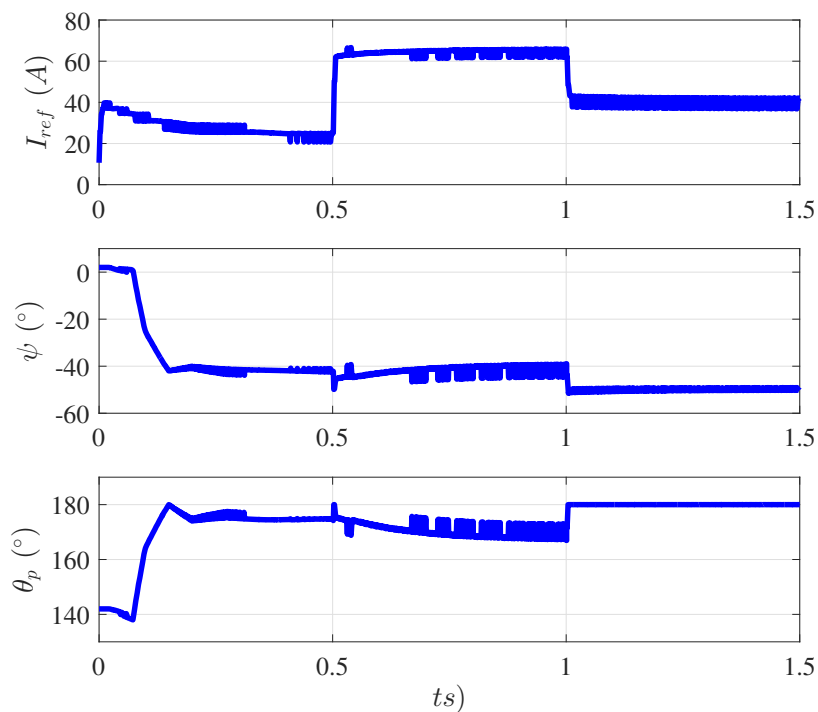


FIGURE 2.17 – Evolution des paramètres de commande

Régulation des courants

La régulation des courants de phase se fait en deux étapes. D'abord, la fonction autopilotage permet de calculer les courants de référence i_j^* ($j \in 1, 2, 3, 4$) des quatre phases en fonction de la position électrique et des trois paramètres de commande. Ensuite, la régulation de la phase est enclenchée lorsque la position est comprise entre $\theta_{on} = \psi$ et $\theta_{off} = \psi + \theta_p$.

Nous utilisons une régulation par hystérésis pour sa simplicité d'implémentation. Elle permet de générer la MLI en comparant le courant de référence i_j^* au courant de phase i_j obtenu par un capteur de courant. La différence entre ces deux signaux permet de générer les signaux de commande des interrupteurs s_{1j} et s_{2j} . Le courant est donc compris entre deux valeurs limites $I_m = i^* - \Delta i/2$ et $I_M = i^* + \Delta i/2$. La phase est alimentée en appliquant une tension $u_j = 24 \text{ V}$ quand le courant descend en dessous de I_m . L'alimentation de la phase s'arrête quand le courant atteint I_M . Le seul paramètre de réglage est la largeur de la bande d'hystérésis Δi . Pour augmenter la précision de la régulation et réduire les ondulations du courant la bande d'hystérésis doit être suffisamment petite, mais, cela augmenterait la fréquence de commutation et donc les pertes du convertisseur.

La Figure 2.18 montre un essai de simulation avec une bande d'hystérésis $\Delta i = 0.5 \text{ A}$. Pour le point de fonctionnement $(100 \text{ rad/s}, 2 \text{ Nm})$ le courant de référence est $i_j^* = 24.8 \text{ A}$. Nous constatons la bonne régulation du courant autour de la référence. La fréquence de commutation maximale est 10 kHz .

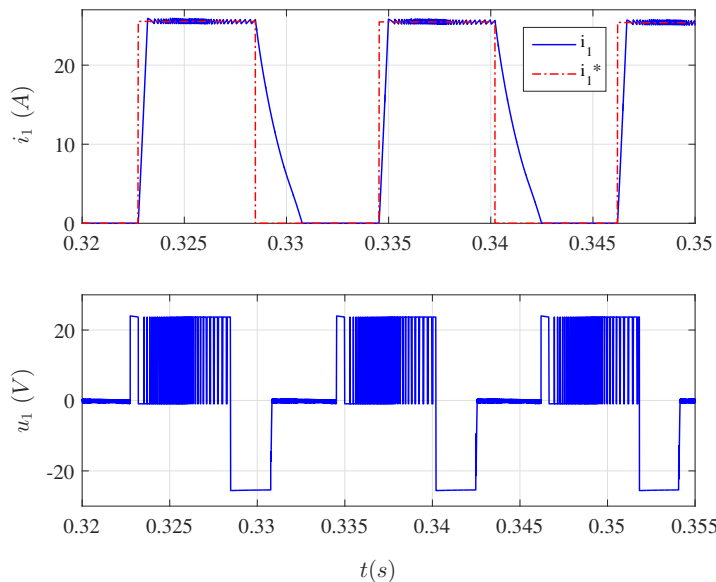


FIGURE 2.18 – Régulation du courant de phase

2.6 Fonctionnement de la MRV en mode générateur sur bus continu

2.6.1 Principe de fonctionnement de la GRV

Le fonctionnement de la génératrice nécessite une phase préalable d'excitation (ou de magnétisation) des phases par la source d'excitation suivie d'une phase de génération. On peut avoir une phase de roue libre entre la magnétisation et la démagnétisation pour augmenter la puissance générée [PYDZ11]. La Figure 2.19 résume ces trois situations.

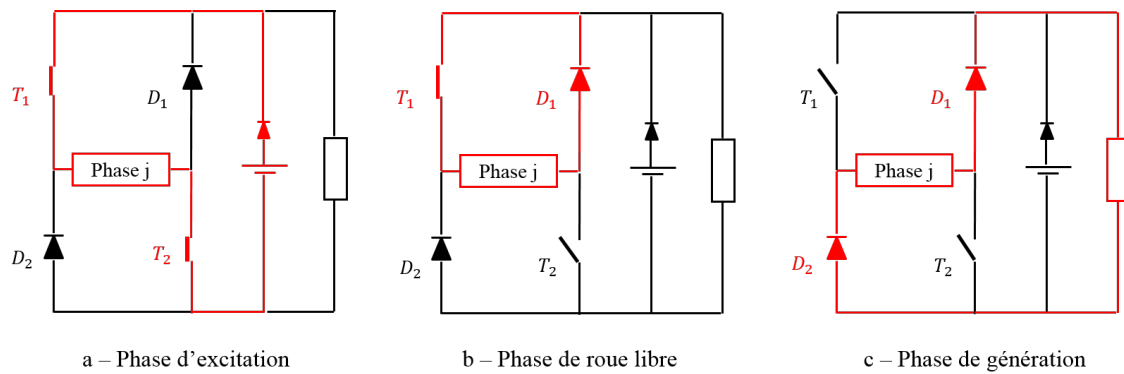


FIGURE 2.19 – Modes de fonctionnement de la GRV

Phase d'excitation (ou de magnétisation) : $\theta_{on} < \theta_e < \theta_{off}$

Lorsque l'inductance est dans sa partie décroissante (entre la position de conjonction et la position d'opposition), les interrupteurs T_1 et T_2 du convertisseur sont fermés. L'énergie mécanique fournie par la machine à courant continu est transformée en énergie magnétique et stockée dans les enroulements statoriques de la machine. Cette phase de magnétisation commence dès la fermeture des interrupteurs $\theta_{on} = \psi$ jusqu'à leur ouverture $\theta_{off} = \psi + \theta_p$. Durant cette étape le courant de phase croît à cause de la tension du bus $u_j = V_{DC}$ et de la force électromotrice E_j négative. Ce courant est responsable de la magnétisation de la phase j . En négligeant la chute de tension résistive, l'équation de la tension de phase se simplifie comme suit :

$$L_j \frac{di_j}{dt} = V_{DC} - E_j \quad (2.22)$$

Phase de génération (ou de démagnétisation) : $\theta_{off} < \theta_e < 2\theta_{off} - \theta_{on}$

Après l'excitation, les interrupteurs sont ouverts. Il s'en suit une phase de démagnétisation.

Le courant circule vers la charge à travers les diodes de roue libre D_1 et D_2 . L'énergie magnétique stockée dans les enroulements est transformée en énergie électrique et transférée à la charge. Pendant cette phase, l'équation de la tension s'écrit :

$$L_j \frac{di_j}{dt} = -V_{DC} - E_j \quad (2.23)$$

Phase de roue libre Pour augmenter la puissance électrique générée par la GRV une phase de roue libre est parfois ajoutée entre la magnétisation et la démagnétisation. L'interrupteur T_2 est bloqué, le courant circule à travers T_1 et la diode D_1 . Le courant croît uniquement à cause de la fem E_j due à la rotation de la machine. Aucune énergie n'est prélevée de la source continue pendant la phase de roue libre.

$$L_j \frac{di_j}{dt} = -E_j \quad (2.24)$$

Le courant continue de croître pendant la phase de roue libre lorsqu'une tension nulle est appliquée à la phase. Il commence à décroître pendant la phase de génération à condition que $|V_{DC}| > |E_j|$. La Figure 2.20 montre le profil du courant en fonction de la vitesse. On représente la variation de la tension et du courant de phase en fonction de la position pour deux vitesses de rotation (500 *tr/mn* et 1500 *tr/mn*). A basse vitesse le courant de phase est contrôlable par un découpage de la tension, c'est la commande **MLI**. La Figure 2.20 a) montre ce mode de fonctionnement pour une vitesse de $\omega = 500 \text{ tr/mn}$, un courant de consigne de $I_{ref} = 70 \text{ A}$, un angle d'amorçage $\psi = 150^\circ$, un angle de conduction $\theta_p = 160^\circ$. Quand la vitesse augmente, la force électromotrice augmente aussi et s'oppose à la montée du courant. Il peut arriver que le courant ne puisse pas atteindre sa consigne, l'alimentation est dite dans ce cas en **Pleine onde de tension**. C'est ce qu'on montre sur la Figure 2.20 b) avec la même consigne de courant, les mêmes angles de commande mais avec une vitesse de 1500 *tr/mn*. Lorsque la machine atteint sa vitesse de base, alors $|V_{DC}| = |E_j|$, le courant devient constant.

Il peut arriver en mode générateur une situation que l'on ne rencontre pas en mode moteur, elle correspond à la perte de contrôle du courant. En effet, à haute vitesse, lorsque la valeur absolue de la fem dépasse la tension du bus ($|V_{DC}| < |E_j|$) au moment où le courant atteint sa consigne [Mil01]. Dans ce cas le courant continue de croître et dépasse sa valeur de consigne. Il n'existe dans ce cas aucun moyen de contrôler le courant. La Figure 2.20 c) illustre ce phénomène avec les mêmes paramètres que précédemment mais $\omega = 2000 \text{ tr/mn}$.

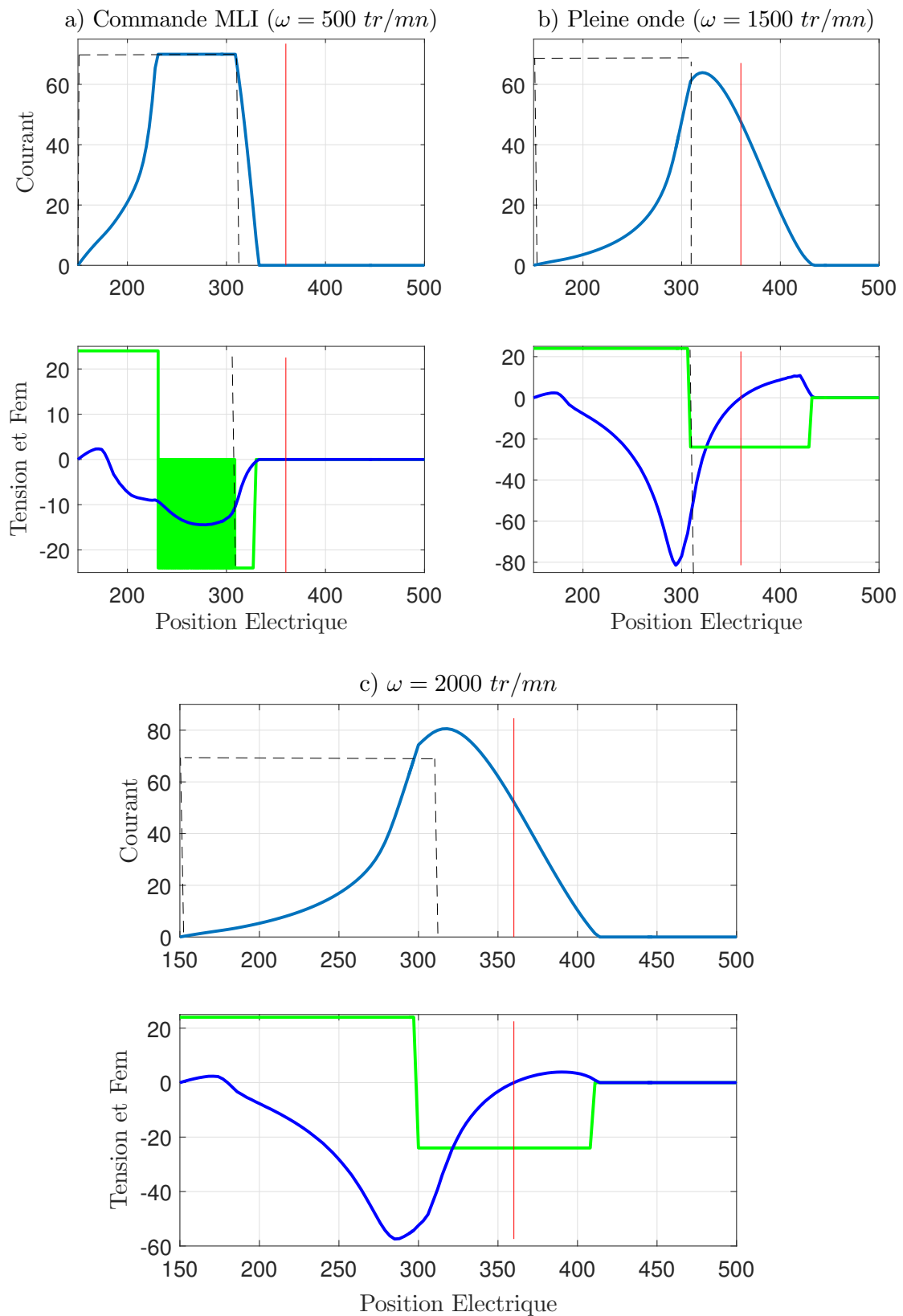


FIGURE 2.20 – Profil de courant à basse et haute vitesse en mode générateur

Le Tableau 2.2 résume les trois étapes du fonctionnement de la génératrice et donne l'état des interrupteurs pour chaque étape. Pour augmenter la durée de vie des interrupteurs, on peut alterner l'activation (T_1 et D_1) et (T_2 et D_2), pendant les phases de roue libre [Mor05].

TABLE 2.2 – Commande des interrupteurs pour un fonctionnement générateur

Phase	Courant i_j	Tension u_j	Interrupteurs actifs
Magnétisation	Croissant	V_{DC}	T_1, T_2
Roue libre	Croissant	0	T_1, D_1 ou D_2, T_2
Démagnétisation	Décroissant	$-V_{DC}$	D_1, D_2

2.6.2 Influence des angles de commande sur le courant

Comme nous venons de le voir, la forme du courant de la génératrice dépend de la vitesse. Les angles de commande à savoir l'angle d'amorçage ψ et l'angle de conduction θ_p ont aussi un important impact sur le profil du courant. En effet, en mode pleine onde, pendant la phase de génération, le courant circule à travers les diodes de roue libre. Il n'existe alors pas de moyen de le contrôler pendant cette phase. Pour éviter que le courant pic généré dépasse la valeur maximale admissible par le convertisseur, le contrôle doit se faire pendant la phase d'excitation, en trouvant les angles de commande appropriés. En mode générateur, l'excitation doit se faire principalement après la position de conjonction (180°), dans la région décroissante de l'inductance, pour produire un couple négatif.

La Figure 2.21 montre l'évolution du courant pour différents angles d'amorçage alors que la durée de conduction est fixée. Pour des angles d'amorçage de 160° , 180° et 200° respectivement, les valeurs du courant de pic généré sont 30 A , 46.5 A et 65 A respectivement. Pour un même intervalle de conduction, la valeur maximale du courant généré augmente si on augmente l'angle d'amorçage. En effet, la force électromotrice est proportionnelle à la variation de l'inductance par rapport à la position ($dL/d\theta$). Si ψ augmente, l'excitation se fait dans la région où l'inductance présente une pente plus grande, par conséquent le courant croît plus vite.

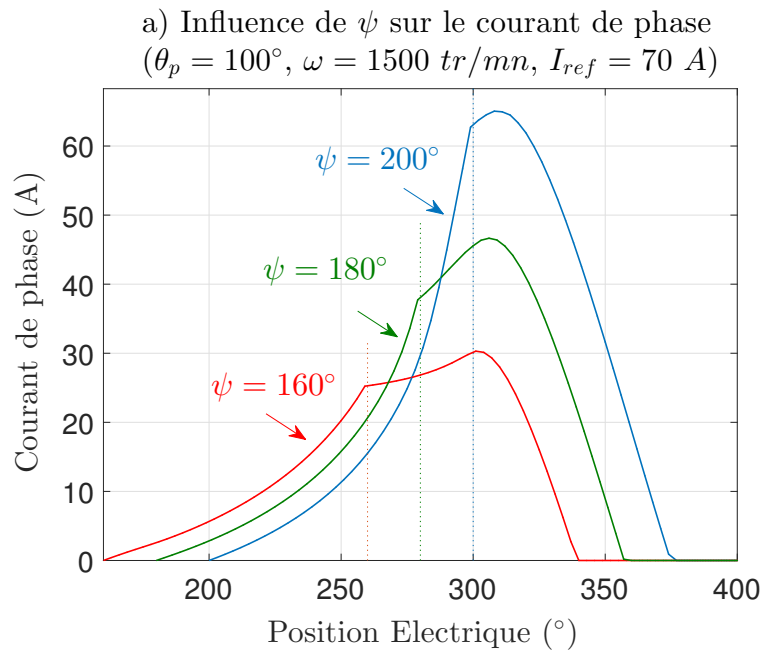


FIGURE 2.21 – Courant de phase en fonction de l'angle d'amorçage

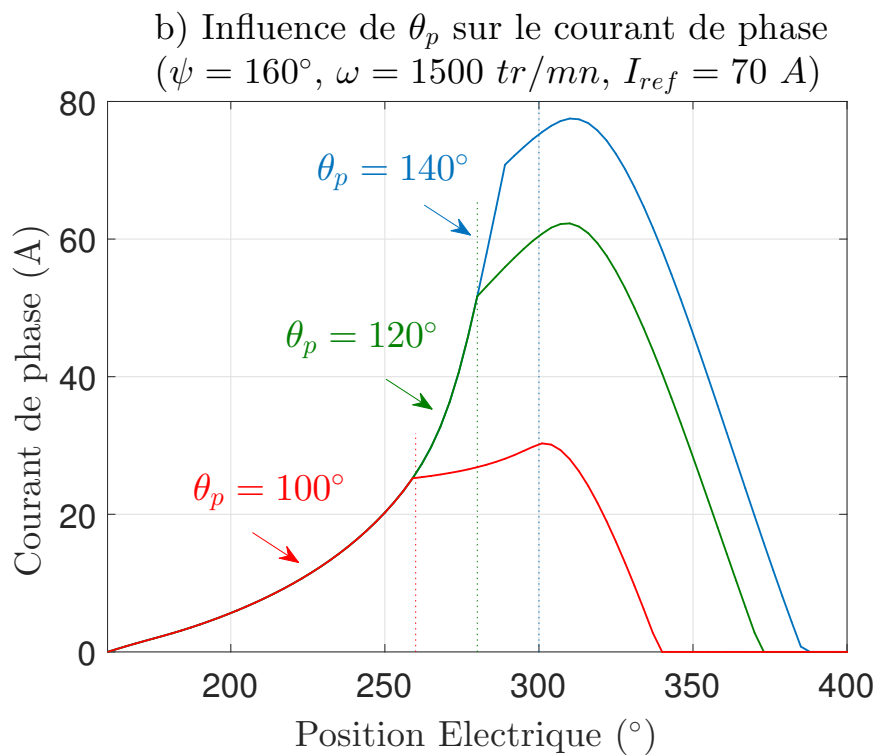


FIGURE 2.22 – Courant de phase en fonction de l'angle de conduction

La Figure 2.22 illustre l'évolution du courant pour différents angles de conduction pendant que l'angle d'amorçage est gardé constant. Lorsque θ_p prend les valeurs : 100° , 120° et 140° respec-

tivement, la valeur maximale atteinte par le courant est : 30 A, 62.3 A et 77.5 A respectivement. En effet, si on augmente la période d'excitation des phases, le courant généré augmente aussi. En revanche si l'angle de conduction devient important, le courant décroît plus lentement et peut ne pas s'annuler avant la position d'opposition (360°). On rentre alors dans la zone de production de couple positif. Même si le couple moyen sur un cycle électrique reste générateur, il décroît si l'angle de conduction devient important.

TABLE 2.3 – Courant maximal généré en fonction des angles d'excitation

Angle d'amorçage ψ	Angle de conduction θ_p	Courant max
160°	100°	30 A
180°	100°	46.5 A
200°	100°	65 A
160°	100°	30 A
160°	120°	62.3 A
160°	140°	77.5 A

2.6.3 Connexion de la GRV à une charge DC active

Nous présentons ici la connexion de la GRV à une charge DC. Le bus continu est représenté par un condensateur de lissage C_{DC} , il est choisi suffisamment grand afin de réduire les ondulations de la tension du bus. La charge est représentée par la résistance R_L . La valeur de celle-ci est choisie en fonction de la tension du bus et de la puissance électrique souhaitée à la sortie de la génératrice. $P_e = V_{DC}^2 / R_L$. Le couple de charge de la génératrice est imposé par la valeur de la résistance de charge. Le fonctionnement de la génératrice nécessite une puissance mécanique d'entrée. Elle peut être la force développée par les pales d'une éolienne ou bien la force cinétique lors du freinage d'un véhicule. Nous avons choisi une machine à courant continu afin de représenter cette puissance mécanique extérieure.

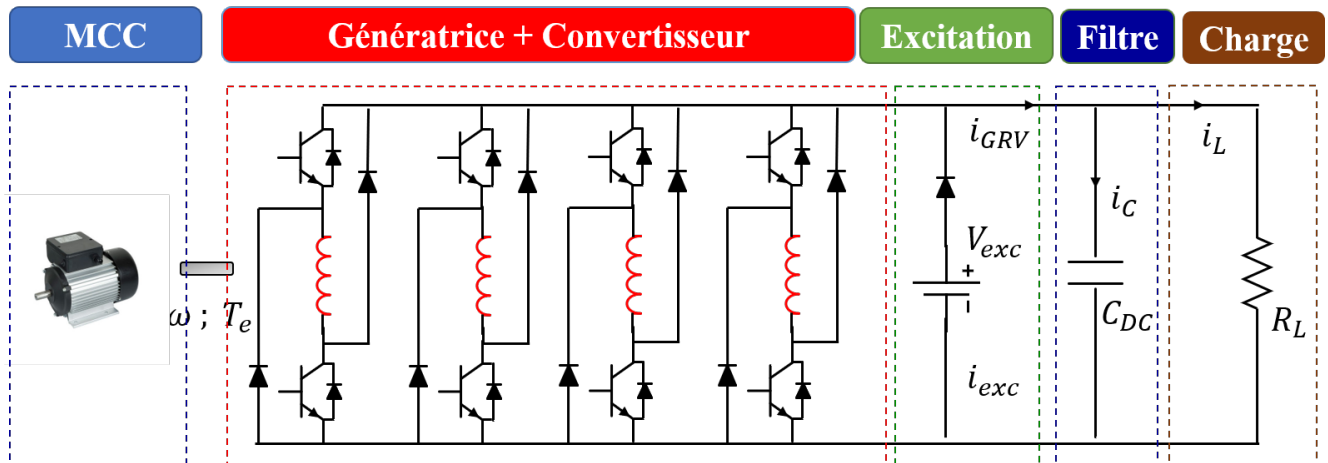


FIGURE 2.23 – GRV connectée à une charge DC

Le rotor de la machine à réluctance variable étant totalement passif (pas d'enroulements ni d'aimants), le fonctionnement de la génératrice nécessite une source de tension extérieure pour assurer la magnétisation initiale des phases. Une batterie ($V_{exc} = 24\text{ V}$) en série avec une diode est placée sur le bus continu pour exciter la machine au démarrage. La diode empêche le retour du courant vers la batterie pendant la génération. Lorsque la tension du condensateur devient suffisamment élevée, la batterie est automatiquement déconnectée et le courant d'excitation est fourni par le condensateur. Aucune énergie n'est désormais prélevée de la batterie. On parle d'auto-excitation de la génératrice.

Le courant généré par la GRV i_{GRV} est la somme des quatre courants de phase pendant l'étape de génération, lorsque les interrupteurs sont ouverts. Soit s_j le signal de commutation des interrupteurs de la phase j , i_C le courant qui circule dans le condensateur et i_L le courant dans la charge. Le courant généré est défini par :

$$i_{GRV} = \sum_{j=1}^4 s_j i_j \quad \text{avec} \quad s_j = \begin{cases} 0 & \text{si } T_1, T_2 \text{ fermés.} \\ 1 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$i_{GRV} = i_C + i_L \quad (2.26)$$

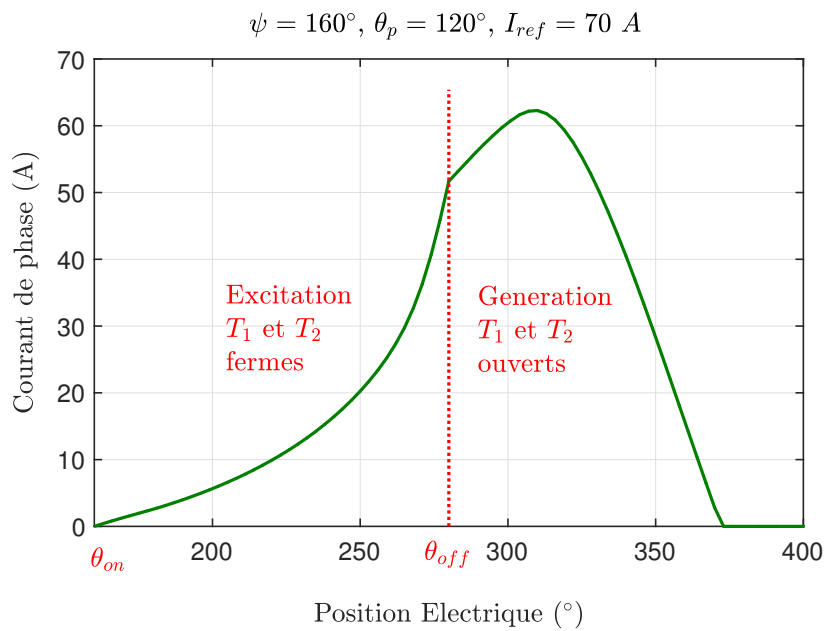


FIGURE 2.24 – Courant d'excitation et courant de génération

La structure générale du système de conversion est représentée à la Figure 2.25. Le fonctionnement de la génératrice est analogue à celui du moteur. L'objectif de la commande en mode moteur est de contrôler la valeur moyenne du couple électromagnétique et la vitesse de la machine. Alors que, la stratégie de commande en mode générateur a pour objectif de contrôler la tension du bus continu et la puissance électrique générée. La partie commande est constituée d'une boucle interne de régulation des courants de phase et d'une boucle externe de régulation de la tension du bus continu V_{DC} .

Des angles d'excitation fixes entraînent une augmentation ou une diminution exponentielle de la tension ou du courant du bus continu. En outre, plusieurs angles d'excitation peuvent réaliser

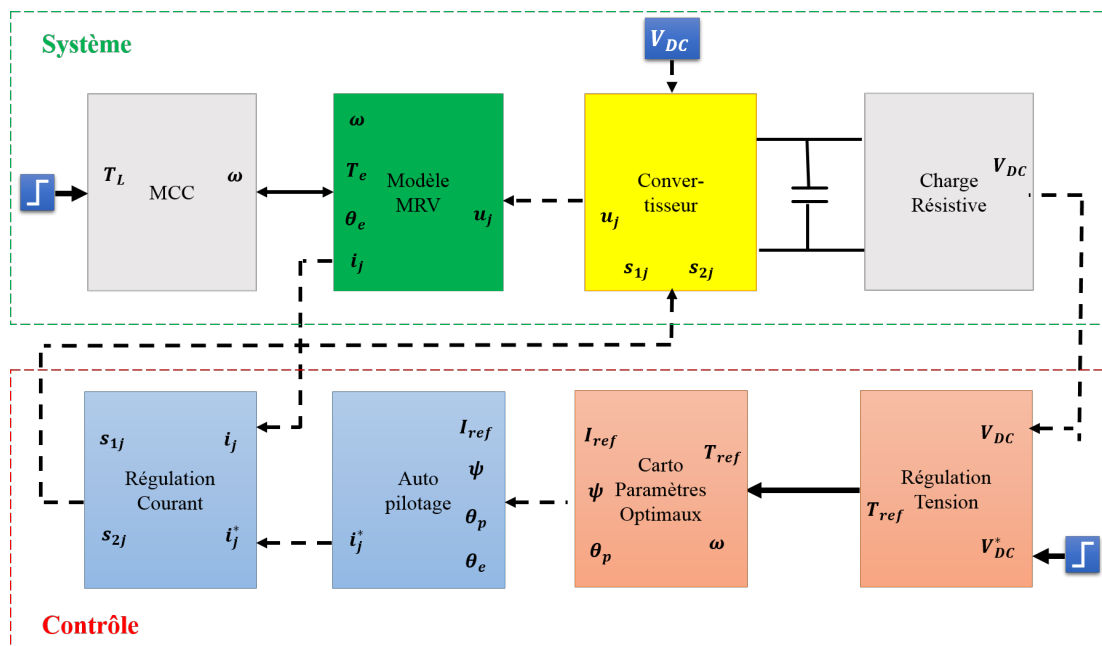


FIGURE 2.25 – Structure générale de la commande la MRV en mode générateur

une puissance donnée. La GRV doit être régulée de façon à trouver les paramètres d'excitation optimaux pour délivrer la puissance demandée avec le rendement maximal. Comme pour le mode moteur, les paramètres de commande en mode générateur sont les angles d'excitation (ψ et θ_p) et le courant de référence I_{ref} .

2.7 Présentation du dispositif expérimental

La Figure 2.26 représente le dispositif expérimental de la génératrice. Il est composé :

- D'une machine à courant continu (MCC) qui fournit la puissance mécanique d'entrée.
- D'une GRV de type 8/6 4-phases. Elle extrait la puissance mécanique de la MCC pour générer une tension continue 24 V.
- D'un convertisseur à demi pont asymétrique pour alimenter la génératrice.
- D'une batterie externe de 24 V, placée sur le bus continu. Elle assure la magnétisation initiale des phases.
- D'une charge résistive, placée sur le même bus continu.
- D'un couplemètre et de quatre capteurs de courant.
- D'un capteur incrémental, placé sur le rotor. Elle fournit la mesure de la position et de la vitesse au contrôleur.

La partie numérique du contrôle est constituée :

- D'un processeur DSP DS1005 pour la régulation de la tension du bus
- D'une carte FPGA pour la régulation des courants de phase
- D'un PC hôte pour la programmation, la supervision (Matlab-Simulink, Control-Desk) et l'acquisition de données

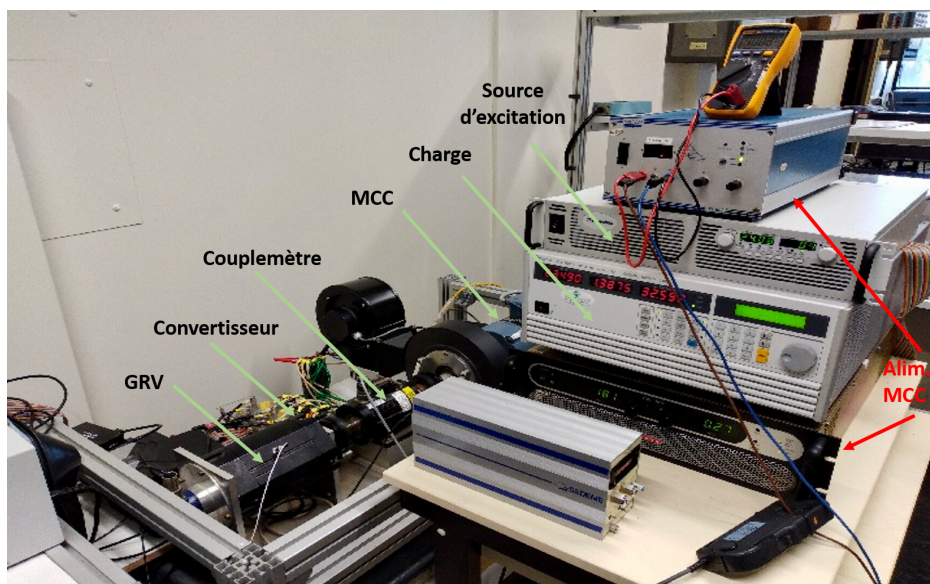


FIGURE 2.26 – Dispositif expérimental de la MRV

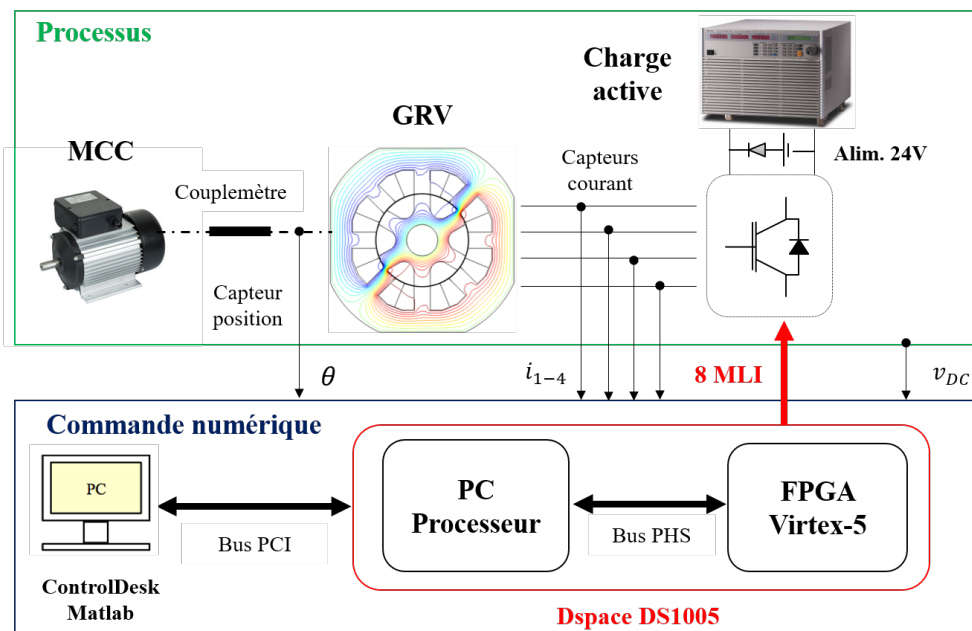


FIGURE 2.27 – Schéma bloc du banc de test

2.7.1 Caractéristiques dynamiques de la GRV en boucle ouverte

La tension de sortie de la génératrice dépend de plusieurs paramètres tels que : le courant de référence I_{ref} , l'angle d'amorçage ψ , l'angle de conduction θ_p , la vitesse de rotation ω et la charge R_L . Pour analyser l'influence de ces paramètres sur la tension du bus continu, des tests expérimentaux préliminaires en boucle ouverte sont d'abord menés.

La Figure 2.28 montre l'influence de l'angle d'amorçage ψ sur la tension lorsque tous les autres paramètres sont fixés. Idéalement, pour un fonctionnement de la génératrice l'excitation commence à la position de conjonction, lorsque $\psi = 180^\circ$. Généralement on commence l'excitation avant la position de conjonction : On parle "**d'avance de l'angle d'amorçage**" si $\psi < 180^\circ$. Si on avance ψ de 200° à 140° , la tension du bus passe de 23.4 V à 26.5 V . L'avance de l'angle d'amorçage permet donc d'augmenter la tension générée et la puissance électrique. En avançant ψ , la tension du bus continu augmente mais il existe un angle optimal limite ψ_{opt} à partir duquel la tension et la puissance générées commencent à décroître. En effet on remarque que si l'angle d'amorçage est avancé de 140° à 120° , la tension diminue passant de 26.5 V à 24 V .

La Figure 2.29 illustre le comportement de la tension du bus en fonction de l'angle de conduction θ_p lorsque l'angle d'amorçage est fixé à la conjonction ($\psi = 180^\circ$) et la machine tourne à 800 tr/mn . Pour les différentes valeurs de θ_p : 80° , 140° et 180° la tension s'établit respectivement à V_{DC} : 23.5 V , 25.5 V et 26 V . La tension du bus augmente si on augmente la durée de conduction des interrupteurs.

Sur la Figure 2.30 on peut remarquer que le courant de référence a une influence sur la tension du bus. A l'instant $t = 1.2\text{ s}$, le courant varie de 10 A à 20 A . Cela se traduit par une variation de la tension du bus de 23.4 V à 25 V .

La Figure 2.31 montre la réponse de la tension du bus à des variations rapides de la vitesse. On peut remarquer une augmentation de la tension à chaque saut de vitesse. Nous sommes ici dans le cas particulier où la vitesse est inférieure à la vitesse de base de la machine $\omega_b = 1300\text{ tr/mn}$. En effet au delà de cette vitesse, il existe une vitesse de rotation optimale à partir de laquelle la tension du bus commence à décroître.

Pour voir l'influence d'une variation de la charge sur la tension délivrée par la génératrice à vitesse

constante, nous avons sur la Figure 2.32 représenté les résultats des essais pour quatre valeurs de résistances. Par exemple, à l'instant $t = 8 \text{ s}$ on a changé la valeur de la résistance, elle passe de 15Ω à 20Ω . On note une augmentation importante de la tension du bus continu, en effet elle passe de 26 V à 34 V .

On peut conclure à partir de ces premiers résultats expérimentaux même s'ils ne sont pas exhaustifs que ces cinq paramètres influent sur la valeur de la tension produite et son sens de variation : $V_{DC} = f(I_{ref}, \psi, \theta_p, \omega, R_L)$. Ces résultats semblent montrer une plus grande sensibilité relative au courant de référence, à l'angle d'amorçage et à la durée de conduction. On peut trouver dans la littérature des expressions analytiques de cette dépendance. Il est aussi démontré que la puissance électrique générée par la GRV et le rendement de conversion dépendent de ces cinq paramètres [Asa06][PYDZ11] [BNF⁺16]. Dans la suite, nous souhaiterons réguler la tension du bus à une valeur constante de 24 V quel que soit le point de fonctionnement de la génératrice. Pour garantir un fonctionnement performant et efficace de la génératrice, un choix judicieux des paramètres de commande devra être assuré. Ce point sera abordé plus loin.

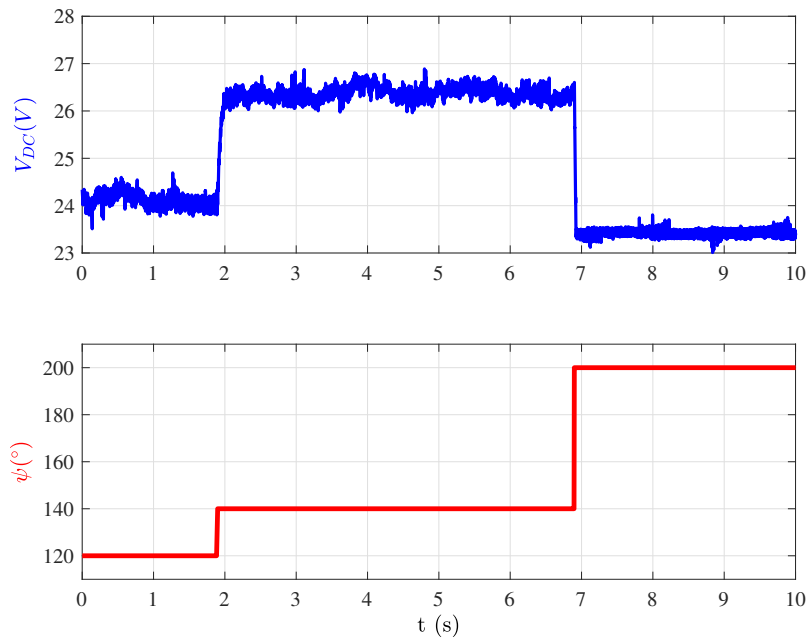


FIGURE 2.28 – Influence de l'angle d'amorçage sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $I_{ref} = 16 \text{ A}$, $\theta_p = 150^\circ$, $R_L = 15 \Omega$, $\omega = 800 \text{ tr/mn}$

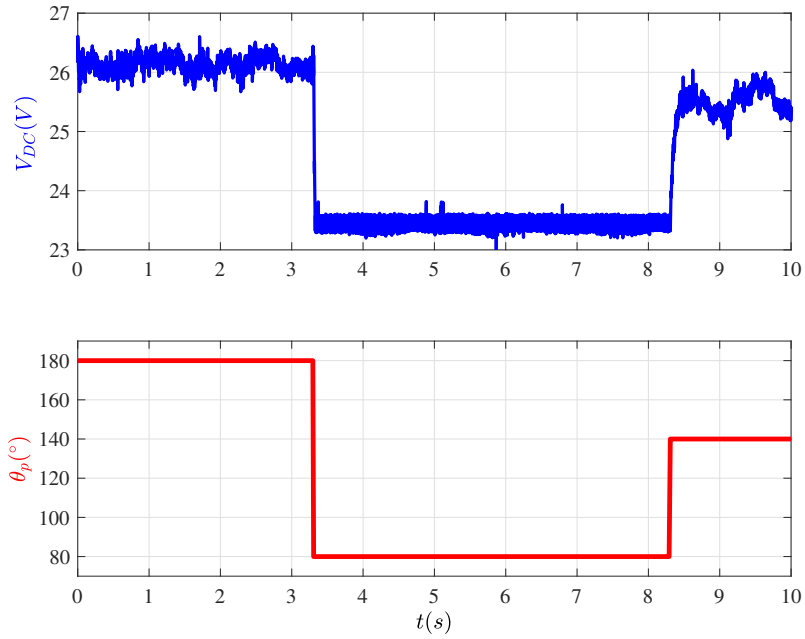


FIGURE 2.29 – Influence de l'angle de conduction sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $I_{ref} = 16$ A, $\psi = 180^\circ$, $R_L = 15 \Omega$, $\omega = 800$ tr/mn

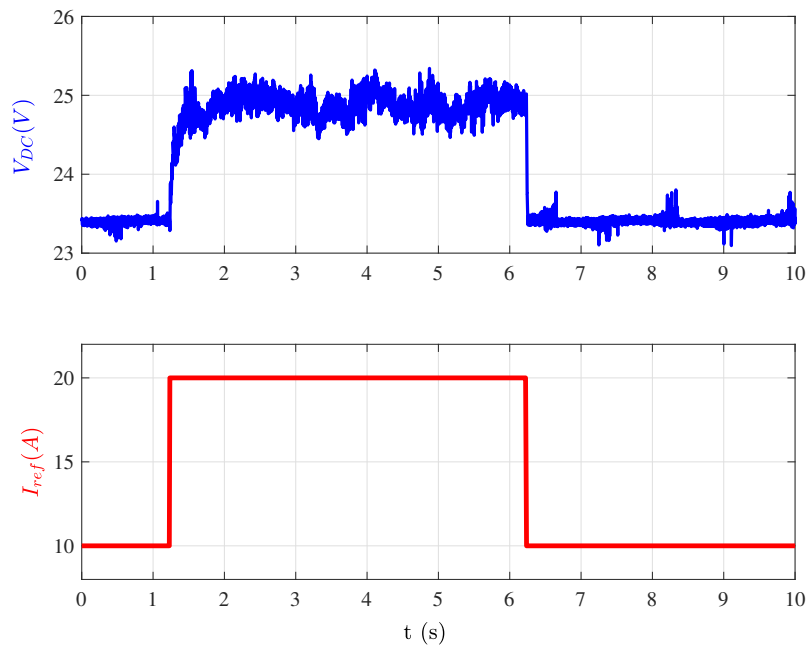


FIGURE 2.30 – Influence du courant de référence sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à : $\psi = 180^\circ$, $\theta_p = 150^\circ$, $R_L = 15 \Omega$, $\omega = 800$ tr/mn

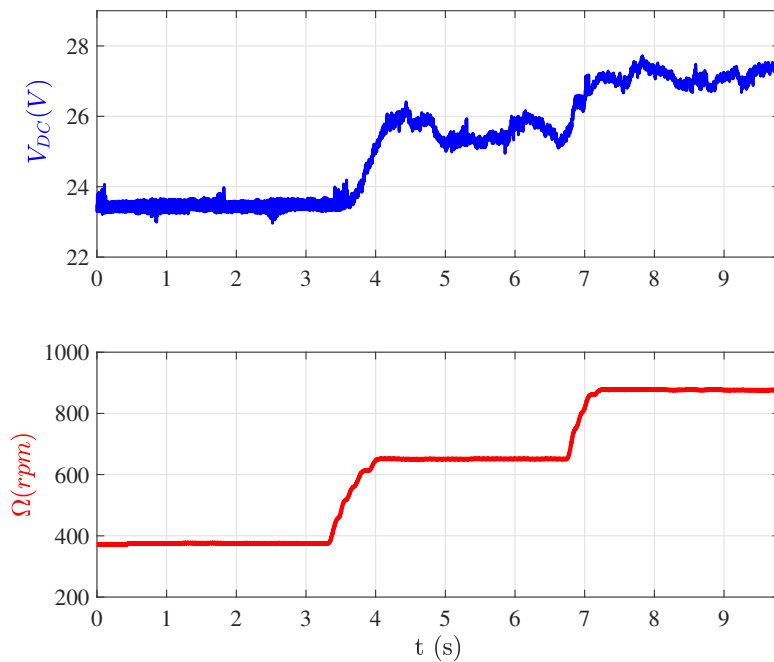


FIGURE 2.31 – Influence de la vitesse sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à :

$I_{ref} = 16 \text{ A}$, $\psi = 180^\circ$, $\theta_p = 150^\circ$, $R_L = 15 \Omega$

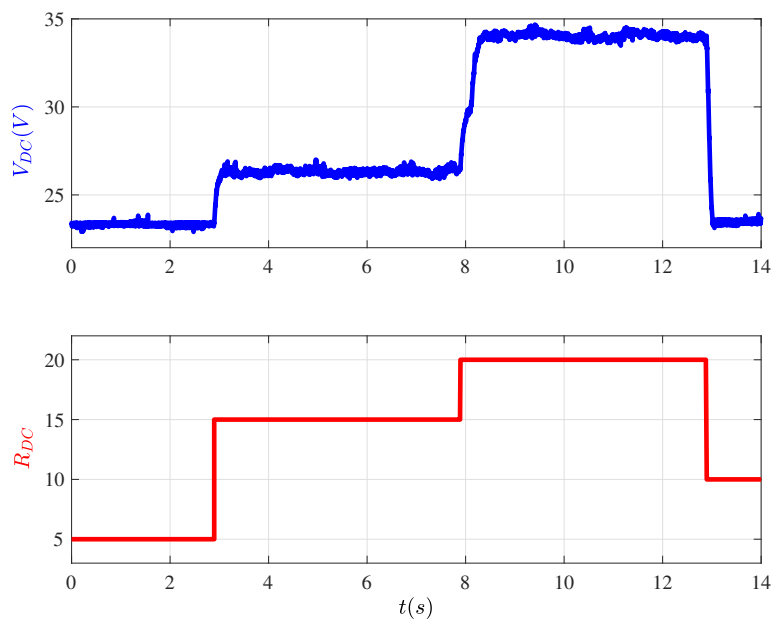


FIGURE 2.32 – Influence de la charge sur la tension du bus. Les autres paramètres sont fixés à :

$I_{ref} = 16 \text{ A}$, $\psi = 180^\circ$, $\theta_p = 150^\circ$, $\omega = 800 \text{ tr/mn}$

2.7.2 Régulation de la tension du bus continu

Synthèse du correcteur

Les tests en boucle ouverte montrent que la tension du bus continu varie en fonction du triplet $(I_{ref}, \psi, \theta_p)$, de la vitesse de rotation et de la valeur de la résistance de charge. Le but du contrôle en boucle fermée est de réguler la tension du bus continu à une valeur de référence V_{DC}^* quel que soit le point de fonctionnement du système et les perturbations qui peuvent se produire.

La tension du bus continu V_{DC} mesurée aux bornes du condensateur est comparée à la tension de consigne V_{DC}^* , le correcteur génère le courant de référence i_{GRV}^* à injecter sur le bus continu pour annuler l'erreur $\epsilon = V_{DC}^* - V_{DC}$. La relation entre la tension du bus V_{DC} et le courant i_{GRV} est une fonction $T(s)$ du premier ordre.

$$T(s) = \frac{V_{DC}}{i_{GRV}} = \frac{R_L}{1 + R_L C_{DC} s} \quad (2.27)$$

La Figure 2.33 présente le schéma de régulation de la tension. Elle comprend une boucle externe de régulation de la tension par un correcteur PI modélisé par $C_V(s)$, utilisé pour sa simplicité et sa robustesse, et une boucle interne de régulation des courants de phase par des correcteurs à hystérésis. La sortie de ce bloc donne la valeur moyenne du courant généré i_{GRV} qui sert à alimenter la charge résistive et à recharger le condensateur.

$$C_V(s) = K_{PV} + K_{IV}/s \quad (2.28)$$

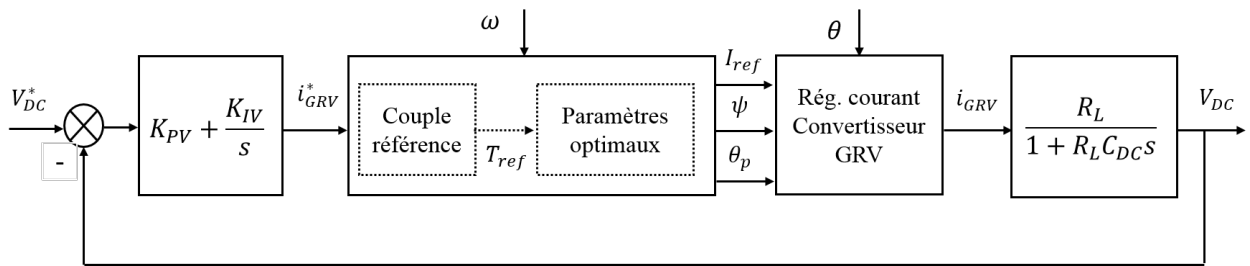


FIGURE 2.33 – Schéma de la Régulation de la tension du bus continu

Le correcteur est synthétisé en utilisant la méthode de compensation de pôles. Nous supposons que la boucle interne de courant est suffisamment rapide par rapport à la boucle externe de tension. Sous cette hypothèse, la fonction de transfert de la boucle de courant peut être assimilée à une fonction unitaire. Le schéma de régulation sur la Figure 2.33 peut se simplifier comme suit :

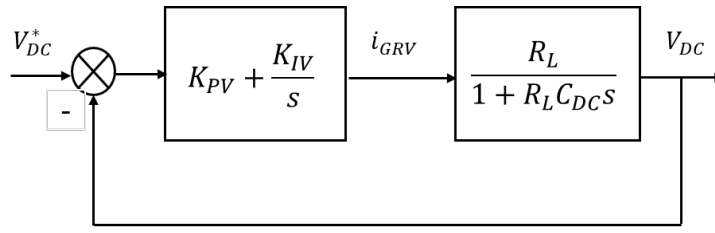


FIGURE 2.34 – Schéma simplifié de la Régulation de la tension bus

En se basant sur le schéma simplifié, la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H(s) = \frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{K_{PV} \left(\frac{s + K_{IV}/K_{PV}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1/C_{DC}}{s + 1/R_L \cdot C_{DC}} \right)}{1 + K_{PV} \left(\frac{s + K_{IV}/K_{PV}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1/C_{DC}}{s + 1/R_L \cdot C_{DC}} \right)} \quad (2.29)$$

Pour améliorer la dynamique du système en boucle ouverte, le pole stable ($p = -1/R_L \cdot C_{DC}$) peut être compensé par le zéro du correcteur PI ($z = -K_{IV}/K_{PV}$). Nous obtenons alors la fonction de transfert en boucle fermée de la tension du bus sous la forme d'une fonction du premier ordre de gain unitaire.

$$H(s) = \frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{1}{1 + T \cdot s} \quad (2.30)$$

T est la constante de temps.

$$T = \frac{C_{DC}}{K_{PV}} \quad ; \quad \frac{K_{IV}}{K_{PV}} = \frac{1}{R_L \cdot C_{DC}} \quad (2.31)$$

Pour améliorer la dynamique de la boucle de tension, la constante proportionnelle K_{PV} doit être suffisamment grande. Mais un gain trop élevé peut entraîner une perte de stabilité du système. Le choix d'une constante de temps $T = 5 \text{ ms}$ est un bon compromis pour assurer un système rapide et stable. Le correcteur est calculé pour une valeur de la résistance de charge de $R_L = 15 \Omega$ et le condensateur est choisi suffisamment grand ($C_{DC} = 23.4 \text{ mF}$) pour réduire les ondulations de la tension du bus. Les gains sont donnés par :

$$K_{PV} = \frac{C_{DC}}{T} = 4.68 \quad ; \quad K_{IV} = \frac{K_{PV}}{R_L \cdot C_{DC}} = 13.3 \quad (2.32)$$

Pour vérifier la validité de la stratégie de contrôle proposée, des simulations sont réalisées dans l'environnement Matlab-simulink et une campagne de tests expérimentaux est faite. Nous nous sommes attachés à évaluer la robustesse du correcteur vis à vis de la vitesse et de la charge, l'erreur statique et le taux d'ondulations :

$$\Delta V = (V_{DC-max} - V_{DC-min})/V_{DC-moy}$$

a - Performances en régime permanent

La Figure 2.35 montre l'évolution de la tension du bus continu pour différentes valeurs de référence. La vitesse de rotation est fixée à 800 tr/mn et la valeur de la résistance de charge est fixée à 15Ω . Pour chaque nouvelle valeur de la référence de tension, un nouveau triplet $(I_{ref}, \psi, \theta_p)$ optimal est calculé pour ramener la tension du bus à la valeur désirée. On constate que la tension rejoint rapidement sa consigne malgré quelques ondulations.

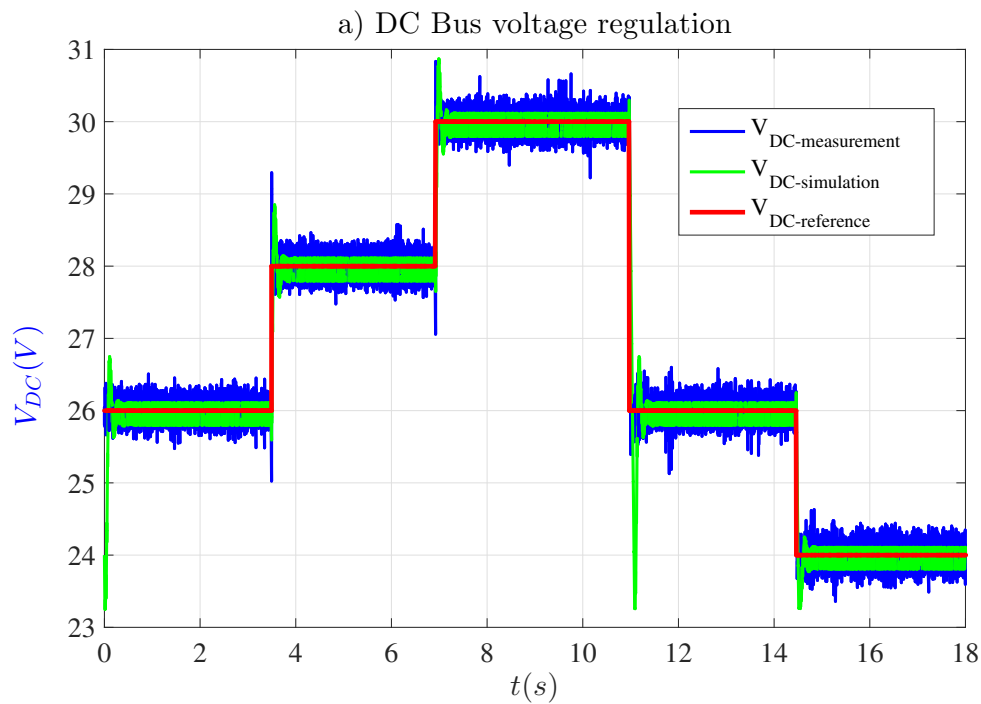


FIGURE 2.35 – Evolution de la tension du bus pour différentes valeurs de référence

TABLE 2.4 – Ondulation de la tension du bus en fonction de la tension de référence

Tension de référence	Simulation	Mesure
$V_{DC}^* = 24 \text{ V}$	1.25 %	2.90 %
$V_{DC}^* = 26 \text{ V}$	1.15 %	2.35 %
$V_{DC}^* = 28 \text{ V}$	1.11 %	2.43 %
$V_{DC}^* = 30 \text{ V}$	1.07 %	2.33 %

b - Robustesse du réglage vis à vis de la vitesse

Pour mesurer l'impact d'une perturbation de vitesse sur la régulation, nous avons représenté sur la Figure 2.36 les résultats des essais à différentes vitesses de rotation. La tension de référence du bus est fixée à $V_{DC}^* = 24\text{ V}$ et la résistance de charge est fixée à $R_L = 15\ \Omega$. On peut noter les bonnes performances du régulateur face à des perturbations de vitesse aussi bien en simulation qu'en expérimental. Le régulateur rejette rapidement les perturbations de vitesse sur la tension. L'impact de la vitesse de rotation sur le taux d'ondulation est aussi évalué. Les résultats sont regroupés dans Tableau 2.5. On peut observer aussi bien en simulation que pour les résultats expérimentaux une diminution des ondulations de la tension lorsque la vitesse augmente. Par contre on note une différence significative entre les taux d'ondulation (dans un rapport de 2). Plusieurs raisons peuvent expliquer cette différence telles que la mesure de la tension du bus continu, le comportement réel des boucles de courant, la commande des interrupteurs du convertisseur, les imperfections du modèle et les erreurs de conversion numérique-analogique.

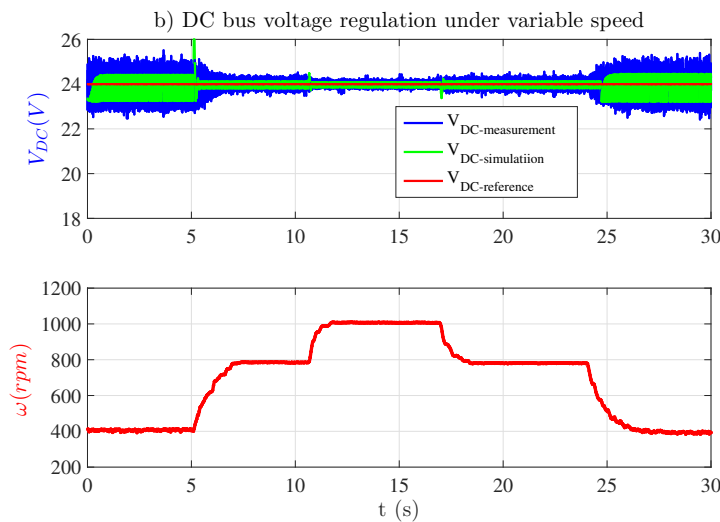


FIGURE 2.36 – Régulation de la tension du bus avec une perturbation de vitesse

TABLE 2.5 – Ondulation de la tension du bus en fonction de la vitesse

Vitesse de rotation	Simulation	Mesure
$\omega = 400\text{ tr/mn}$	4.83 %	9.54 %
$\omega = 800\text{ tr/mn}$	1.29 %	3.40 %
$\omega = 1000\text{ tr/mn}$	0.92 %	2.04 %

c - Robustesse du réglage vis à vis de la charge

On étudie maintenant l'influence d'une perturbation de charge sur la régulation. La tension de référence est fixée à $V_{DC}^* = 24 \text{ V}$ à la vitesse de rotation $\omega = 800 \text{ tr/mn}$. On fait le test avec trois valeurs de résistance R_L : 7Ω , 15Ω et 31Ω , ce qui correspond à une puissance électrique demandée sur le bus P_e : 82.3 W , 38.4 W et 18.5 W , respectivement. On constate que ce régulateur donne des performances satisfaisantes, même pour des valeurs de résistance différentes de celle pour laquelle il a été calculé. Enfin, le Tableau 2.6 indique que les ondulations sont réduites pour des valeurs de résistances élevées (faibles couples). Cela corrobore l'hypothèse selon laquelle le taux d'ondulations du couple et de la tension du bus de la MRV diminue au fur et à mesure que le couple de charge diminue.

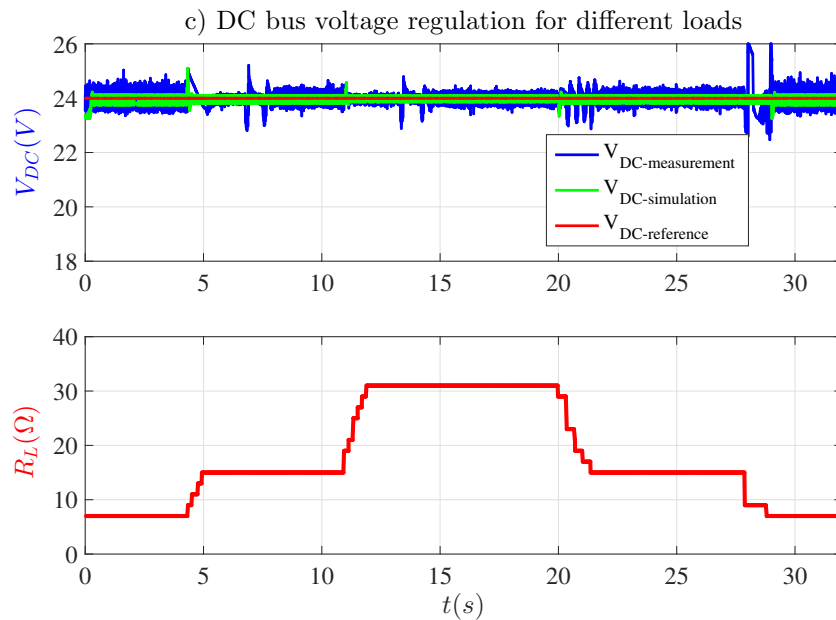


FIGURE 2.37 – Régulation de la tension bus pour une charge variable

TABLE 2.6 – Ondulation de la tension du bus en fonction de la résistance de charge

Résistance de charge	Simulation	Mesure
$R_L = 7 \Omega$	1.54 %	4.87 %
$R_L = 15 \Omega$	1.17 %	3.42 %
$R_L = 31 \Omega$	0.96 %	2.54 %

On peut conclure que malgré le choix de régulateurs à structure simple (PI et hystérésis), les premiers résultats obtenus aussi bien en simulation que sur le banc expérimental sont satisfaisants. En régime permanent l'erreur statique est maîtrisée pour plusieurs points de fonctionnement. Les perturbations dues aux variations (inévitables) de vitesse et de charge sont bien rejetées. Les études et les essais doivent être poursuivis sur toute la plage de vitesse, notamment à basse vitesse, afin de réduire le taux d'ondulations de la tension sur le bus continu.

2.8 Optimisation des paramètres de commande

2.8.1 Maximisation du rendement par optimisation itérative

Pour une utilisation optimale de la machine à réluctance variable, un choix judicieux des paramètres de commande est nécessaire pour garantir un rendement de conversion maximal et des ondulations minimales des grandeurs électriques. Comme nous l'avons vu dans la section (1.4) du Chapitre (1), plusieurs stratégies de commande sont proposées dans la littérature. Dans cette étude nous avons identifié les angles de commutation (à savoir l'angle d'amorçage ψ et l'angle de conduction θ_p) et le courant de référence des phases (I_{ref}) comme paramètres de commande à la fois en mode moteur et en mode générateur. Il s'agira de trouver les paramètres optimaux pour chaque point de fonctionnement.

Les tests en boucle ouverte révèlent que la tension du bus change lorsque le point de fonctionnement change. Le contrôleur calcule le triplet $(I_{ref}, \psi, \theta_p)$ pour maintenir la tension à sa valeur de référence. Il existe plusieurs triplets qui permettent d'atteindre cette tension. Par conséquent, il est important de choisir le triplet qui maximise le rendement tout en réduisant les ondulations de la tension du bus.

Etant donné que la machine à réluctance variable est fortement non linéaire, il est difficile de trouver un modèle analytique suffisamment précis pour pouvoir calculer le rendement en fonction des paramètres de commande, de la vitesse et du couple. Par conséquent, nous allons utiliser une approche itérative, basée sur le logiciel Mrvsim, pour calculer le rendement à un point de fonctionnement pour toutes les combinaisons possibles de I_{ref} , ψ et θ_p .

Après chargement du modèle de la machine précédemment créée (MRV 8/6 4-phases), on fait appel à la fonction "point singulier" de Mrvsim qui permet de calculer un point de fonctionnement.

Pour une vitesse donnée, on fait varier les paramètres de commande dans leurs plages de définition. Pour toutes les combinaisons possibles des paramètres de commande, la fonction "point singulier" calcule les grandeurs caractéristiques (couple instantané total, les ondulations de couple, les pertes globales au niveau de la machine et du convertisseur, le rendement de la conversion) relatives à cette vitesse.

Calcul des pertes [BM04]

La calcul du rendement nécessite la détermination de l'ensemble des pertes dans la machine et dans le convertisseur. Elles correspondent aux pertes Joule P_J dans les enroulements statoriques, les pertes magnétiques P_{mag} , les pertes mécaniques P_{meca} et les pertes dans les semi conducteurs du convertisseur P_{conv} (pertes par conduction et pertes par commutation).

Pertes Joule

Les pertes Joule correspondent aux pertes résistives dans les enroulements de la machine. Elles sont données par la relation (Eq.2.33), où q désigne le nombre de phases, r la résistance des enroulements et I_{eff} le courant efficace de la phase. On peut donc réduire les pertes Joules en minimisant le courant efficace.

$$P_J = qrI_{eff}^2 \quad (2.33)$$

Pertes magnétiques

Les pertes magnétiques sont dues aux variations du champ magnétique dans le fer et dans les enroulements. Par hypothèse, Mrvsim considère que les pertes magnétiques dans le cuivre sont négligeables. Les pertes magnétiques sont calculées sur la base d'un découpage du circuit magnétique en zones élémentaires. Les pertes magnétiques correspondent aux pertes par courant de Foucault P_F et aux pertes par hystérésis P_H modélisées par la relation (Eq.2.34). K_H et K_F sont deux constantes qui dépendent de la nature des tôles, B désigne le champ magnétique, ΔB est l'amplitude de l'induction et $f_e = \omega_e/2\pi = N_r \omega/2\pi$ est la fréquence d'alimentation. Pour réduire les pertes magnétiques, il est important de choisir des structures comportant un nombre réduit de dents rotoriques N_r .

$$P_F = K_F \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right)^2, \quad P_H = K_H f_e (\Delta B)^2 \quad (2.34)$$

Pertes mécaniques

Mrvsim propose un modèle de calcul des pertes mécaniques basé sur la théorie de la mécanique des fluides. Seules les pertes aérodynamiques, généralement prédominantes dans les machines à grande vitesse (vitesse périphérique supérieure à 60 m/s), sont considérées. A cause de la mauvaise quantification des états de surface, la détermination des pertes aérodynamiques est difficile à faire. Somme toute, elles sont négligeables par rapport aux autres pertes du système.

Pertes dans le convertisseur statique

Les pertes dans le convertisseur sont également calculées par Mrvsim. Elles correspondent aux pertes par conduction P_{cond} calculées à partir des chutes de tension dans les transistors et les diodes et aux pertes par commutation P_{com} . Ces pertes dépendent du type de contrôle (MLI ou pleine onde), de la fréquence de commutation des interrupteurs et des caractéristiques des transistors et des diodes.

Calcul du rendement

Après avoir calculé l'ensemble des pertes dans la machine et dans le convertisseur, il est possible de déterminer le rendement global du système.

Rendement moteur (puissance mécanique positive)

La Figure 2.38 donne le diagramme de puissance en mode moteur. Le rendement moteur est le rapport entre la puissance mécanique et la puissance électrique absorbée par la machine.

$$\eta = \frac{P_{mecanique}}{P_{electrique}} = \frac{P_{em} + P_{meca} + P_{mag}}{P_{em} - P_{conv} - P_J} \quad (2.35)$$

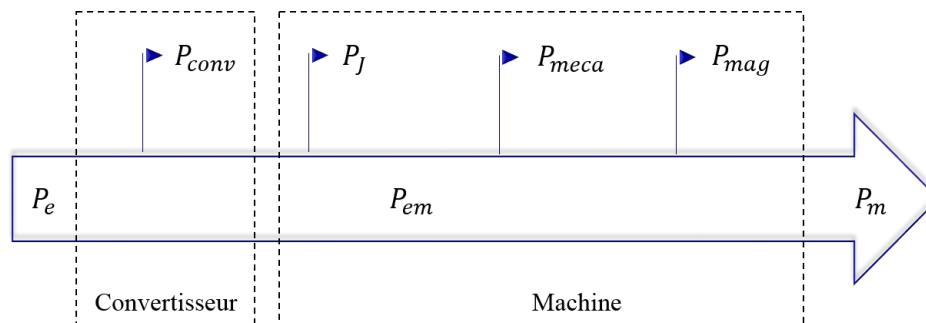


FIGURE 2.38 – Bilan de puissance en mode moteur

Rendement générateur (puissance mécanique négative)

Par comparaison au mode moteur, la Figure 2.39 donne le bilan d'énergie en mode générateur. Le rendement générateur se définit comme le rapport entre la puissance électrique générée et la puissance mécanique.

$$\eta = \frac{P_{\text{électrique}}}{P_{\text{mécanique}}} = \frac{P_{em} - P_J - P_{conv}}{P_{em} + P_{mag} + P_{meca}} \quad (2.36)$$

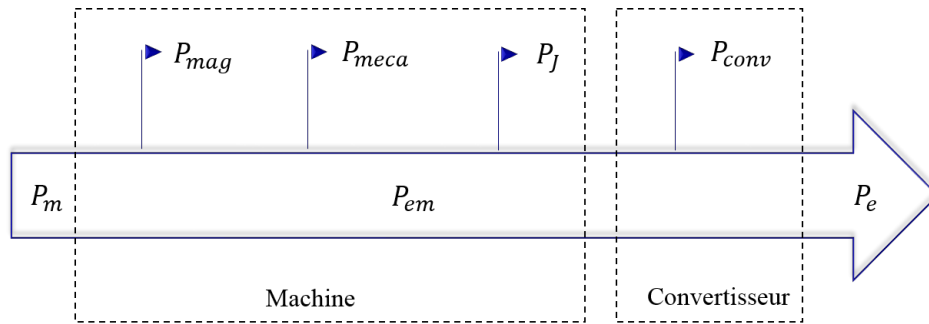


FIGURE 2.39 – Bilan de puissance en mode générateur

Algorithme de maximisation du rendement

La Figure 2.40 présente l'algorithme de maximisation du rendement.

1. On sélectionne un point de fonctionnement défini par son couple T et sa vitesse de rotation ω . On balaie ensuite tous les triplets $(I_{ref}, \psi, \theta_p)$ pour couvrir leurs plages de définition. La fonction "point singulier" de Mrvsim est ensuite lancée. Elle calcule l'ensemble des pertes et les rendements associés à chaque triplet, relatifs au point de fonctionnement choisi.
2. Pour une vitesse de rotation donnée, plusieurs triplets $(I_{ref}, \psi, \theta_p)$ permettent d'avoir le couple de référence demandé mais avec des performances en termes de rendement et d'ondulations différentes. L'ensemble des triplets qui réalisent le point de fonctionnement sont stockés dans un fichier.
3. Le triplet qui permet de réaliser le point de fonctionnement en maximisant le rendement est choisi comme triplet optimal $(I_{ref-opt}, \psi_{opt}, \theta_{p-opt})$
4. Le triplet optimal est stocké dans une cartographie à trois dimensions qui a pour entrées la vitesse et le couple. Elle sera utilisée par la commande.
5. On répète ce processus pour couvrir l'ensemble des points de fonctionnement du plan couple-vitesse.

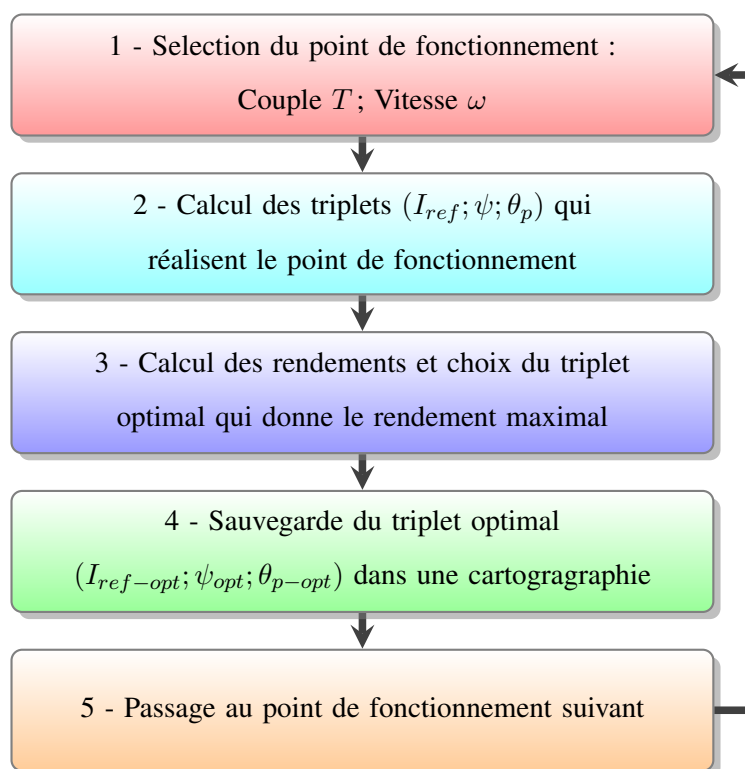


FIGURE 2.40 – Algorithme d’optimisation du rendement

Selon le mode de fonctionnement de la machine, les plages de définition des paramètres et des variables de contrôle changent. Le passage du mode moteur au mode générateur est déterminé par le signe du couple. Nous avons choisi la même plage de vitesse pour les deux modes de fonctionnement. Nos connaissances a priori des caractéristiques de magnétisation permettent de réduire les plages des paramètres de commande. Pour couvrir tous les points de fonctionnement de la courbe enveloppe, les plages de variation de la vitesse, du couple et des paramètres de commande sont fixées comme suit :

TABLE 2.7 – Plage des paramètres de commande en mode moteur

Paramètres	Min.	Max.	Nombre de valeurs
ω	10 <i>tr/mn</i>	5000 <i>tr/mn</i>	17
T_{ref}	0 <i>Nm</i>	26 <i>Nm</i>	91
I_{ref}	1 <i>A</i>	100 <i>A</i>	20
ψ	−120 °	60 °	37
θ_p	120 °	180 °	13

TABLE 2.8 – Plage des paramètres de commande en mode générateur

Paramètres	Min.	Max.	Nombre de valeurs
ω	10 <i>tr/mn</i>	5000 <i>tr/mn</i>	17
T_{ref}	-26 <i>Nm</i>	0 <i>Nm</i>	91
I_{ref}	1 <i>A</i>	100 <i>A</i>	20
ψ	60 °	240 °	37
θ_p	120 °	180 °	13

2.8.2 Résultats de l'optimisation des paramètres de commande

Les résultats d'optimisation du rendement de l'ensemble machine-convertisseur sont représentés sur la Figure 2.41. Nous représentons le rendement global dans le plan couple-vitesse en mode moteur (à gauche) et en mode générateur (à droite). L'optimisation est lancée pour 14 valeurs de vitesse (entre 10 et 5000 *tr/mn*) et 91 valeurs de couple (entre 0 et 26 *Nm*). Le rendement du système est maximisé pour des vitesses de rotation et des couples élevés. Un rendement maximal d'environ 70% peut être atteint pour les deux modes de fonctionnement de la machine. La Figure 2.42 représente l'évolution du courant de référence. Pour une vitesse donnée, le courant varie linéairement en fonction du couple. Le courant de référence dépend faiblement de la vitesse de rotation. Il est d'autant plus grand que le couple développé par la machine est important.

L'évolution de l'angle d'amorçage dans le plan couple vitesse est représentée sur la Figure 2.43.

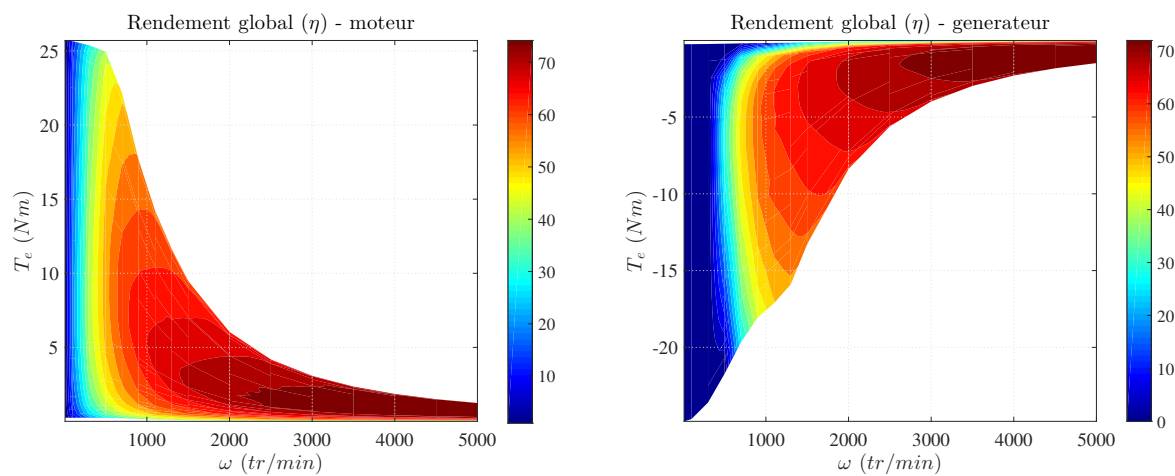


FIGURE 2.41 – Rendement global en mode moteur et en mode générateur

En mode moteur, il évolue entre 40° et -100° avec l'augmentation de la vitesse et du couple. En effet la magnétisation doit commencer idéalement à la position d'opposition ($\psi = 0^\circ$) en mode moteur. Mais pour une vitesse de rotation maximum et un couple maximum, le début de magnétisation est avancé par rapport à la valeur idéale. En mode générateur on constate une variation de l'angle d'amorçage entre 200° et 60° avec l'augmentation de la vitesse et du couple. Là encore, on note une avance du début de magnétisation en haute vitesse par rapport à la valeur idéale de 180° en mode générateur. La Figure 2.44 montre que l'angle de conduction θ_p évolue entre 120° et 180° avec l'augmentation de la vitesse et du couple. En effet la durée de magnétisation est d'autant plus longue que la vitesse de rotation et le couple demandé sont importants. Nous avons fixé une limite maximale de 180° afin d'assurer une démagnétisation complète de la phase.

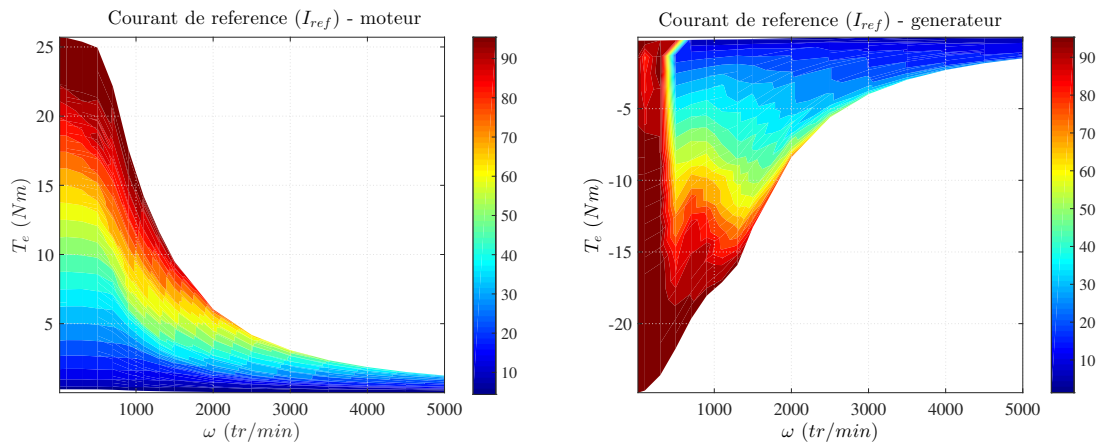


FIGURE 2.42 – Courant de référence en mode moteur et en mode générateur

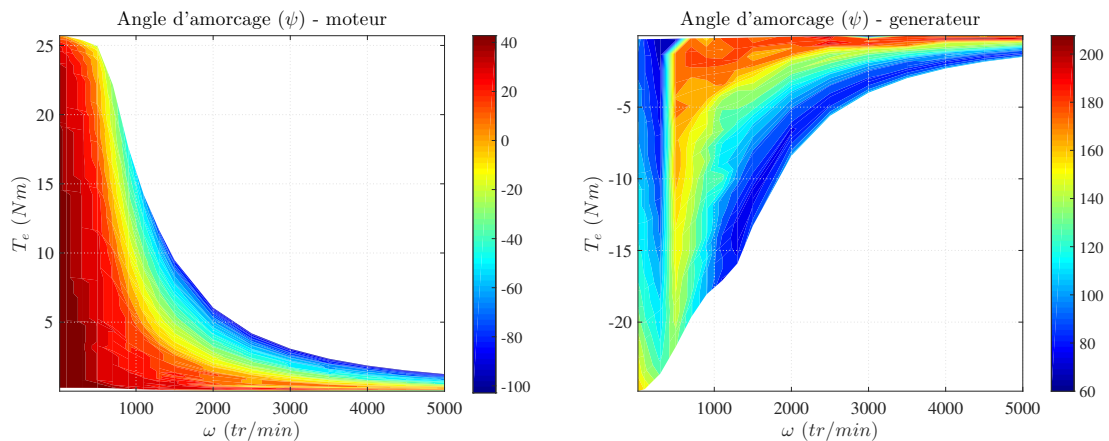


FIGURE 2.43 – Angle d'amorçage en mode moteur et en mode générateur

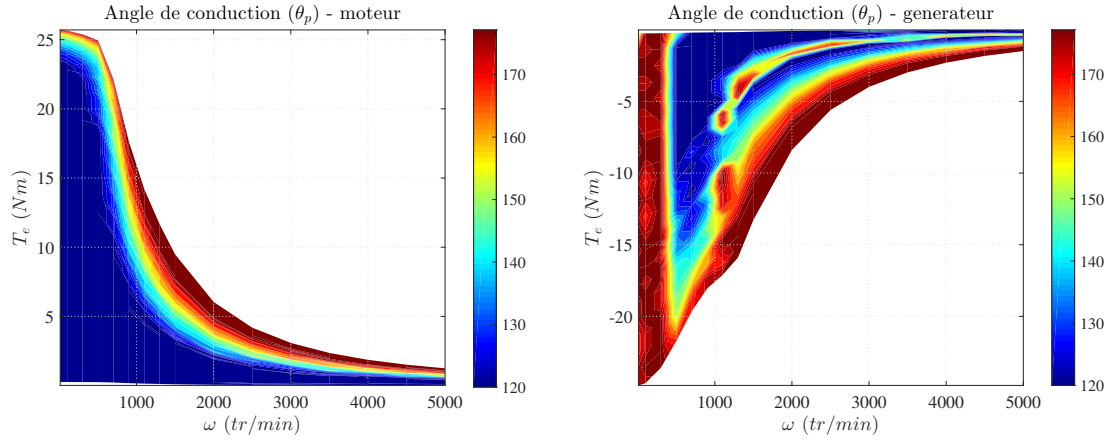


FIGURE 2.44 – Angle de conduction en mode moteur et en mode générateur

2.8.3 Mesure du rendement de la génératrice

On se propose de vérifier expérimentalement l'algorithme d'optimisation du rendement proposé. Le rendement de conversion électromécanique est déterminée comme suit : $\eta = P_{out}/P_{in}$. Le fonctionnement de la génératrice nécessite une source d'alimentation externe pour exciter les enroulements des phases au démarrage de la machine. La puissance d'entrée P_{in} inclut donc la puissance mécanique P_{mec} et la puissance d'excitation P_{exc} :

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \omega T_e \cdot dt + \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_{exc} i_{exc} \cdot dt \quad (2.37)$$

La puissance de sortie P_{out} est calculée en mesurant le courant i_L qui circule dans la charge résistive. La tension du bus est maintenue constante à 24 V par le régulateur de tension

$$P_{out} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} R_L i_L^2 \cdot dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \frac{V_{DC}^2}{R_L} \cdot dt \quad (2.38)$$

La Figure 2.46 montre les résultats expérimentaux de la mesure du rendement en fonction de la vitesse et du couple. Pour l'étude expérimentale, la génératrice est entraînée par une machine à courant continu (12000 tr/mn, 2 Nm) qui impose la vitesse et une source externe 24 V est utilisée pour fournir la puissance d'excitation initiale. La génératrice débite sur une charge résistive $R_L = 15 \Omega$ et un condensateur de lissage $C_{DC} = 23.4 mF$ placé en parallèle sur le bus continu. Après la phase de démarrage, la GRV fonctionne en mode auto-excité, la source externe ne délivre aucun courant, la magnétisation est assurée par le condensateur. Les résultats de mesure révèlent que la génératrice offre un rendement maximal pour des vitesses et des couples élevés. Les résultats expérimentaux confirment ceux de la simulation : le rendement maximal est d'environ 70%.

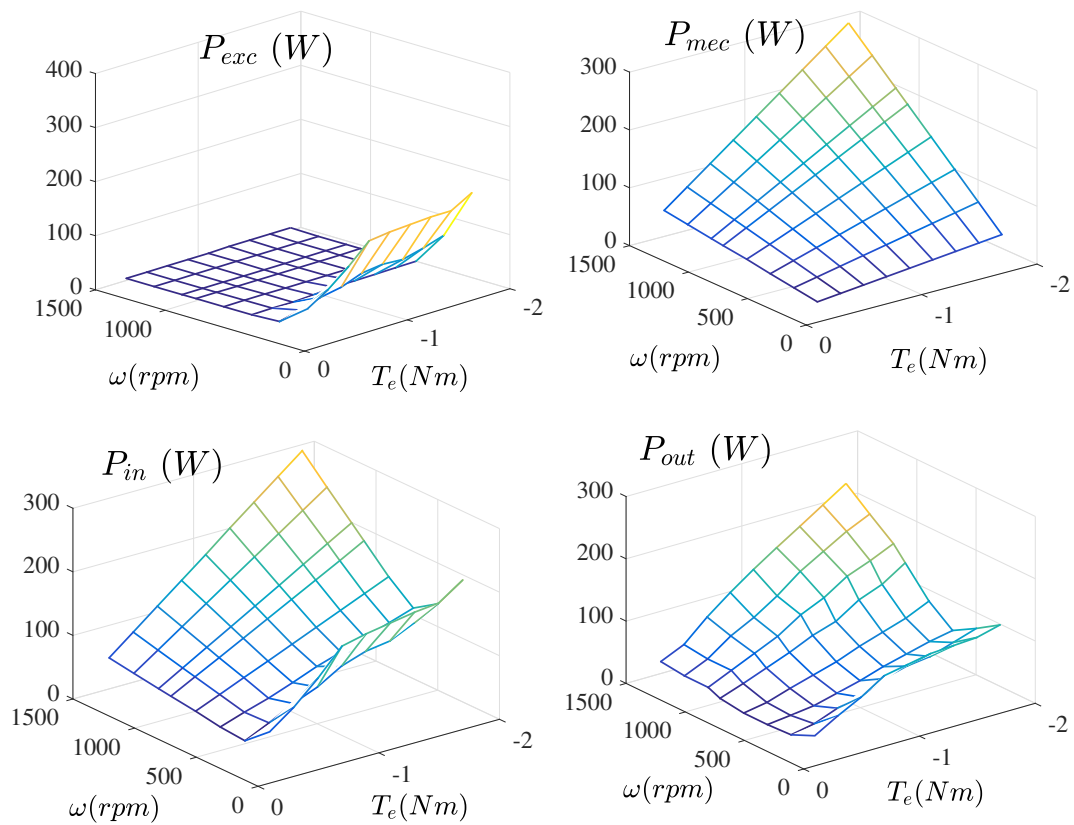


FIGURE 2.45 – Mesure des puissances

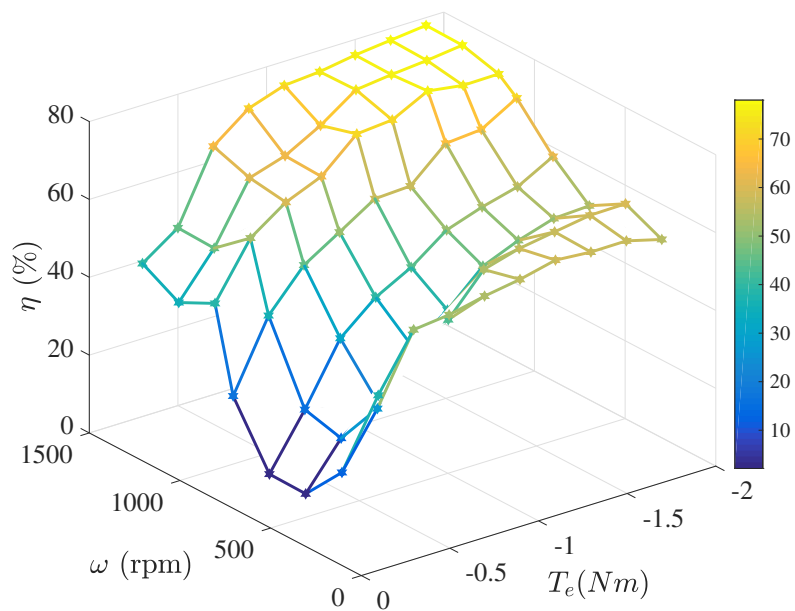


FIGURE 2.46 – Mesure du rendement

2.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande optimale de la machine à réluctance variable en modes moteur et générateur.

D'abord, nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'actionneur à réluctance et proposé un modèle mathématique équivalent de simulation. Les caractéristiques électromagnétiques de la machine telles que le réseau de flux et le réseau de couple sont obtenus en utilisant le logiciel de calcul par éléments finis Mrvsim.

Ensuite, nous avons abordé la commande de la machine. En mode moteur, on cherche à réguler la vitesse et le couple à travers les courant de phase. Tandis que, en mode générateur, l'objectif de la commande est de maintenir la tension du bus continu à une valeur constante. Les simulations et les tests expérimentaux montrent la robustesse de la régulation de la tension malgré les fluctuations de la vitesse et de la charge.

Enfin, nous avons proposé une stratégie d'optimisation de la commande afin d'améliorer l'efficacité énergétique de l'actionneur. L'objectif est de maximiser le rendement global en tenant compte des pertes dans la machine et dans le convertisseur. Après avoir identifié les principaux paramètres de la commande, à savoir le courant de référence, l'angle d'amorçage et l'angle de conduction, nous avons proposé un algorithme d'optimisation itérative en utilisant le logiciel de simulation Mrvsim. L'efficacité de l'optimisation a été évaluée avec tests expérimentaux. Le rendement global maximal est d'environ 70 % pour des vitesses et couples élevés.

Dans ce chapitre la GRV est utilisée comme générateur de courant continu, l'énergie générée est fournie à une charge continue ou stockée dans une batterie. La GRV peut être utilisée aussi comme générateur de courant alternatif si l'énergie produite est acheminée vers une charge alternative locale ou vers un réseau alternatif distant. Dans ce cas, la tension continue à la sortie de la génératrice est convertie en tension alternative au moyen d'un convertisseur DC/AC. Ce point sera abordé dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Génératrice à Réluctance Variable connectée au réseau alternatif

Sommaire

3.1	Introduction	70
3.2	Structure générale du système de conversion	71
3.3	Etude comparative des convertisseurs DC-AC	72
3.4	Connexion de la génératrice au réseau monophasé	74
3.4.1	Structure de la génératrice connectée au réseau monophasé	74
3.4.2	Principe de fonctionnement de l'onduleur	74
3.5	Structure générale de la commande	79
3.5.1	Contrôle de la partie mécanique : entrée du système	79
3.5.2	Contrôle de la partie électrique : sortie du système	82
3.5.3	Résultats de simulation	86
3.6	Connexion de la génératrice au réseau triphasé	90
3.6.1	Structure de la génératrice connectée au réseau triphasé	90
3.6.2	Transformation dans le référentiel de park	91
3.6.3	Modélisation du convertisseur DC-AC dans le repère (dq)	91
3.6.4	Modélisation du réseau AC	91
3.6.5	Modélisation du bus DC	93
3.6.6	Synthèse des correcteurs	94
3.6.7	Résultats de simulation	98
3.7	Conclusion	101

3.1 Introduction

On s'intéresse dans ce chapitre au contrôle de la Génératrice à Réluctance Variable (GRV) connectée au réseau alternatif pour une application éolienne. En effet depuis quelques années la GRV se positionne comme une vraie alternative dans les unités de conversion de l'énergie éolienne [YLD14b] [BAG⁺15b] [CAM17]. Compte tenu des conditions sévères d'exploitation, sa robustesse en fait un candidat sérieux d'autant plus que l'effet du bruit acoustique qu'elle produit peut être ici négligé dans cet environnement.

Les travaux sont orientés essentiellement sur l'optimisation de la commande pour une meilleure efficacité énergétique. Généralement les angles de commutation des interrupteurs et le courant de référence des phases sont choisis comme paramètres de commande. Dans [KWHL15] qui traite le cas d'un micro-grid DC les auteurs utilisent un convertisseur DC-DC entrelacé pour élever la tension de sortie de la génératrice de 48 V à 400 V. Dans [GY14], la stratégie de commande de génératrice est présentée, les angles d'ouverture et de fermeture des interrupteurs (θ_{on} et θ_{off}) sont identifiés comme paramètres de commande. Les auteurs adoptent deux stratégies de commande : à basse et moyenne vitesse, une commande en courant par hystérésis et au delà de la vitesse de base, une commande en pleine onde de tension en contrôlant les angles de commande.

L'optimisation du rendement de la génératrice associée à son convertisseur a été présentée dans le chapitre précédent. Les angles de commande et le courant de référence ont été identifiés comme paramètres de commande. Ils sont calculés par une méthode de calcul par EF pour garantir un rendement de conversion maximal. L'objectif de ce chapitre est de développer une méthode de contrôle optimal de la GRV. Le premier objectif sera d'assurer le maintien de la tension du bus continu à sa valeur nominale malgré les fluctuations de la vitesse du vent et de la charge. Le second objectif sera d'avoir un facteur de puissance unitaire et de contrôler la qualité du courant injecté au réseau.

3.2 Structure générale du système de conversion

La structure générale du système de conversion est présentée à la Figure 3.1. Une machine à courant continu est utilisée pour simuler le rôle de la turbine de l'éolienne. Elle impose un couple à la GRV qui est l'image de la force développée par l'éolienne sur l'arbre de la génératrice. La GRV quant à elle impose la vitesse de rotation à la MCC pour satisfaire le couple demandé. Deux convertisseurs sont nécessaires pour la connexion de la génératrice au réseau. Côté machine, le convertisseur à demi pont assure le contrôle de la vitesse et des courants de phase de la génératrice. Côté réseau, le convertisseur DC-AC assure la régulation de la tension du bus et du courant de réseau. Il permet aussi la connexion et la synchronisation de la génératrice au réseau.

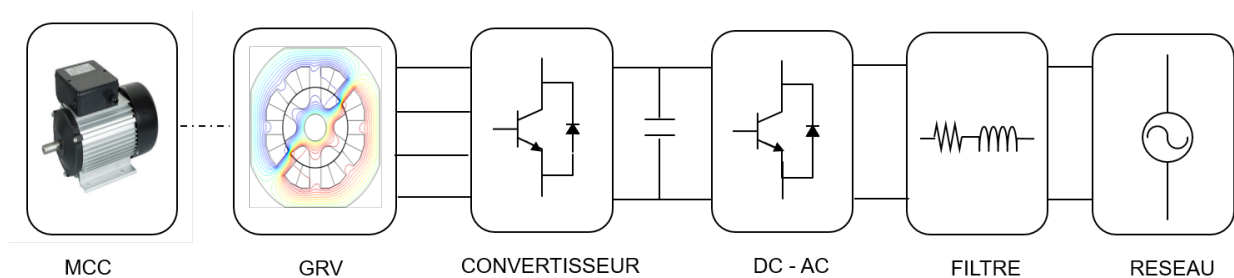


FIGURE 3.1 – Connexion de la GRV au réseau alternatif

La partie commande occupe une partie essentielle du système de conversion de l'énergie mécanique extraite du vent en énergie électrique. Elle doit assurer les fonctions suivantes :

- La conversion et le transfert de l'énergie de la GRV au réseau
- Le maintien de la tension du bus continu à sa référence
- La minimisation du Taux Harmonique de distorsion (THD)
- Le contrôle de la qualité de la puissance et du courant de réseau
- Le contrôle de la puissance réactive injectée au réseau
- La synchronisation de la génératrice au réseau
- La maximisation du rendement de conversion
- La minimisation des ondulations du couple et de la tension du bus

Trois critères seront identifiés pour évaluer les performances de notre commande. D'abord, il s'agit de maintenir la tension du bus continu constante pour tous les points de fonctionnement de la génératrice. Ensuite, assurer une tension et un courant de réseau le plus sinusoïdal possible et en phase. Enfin, minimiser le THD du courant et de la tension produite.

3.3 Etude comparative des convertisseurs DC-AC

Les convertisseurs DC-AC permettent de convertir une tension continue (sortie de notre génératrice à réluctance variable) en une tension alternative (230 V , 50 Hz) identique à celle du réseau de distribution. Plusieurs topologies de convertisseur, aux performances techniques différentes, sont utilisées pour le raccordement des sources DC au réseau de distribution [Did07]. On se propose de dresser un état de l'art des convertisseurs DC-AC existants, en présentant leur principe de fonctionnement et en identifiant les avantages et les inconvénients de chaque topologie.

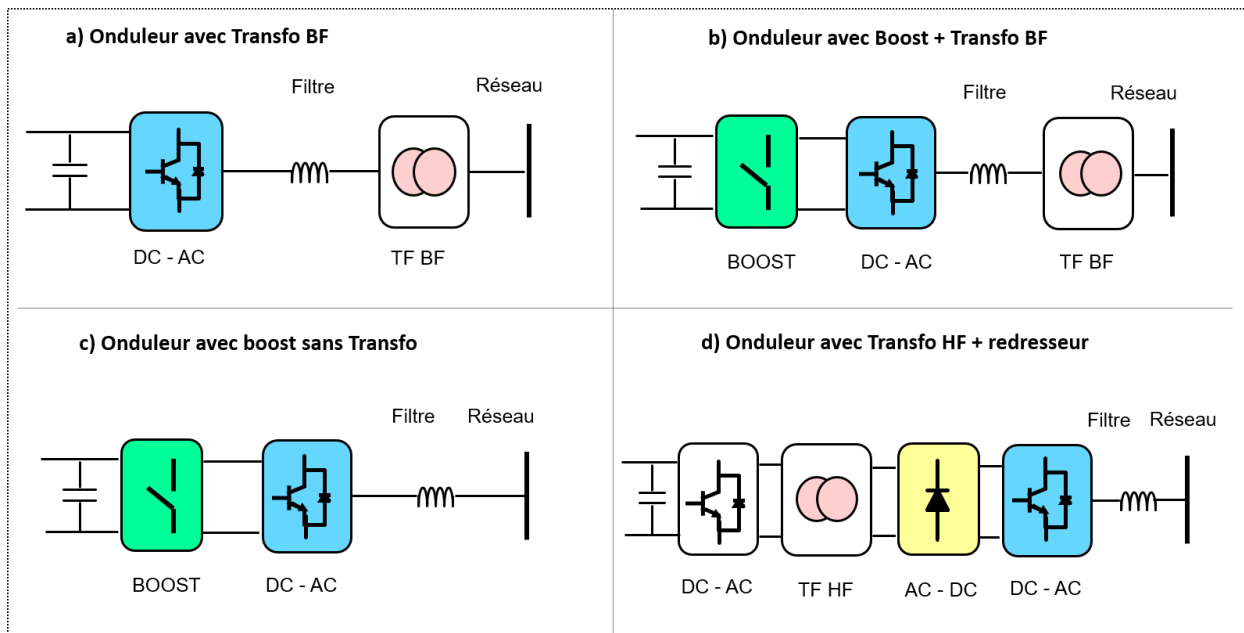


FIGURE 3.2 – Différentes topologies de convertisseurs DC-AC

Onduleur avec transformateur de sortie basse fréquence

La Figure 3.2-a) représente une structure simple d'un onduleur. L'élément de base est l'interrupteur de puissance composé d'un transistor IGBT et d'une diode en antiparallèle qui assure la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci. Ce circuit comprend deux étages : la tension continue est convertie en alternatif par l'onduleur à transistors. L'amplitude du signal alternatif de fréquence 50 Hz filtré par l'inductance est ensuite adaptée à la tension du réseau par le transformateur basse fréquence. Ce montage présente l'avantage d'une isolation galvanique. En revanche, l'utilisation du transformateur dégrade le rendement de l'onduleur.

Pour travailler avec une plage de tension plus large on peut rajouter un convertisseur boost à l'entrée de l'onduleur. Ce circuit est représenté sur la Figure 3.2-b). Il comprend trois étages : le convertisseur boost, l'onduleur et le transformateur.

La Figure 3.2-c) représente un circuit identique au précédent mais sans isolation galvanique. Cette structure permet de gagner quelques points de rendement grâce à l'absence de transformateur.

Convertisseur avec transformateur haute fréquence

La Figure 3.2-d) représente un convertisseur à trois étages. La tension continue est d'abord découpée à haute fréquence pour la transformer en tension alternative. Elle est ensuite élevée par un transformateur haute fréquence qui assure également l'isolation galvanique. La tension alternative obtenue à la sortie du transformateur est redressée par le deuxième étage. Cette tension continue est enfin transformée par l'étage 3 pour créer la tension sinusoïdale adaptée au réseau $230\text{ V} - 50\text{ Hz}$ à l'aide d'une MLI. Le découpage à haute fréquence du premier étage permet de réduire considérablement la taille du transformateur. Par contre cette structure avec trois étages est complexe à contrôler et dégrade le rendement de conversion.

En résumé, il existe différents types de convertisseur DC-AC. L'onduleur peut comporter plusieurs étages avec ou sans convertisseur DC-DC et avec ou sans transformateur. L'utilisation d'un transformateur dégrade le rendement de conversion mais elle reste obligatoire si une isolation galvanique est requise. On peut soit placer un transformateur basse fréquence à la sortie du convertisseur, soit placer un transformateur haute fréquence à l'entrée du convertisseur. Cette dernière solution permet de réduire la taille du convertisseur mais elle pourrait engendrer des pertes supplémentaires. La GRV se comporte comme un injecteur de courant dont la tension de sortie est régulée à 460 V . Dans notre étude deux topologies seront développées. D'abord une structure simple sans convertisseur boost DC-DC et sans transformateur est utilisée pour la connexion de la génératrice au réseau monophasé. Ensuite une structure présentant un transformateur de sortie sera utilisée pour la connexion au réseau triphasé.

3.4 Connexion de la génératrice au réseau monophasé

3.4.1 Structure de la génératrice connectée au réseau monophasé

La Figure 3.3 montre la connexion de la GRV au réseau. La génératrice est connectée au réseau alternatif monophasé par un convertisseur DC-AC monophasé ($460\text{ V} - 230\text{ V}, 50\text{ Hz}$) piloté en MLI, qui permet de convertir la tension continue (460 V) à la sortie de la génératrice à réluctance variable en une tension alternative ($230\text{ V}, 50\text{ Hz}$).

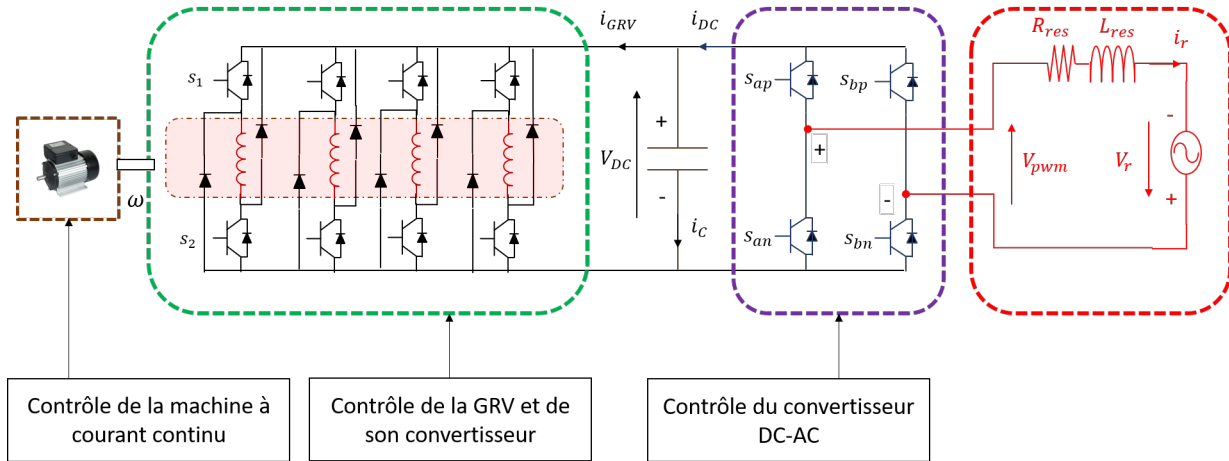


FIGURE 3.3 – GRV connectée au réseau alternatif monophasé

3.4.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur

Pour expliquer le principe de fonctionnement, on utilise la Figure 3.4 qui représente une structure simple d'un onduleur monophasé. Il est composé d'une source de tension continue V_{DC} , de deux cellules de commutation formées par quatre interrupteurs électroniques bidirectionnels en courant, commandés de façon appropriée (les interrupteurs d'un même bras fonctionnent de façon complémentaire). L'impédance de raccordement au réseau est constituée par une inductance L_r en série avec une résistance R_r . Elle permet de filtrer la tension de sortie de l'onduleur v_{pwm} afin de fournir au réseau un courant i_r quasi sinusoïdal. Le réseau AC est modélisé par une source de tension alternative idéale v_r . On désignera par f_d la fréquence de découpage des interrupteurs. On désigne par P_{DC} la puissance électrique du bus continu et P_{AC} la puissance du réseau. Par convention, on compte positivement la puissance quand elle est injectée au réseau. Les expressions des puissances instantanées sont :

$$P_{DC} = v_{DC} i_{DC} \quad \text{et} \quad P_{AC} = v_r i_r \quad (3.1)$$

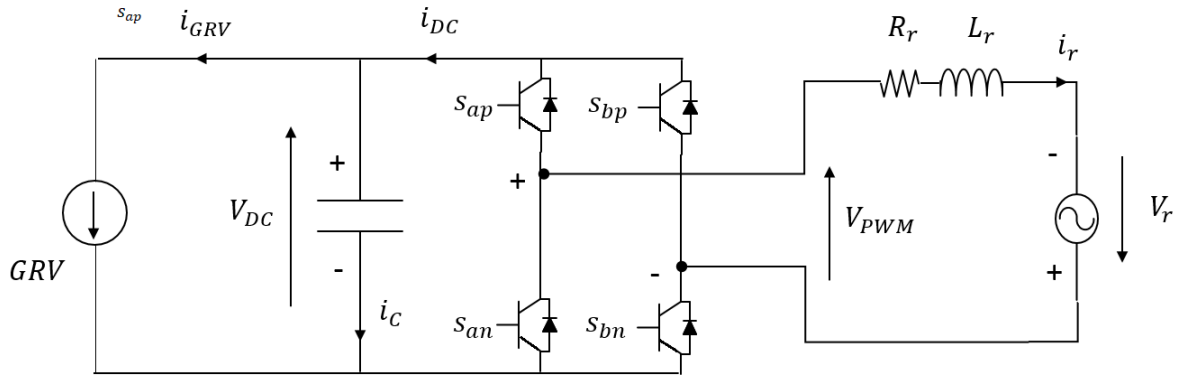


FIGURE 3.4 – Structure d'un onduleur de tension monophasé à deux cellules de commutation

Les interrupteurs d'un même bras Q_{jp} et Q_{jn} (avec $j \in \{a, b\}$) sont commandés périodiquement de façon complémentaire. Les signaux de commutation S_{jp} et S_{jn} sont déterminés par la commande. On adopte une commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions).

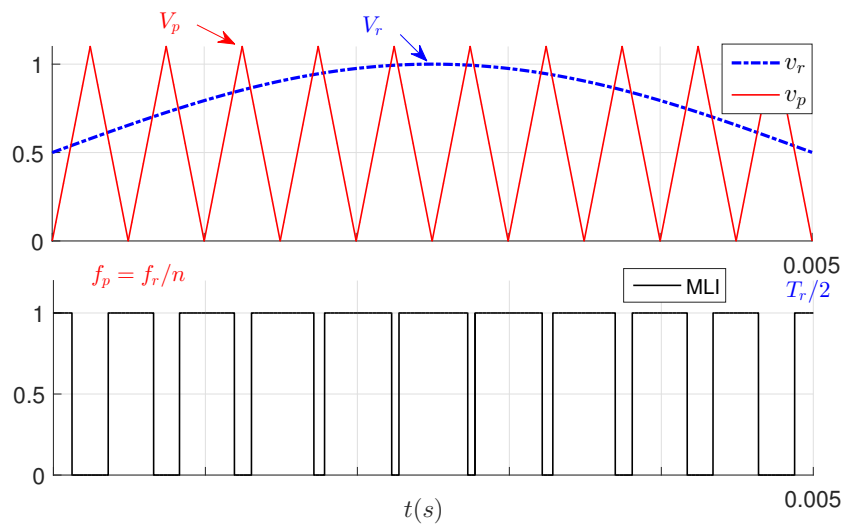


FIGURE 3.5 – Exemple d'une MLI unipolaire classique

La modulation de la largeur des impulsions est réalisée par comparaison d'une onde de référence v_r de fréquence f_r d'amplitude V_r représentant la tension de sortie désirée et d'une onde de modulation triangulaire ou porteuse v_p de fréquence f_p supérieure à f_r et d'amplitude V_p . La commande MLI introduit donc des commutations supplémentaires à fréquence plus élevées que la fréquence du fondamental, transformant la tension continue en une suite de créneaux d'amplitude fixe et de largeur variable. Elle permet de se rapprocher du signal désiré (en général sinusoïdal) et de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Elle repousse vers les fréquences

plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage [Cos96]. Les signaux de commutation des interrupteurs sont déterminés par les instants d'intersection de ces deux ondes. Ils vérifient :

$$\begin{cases} S_{an} = \bar{S}_{ap} & \text{bras a} \\ S_{bn} = \bar{S}_{bp} & \text{bras b} \end{cases} \quad (3.2)$$

TABLE 3.1 – Calcul de signaux de commutation

S_{ap}	S_{bp}	v_{pwm}	i_{DC}
0	0	0	0
0	1	$-v_{DC}$	i_r
1	0	v_{DC}	$-i_r$
1	1	0	0

Le Tableau 3.1 donne la tension de sortie de l'onduleur v_{pwm} et le courant du bus continu i_{DC} en fonction des signaux de commutation S_{ap} et S_{bp} . Quand les interrupteurs Q_{ap} et Q_{bp} sont bloqués ou bien quand ils conduisent simultanément, la sortie de l'onduleur est court-circuitée, $v_{pwm} = 0$ et $i_{DC} = 0$. Quand Q_{ap} est bloqué et Q_{bp} conduit, la sortie de l'onduleur est connectée à la tension $-v_{DC}$. Le courant circule à travers Q_{an} et Q_{bp} , on obtient $i_{DC} = i_r$. Alternativement, lorsque Q_{ap} conduit et Q_{bp} bloqué, la tension positive v_{DC} est appliquée à la sortie de l'onduleur et $i_{DC} = -i_r$. Le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit par l'expression (Eq.3.3)

$$\begin{cases} v_{pwm} &= (S_{ap} - S_{bp}) v_{DC} \\ i_{DC} &= (S_{bp} - S_{ap}) i_r \end{cases} \quad (3.3)$$

Pour obtenir une bonne qualité de courant ou de tension à la sortie de l'onduleur, la fréquence de la porteuse (ou fréquence de commutation ou fréquence de hachage) doit être très grande par rapport à la fréquence du fondamental. Nous avons choisi une fréquence de commutation $f_d = f_{pwm} = f_p = 10^4 \text{ Hz}$. La tension de sortie de l'onduleur est donc fortement hachée par nature. Il est indispensable de filtrer son contenu harmonique selon les contraintes de qualité imposées par les charges et le respect des législations en vigueur qui impose le THD acceptable.

La tension de sortie de l'onduleur désirée est un signal périodique de période $T_r = 1/f_r$, on peut utiliser la décomposition en série de Fourier pour étudier son comportement harmonique. Si

on suppose le signal impair, la série de Fourier est donnée par [Cos96] :

$$v_{pwm}(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} b_h \sin(h\omega_r t) \quad (3.4)$$

- $\langle v_{pwm} \rangle = a_0$ est la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur
- $v_{pwm-1} = b_1 \sin(\omega_r t)$ est le fondamental
- $v_{pwm-h} = b_h \sin(h\omega_r t)$ est l'harmonique h

Les coefficients de la série de Fourier a_0 et b_h sont calculés à partir des formules suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_{pwm}(t) dt \quad (3.5)$$

$$b_h = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} v_{pwm}(t) \sin(h\omega_r t) dt \quad (3.6)$$

On définit cinq caractéristiques importantes de la commande à MLI :

- **L'indice de modulation** $n = f_p/f_r \gg 1$ rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de référence. n est choisi grand pour repousser les harmoniques vers les hautes fréquences. Cela permet de réduire la taille du filtre à la sortie de l'onduleur
- **Le taux de modulation** $R = V_r/V_p < 1$, c'est la rapport entre l'amplitude du signal de référence et celle du signal triangulaire.
- **Le coefficient de réglage de la tension** $\rho = V_{pwm-1}/V_{DC}$, rapport de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur et de la tension du bus.
- **Le rapport cyclique** $\alpha = T_{on}/T_p$, c'est le ratio entre la durée de conduction de l'interrupteur T_{on} et la période de commutation $T_p = 1/f_p$.
- **Le signal de modulation** $m = v_{pwm-1}/v_{DC}$, il est relié au rapport cyclique par : $m = 2\alpha - 1$.

Dans le cas où l'indice de modulation n est suffisamment grand, la tension du réseau AC à la sortie de l'onduleur a son amplitude telle que : $V_r = \rho V_{DC}$.

Formes d'ondes de l'onduleur

Pour le pilotage des interrupteurs du pont en H, on définit les rapports cycliques complémentaires α_a et α_b (Eq.3.7) pour les deux bras. Ils sont obtenus en comparant la porteuse à deux modulantes en opposition de phase.

$$\begin{cases} \alpha_a = 0.5 + 0.5(< v_{pwm} > / v_{DC}) & \text{Bras a} \\ \alpha_b = 0.5 - 0.5(< v_{pwm} > / v_{DC}) & \text{Bras b} \end{cases} \quad (3.7)$$

La Figure 3.6 présente les formes d'ondes pour deux cas différentes :

Cas 1 : Tension AC positive $< v_{pwm} > = 120 \text{ V}$, $v_{DC} = 400 \text{ V}$,

Cas 2 : Tension AC négative $< v_{pwm} > = -150 \text{ V}$, $v_{DC} = 400 \text{ V}$,

Le tension de sortie v_{pwm} de l'onduleur est calculée à partir du Tableau 3.1. On peut constater qu'elle est au double de la fréquence de commutation des interrupteurs. Ce résultat est intéressant pour le filtrage car le rang des harmoniques est doublé par rapport à une MLI bipolaire classique.

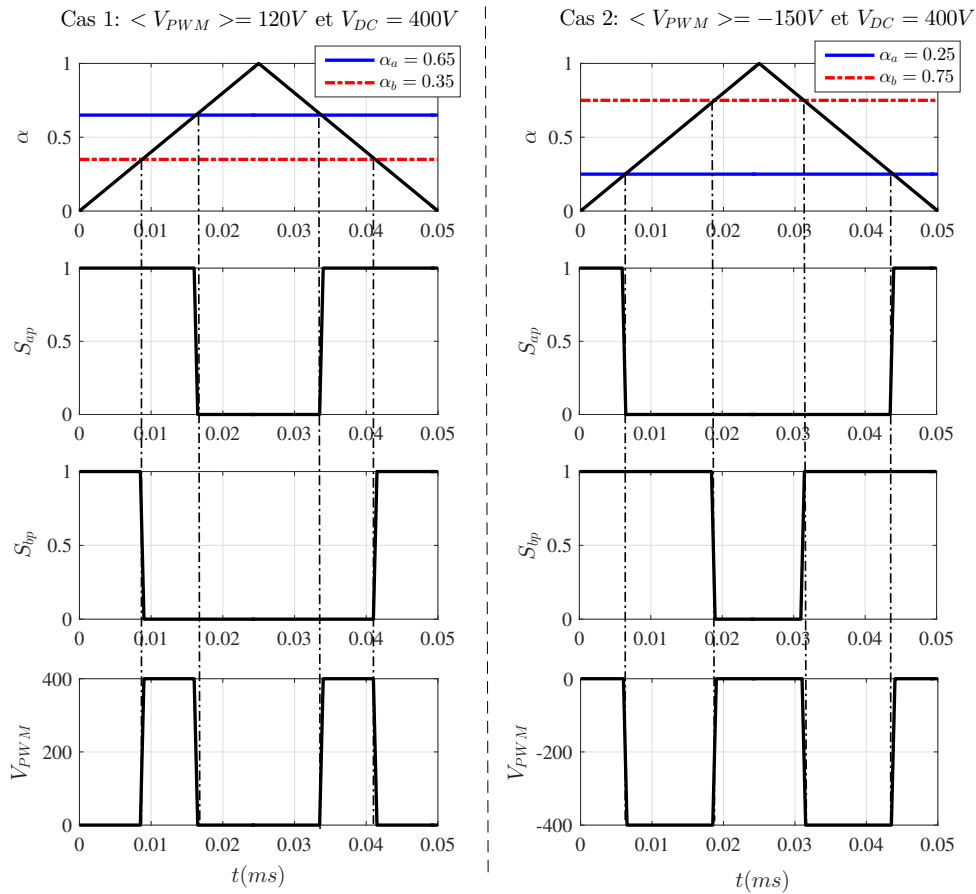


FIGURE 3.6 – Formes d'onde de la tension de sortie

3.5 Structure générale de la commande

Le contrôle de l'ensemble du système de conversion électromécanique peut être divisé en deux parties : Le contrôle des grandeurs mécaniques (couple et vitesse) à l'entrée de la génératrice et le contrôle des grandeurs électriques (tension et courant réseau) à la sortie de la génératrice.

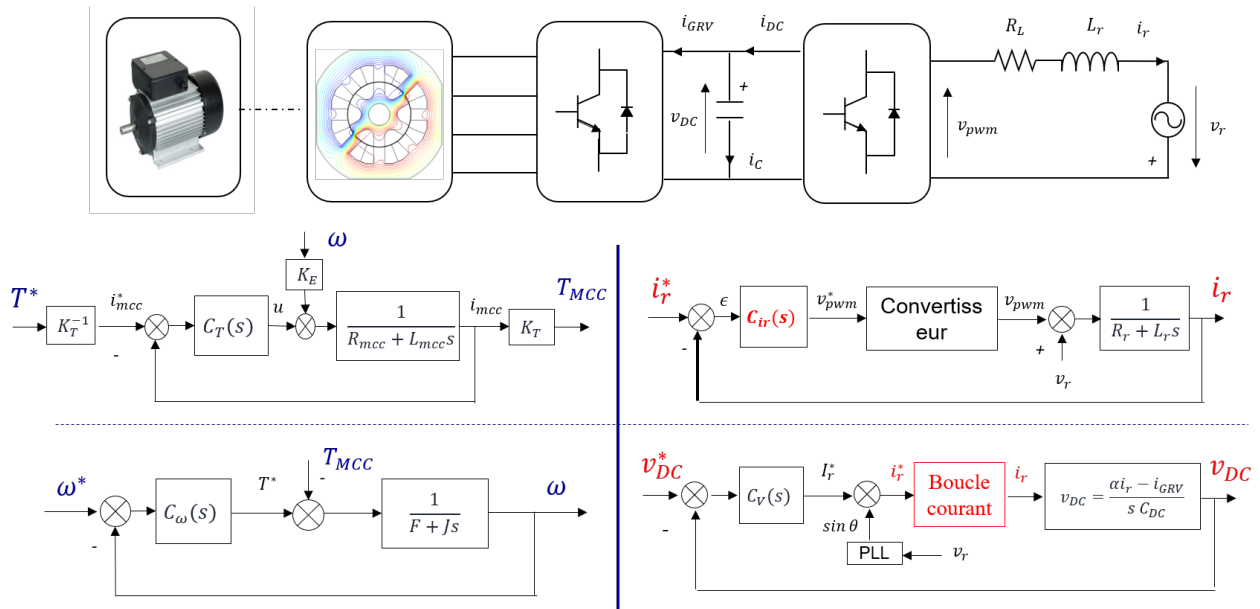


FIGURE 3.7 – Commande de la génératrice connectée au réseau monophasé

3.5.1 Contrôle de la partie mécanique : entrée du système

Régulation du couple de la MCC

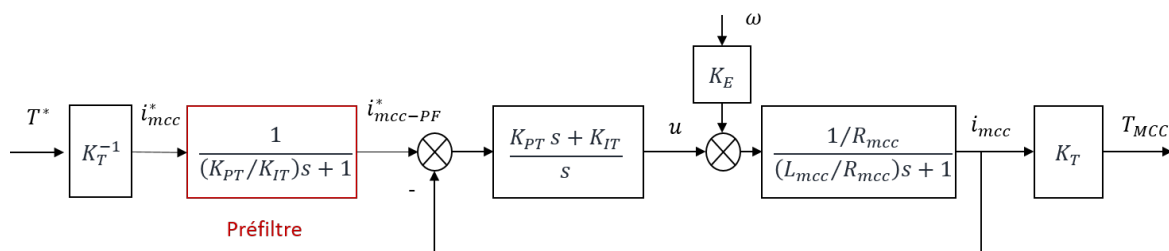


FIGURE 3.8 – Régulation du couple de la MCC

Le couple de la machine à courant continu est contrôlé indirectement par le courant. Un correcteur proportionnel intégral $C_T(s)$ est utilisé afin d'avoir une erreur statique nulle. La MCC impose

un couple (T_{MCC}) à la génératrice. Ce couple représente la force sur la turbine de l'éolienne due au vent. La fonction de transfert en boucle fermée du système s'écrit :

$$H_{I-PF}(s) = \frac{i_{mcc}}{i_{mcc-PF}^*} = \frac{\frac{K_{IT}}{L_{mcc}} \left(\frac{K_{PT}}{K_{IT}} s + 1 \right)}{s^2 + s \left(\frac{R_{mcc}}{L_{mcc}} + \frac{K_{PT}}{L_{mcc}} \right) + \frac{K_{IT}}{L_{mcc}}} \quad (3.8)$$

Un préfiltre PF est utilisé pour compenser le zéro. Dans ce cas, la fonction de transfert de la boucle de courant devient une fonction du second ordre de pulsation naturel ω_n et de coefficient d'amortissement ξ :

$$H_I(s) = \frac{i_{mcc}}{i_{mcc}^*} = \frac{\frac{K_{IT}}{L_{mcc}}}{s^2 + s \left(\frac{R_{mcc}}{L_{mcc}} + \frac{K_{PT}}{L_{mcc}} \right) + \frac{K_{IT}}{L_{mcc}}} \quad (3.9)$$

$$H_I(s) = \frac{i_{mcc}}{i_{mcc}^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.10)$$

Par identification, on trouve les gains du correcteur :

$$\begin{cases} K_{IT} &= L_{mcc}\omega_n^2 \\ K_{PT} &= 2\xi\omega_n L_{mcc} - R_{mcc} \end{cases} \quad (3.11)$$

On souhaite exprimer les gains du correcteur en fonction du temps de réponse à 2%. Mais contrairement aux systèmes du premier ordre, il n'existe pas une relation rigoureuse qui lie le temps de réponse aux paramètres ξ et ω_n . Cependant, dans le cas où $\xi = 0.707$, il est démontré que, pour une pulsation ω_n donnée, une approximation du temps de réponse à 2% est donnée par : $T_{2\%} \simeq 4.22/(\xi\omega_n)$.

TABLE 3.2 – Paramètres de la machine à courant continu

Paramètres	valeurs (SI)
L_{mcc}	0.036
R_{mcc}	5.3
F_{mcc}	$6 \cdot 10^{-3}$
J_{mcc}	$7.7 \cdot 10^{-3}$
K_E	1.07
K_T	1.07

En considérant les paramètres de la MCC résumés dans le Tableau 3.2 et en imposant un temps de réponse de 0.01 s et un coefficient d'amortissement de 0.707 à la boucle de courant, les gains du correcteur sont donnés par :

$$K_{IT} = \frac{4.22^2 L_{mcc}}{\xi^2 (T_{2\%})^2} = 1.28 \cdot 10^4 \quad (3.12)$$

$$K_{PT} = \frac{8.44 L_{mcc}}{T_{2\%}} - R_{mcc} = 25.08 \quad (3.13)$$

Régulation de la vitesse de la GRV

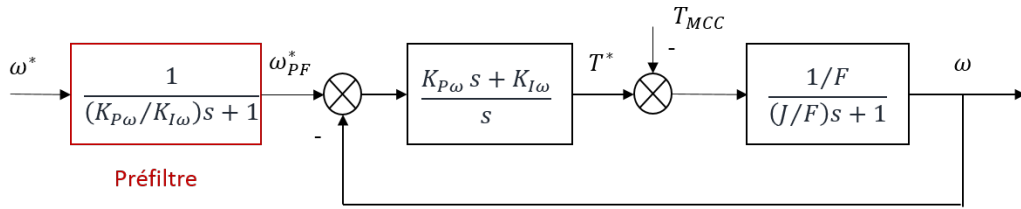


FIGURE 3.9 – Régulation de la vitesse de la génératrice

La génératrice quant à elle impose la vitesse de rotation à la MCC pour satisfaire le couple de charge demandé. La GRV est commandée par une boucle interne rapide de régulation du courant par des correcteurs à hystérésis $C_I(s)$ dont la sortie donne les signaux de commande des interrupteurs du convertisseur et une boucle externe de régulation de la vitesse par un correcteur proportionnel intégral $C_\omega(s)$.

$$C_\omega(s) = \frac{K_{P\omega}s + K_{I\omega}}{s} \quad (3.14)$$

Il s'agit de réguler la vitesse de rotation de la génératrice à une valeur de référence. En considérant que le courant suit sa consigne rapidement (boucle interne de courant suffisamment rapide), la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est donnée par :

$$H_{\omega_{PF}}(s) = \frac{\omega}{\omega_{PF}^*} = \frac{\frac{K_{I\omega}}{J} \left(\frac{K_{P\omega}}{K_{I\omega}}s + 1 \right)}{s^2 + s \left(\frac{F}{J} + \frac{K_{P\omega}}{J} \right) + \frac{K_{I\omega}}{J}} \quad (3.15)$$

Pour améliorer la dynamique du système en boucle fermée, le zéro stable de $H_\omega(s)$ est compensé par un pré-filtre $PF = 1/(s K_{P\omega}/K_{I\omega} + 1)$ calculé à partir des coefficients du correcteur. La

fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$H_{\omega}(s) = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_{I\omega}}{J}}{s^2 + s \left(\frac{F}{J} + \frac{K_{P\omega}}{J} \right) + \frac{K_{I\omega}}{J}} \quad (3.16)$$

On obtient une fonction de transfert du second ordre. L'identification de $H_{\omega}(s)$ avec la forme canonique, d'amortissement ξ et de pulsation naturelle ω_n , permet de calculer les coefficients du correcteur.

$$\begin{cases} K_{I\omega} &= J\omega_n^2 \\ K_{P\omega} &= 2\xi\omega_n J - F \end{cases} \quad (3.17)$$

En considérant les paramètres de la MRV ($J = 5 \cdot 10^{-3} kg.m^2$, $F = 6.8 \cdot 10^{-3} Nm/rad/s$) et en imposant un temps de réponse à 2% de $0.2s$ et un coefficient d'amortissement de 0.707 à la boucle de vitesse les gains du correcteur sont donnés par :

$$K_{I\omega} = \frac{4.22^2 J}{\xi^2 (T_{2\%})^2} = 6.05 \quad (3.18)$$

$$K_{P\omega} = \frac{8.44 J}{T_{2\%}} - F = 0.282 \quad (3.19)$$

3.5.2 Contrôle de la partie électrique : sortie du système

L'objectif du contrôleur de sortie est de réaliser la connexion et la synchronisation de la génératrice au réseau alternatif. Un convertisseur DC-AC monophasé permet de convertir la tension continue ($460V$) à la sortie de la génératrice en une tension alternative, de valeur efficace $230 V$ et de fréquence $50 Hz$, semblable à celle du réseau. L'onduleur doit respecter certaines normes en vigueur notamment le contrôle et la qualité du courant et de la puissance injectés dans le réseau, la tension et la fréquence nominale du réseau, le contrôle de la tension du bus continu, le taux de distorsion harmonique, le rendement de conversion, etc.

Régulation de la tension du bus

La tension du bus DC tend vers une valeur différente à chaque variation du point de fonctionnement du système (vitesse-couple) due à une fluctuation de la puissance moyenne échangée par la génératrice et le réseau à travers le bus DC et à chaque fluctuation de la puissance instantanée due à un déséquilibre sur le réseau ou sur la génératrice [DKA⁺15].

L'objectif de cette section est de réguler la tension du bus DC à une valeur de référence $v_{DC}^* = 460 \text{ V}$ quelles que soient les conditions de fonctionnement. La tension du bus continu est stabilisée par le convertisseur DC-AC côté réseau. Le courant et la tension du condensateur sont donnés par les équations (Eq.3.20) et (Eq.3.21), où α désigne le rapport cyclique.

$$i_C = \alpha i_r - i_{GRV} \quad (3.20)$$

$$v_{DC} = \frac{i_C}{sC_{DC}} = \frac{\alpha i_r - i_{GRV}}{sC_{DC}} \quad (3.21)$$

La fonction de transfert reliant la tension du bus DC au courant contient un intégrateur pur. Le bus continu est un système d'ordre 1. En théorie, un correcteur proportionnel aurait suffi pour le contrôle de la tension, mais cette condition n'est pas toujours vérifiée dans la pratique. Nous choisissons donc un correcteur proportionnel intégral $C_V(s)$ pour réguler la tension du bus DC à sa valeur de référence quelles que soient les conditions de fonctionnement.

$$C_V(s) = \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \quad (3.22)$$

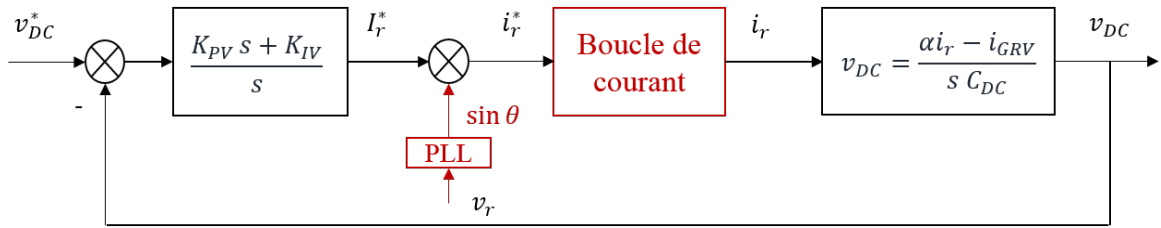


FIGURE 3.10 – Régulation de la tension du bus continu

Par analogie avec les correcteurs de couple et de vitesse, les coefficients du correcteur de la tension du bus sont donnés par les équations (Eq. 3.23) et (Eq. 3.24). La valeur du condensateur de lissage est $C_{DC} = 4700 \cdot 10^{-6} \text{ F}$. On choisit un temps de réponse à 2% de 0.08 s et un facteur d'amortissement $\xi = 0.707$ pour limiter le dépassement de la tension.

$$K_{IV} = \frac{4.22^2 C_{DC}}{\xi^2 (T_{2\%})^2} = 26.16 \quad (3.23)$$

$$K_{PV} = \frac{8.44 C_{DC}}{T_{2\%}} - 0 = 0.495 \quad (3.24)$$

Régulation du courant réseau

La sortie du correcteur de la tension du bus donne l'amplitude du courant de référence I_r^* . Celle ci est combinée avec la phase du réseau ($\theta_r = \omega_r t$), obtenue par une boucle de verrouillage de phase ou PLL (Phase locked Loop) pour créer la consigne sinusoïdale du courant de réseau i_r^* .

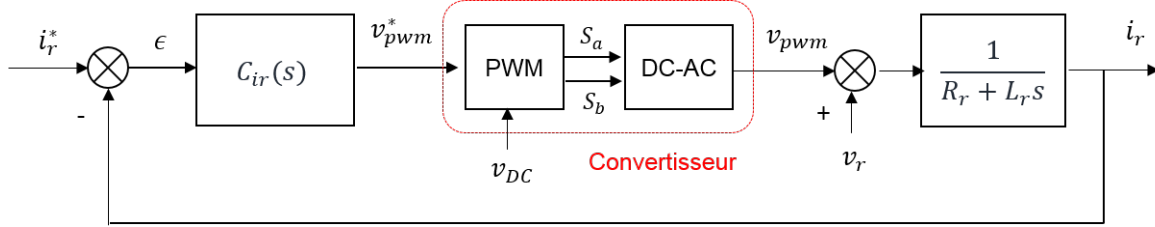


FIGURE 3.11 – Régulation du courant réseau

La régulation du courant constitue le coeur du système. Si le contrôle du courant se fait grâce à un correcteur proportionnel intégral classique, en se basant sur le schéma bloc de la Figure 3.11, la fonction de transfert en boucle fermée peut s'écrire sous la forme :

$$H_{ir}(s) = \frac{i_r(s)}{i_r^*(s)} = \frac{K_{Pi} \left(\frac{s + K_{Ii}/K_{Pi}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1/L_r}{s + R_r/L_r} \right)}{1 + K_{Pi} \left(\frac{s + K_{Ii}/K_{Pi}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1/L_r}{s + R_r/L_r} \right)} \quad (3.25)$$

En compensant le pôle stable de la fonction de transfert en boucle ouverte " $p = -R_r/L_r$ " par le zéro du correcteur " $z = -K_{Ii}/K_{Pi}$ ", la fonction de transfert de la boucle de courant se simplifie comme suit :

$$H_{ir}(s) = \frac{i_r(s)}{i_r^*(s)} = \frac{1}{1 + T_i s} \quad (3.26)$$

T_i est la constante de temps de la boucle de courant. Elle doit être choisie petite pour avoir une réponse rapide du courant, typiquement entre 0.5 et 5 ms [YI10]. Le courant de référence i_r^* est un signal sinusoïdal, de la forme $i_r^* = I_r^* \sin(\omega_r t)$. Le courant réseau est alors donné par :

$$i_r(t) = |H_{ir}(s)| I_r^* \sin(\omega_r t + \arg(H_{ir}(s))) \quad (3.27)$$

$$i_r(t) = \frac{I_r^*}{\sqrt{1 + (T_i \omega_r)^2}} \sin(\omega_r t - \arctan(T_i \omega_r)) \quad (3.28)$$

L'équation 3.28 montre l'existence d'une erreur statique en régime permanent sur l'amplitude du courant et un déphasage qui dépendent de la constante de temps et de la pulsation. Idéalement, pour minimiser l'erreur statique et le déphasage, la constante de temps T_i doit être la plus faible possible. Mais, en pratique le choix de T_i est limité par des contraintes sur le convertisseur. En général, une constante de temps supérieure ou égale à dix fois la période de commutation est choisie. Une solution alternative consiste à utiliser un correcteur résonant $C_{Ir}(s)$. En effet contrairement au correcteur proportionnel intégral classique qui ne permet pas de suivre parfaitement une référence sinusoïdale, le correcteur résonant permet d'annuler l'erreur ϵ entre le courant du réseau i_r et le courant de consigne i_r^* [YI10]. Le correcteur résonant choisi est de la forme :

$$C_{Ir}(s) = \frac{M(s)}{s^2 + \omega_r^2} \quad (3.29)$$

On introduit un pôle imaginaire pur résonant provoquant ainsi un gain théorique infini à la pulsation du réseau ($\omega_r = 2\pi f_r$; $f_r = 50 \text{ Hz}$) afin d'éliminer l'erreur statique et le déphasage. $M(s)$ est une fraction rationnelle. Elle est calculée de façon à garantir une bonne dynamique du système : bande passante et stabilité du convertisseur. L'impédance de réseau est ($L_r = 0.01 \text{ H}$ $R_r = 1 \Omega$). On souhaite avoir une marge de phase (MP) de 45° , pour cette condition, on obtient le correcteur $C_{Ir}(s)$ de l'équation (Eq. 3.30). Le terme " $s + 100$ " permet de compenser le pôle " $p = -R_r/L_r$ " de la boucle ouverte, le " $1/(s^2 + \omega_r^2)$ " représente la résonance et " $40000(s + 552)/(s + 3219)$ " est un correcteur à avance de phase, il permet de régler la MP et d'avoir un temps de réponse à 2% de 0.028 s [YI10]. Le diagramme de bode en boucle ouverte est représenté à la Figure 3.12.

$$C_{Ir}(s) = 40000 \cdot \frac{s + 100}{s^2 + \omega_r^2} \cdot \frac{s + 552}{s + 3219} \quad (3.30)$$

Pour éviter les problèmes d'instabilité liés au gain infini du correcteur, un correcteur proportionnel résonant (Eq. 3.31) peut être utilisé à la place du correcteur résonant pur. Ce correcteur présente un gain fini à la résonance mais suffisamment grand pour minimiser l'erreur statique et le déphasage à la pulsation du réseau. Les coefficients du correcteur sont calculés de la même façon que dans le cas d'un correcteur PI classique. Le terme intégral permet d'ajuster le pic de la résonance [VAC⁺14]

$$C_{I-pr}(s) = K_{pr} + \frac{K_{ir}s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (3.31)$$

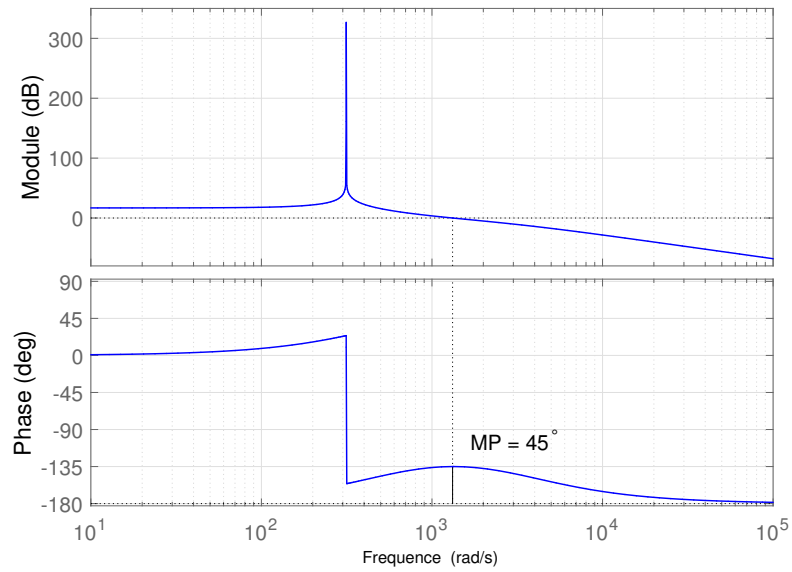


FIGURE 3.12 – Diagramme de bode du système en boucle ouverte

3.5.3 Résultats de simulation

Le système est simulé sous Matlab-Simulink. Sur la Figure 3.13 on évalue les performances des contrôleurs mécaniques. Une consigne de vitesse $\omega^* = 1000 \text{ tr/mn}$ est appliquée à la génératrice, La MCC impose une variation de charge entre -10 Nm et 5 Nm . Ces premiers résultats montrent la robustesse de la régulation de vitesse et de couple aussi bien en mode moteur (couple positif) qu'en mode générateur (couple négatif).

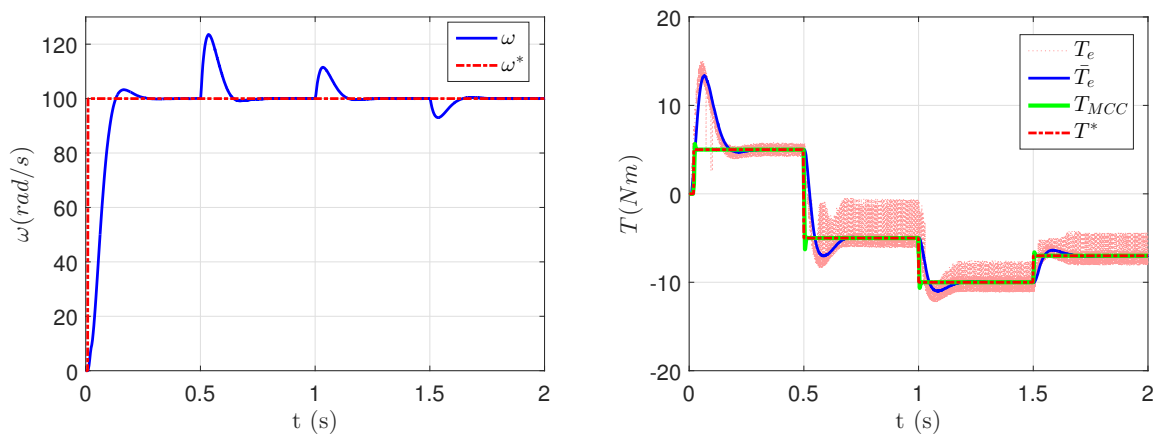


FIGURE 3.13 – Régulation de la vitesse et du couple

La puissance mécanique et la puissance du réseau sont représentées sur la Figure 3.14. Entre 0 s et 0.5 s la machine fonctionne en mode moteur. Pour une puissance mécanique $P_{mec} = 500 \text{ W}$, une puissance électrique $P_{AC} = 750 \text{ W}$ est prélevée au réseau. Le rendement de conversion est dans ce cas $\eta = P_{mec}/P_{AC} = 66.7\%$. Entre 0.5 s et 2 s la machine fonctionne en mode générateur. Pour le point de fonctionnement ($\omega = 100 \text{ rad/s}$, $T = -10 \text{ Nm}$) le rendement générateur $\eta = P_{AC}/P_{mec} = 75\%$.

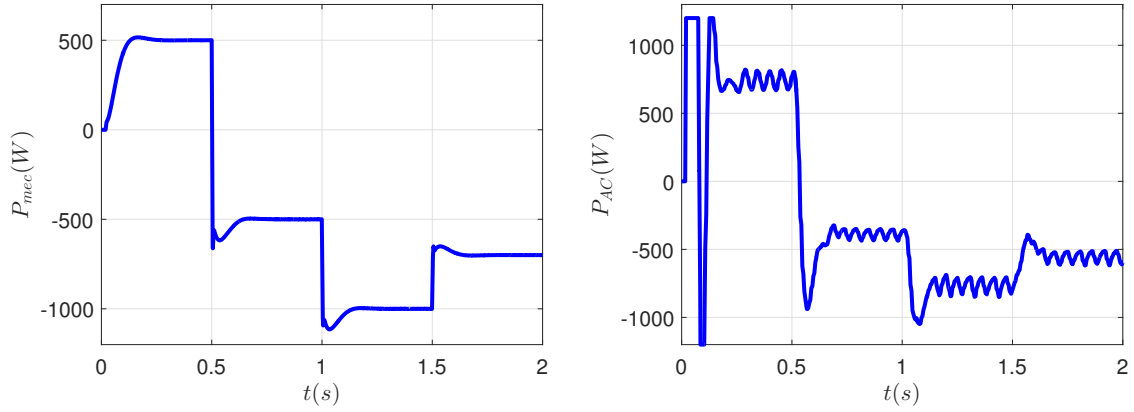


FIGURE 3.14 – Puissance mécanique et puissance réseau

Coté réseau, nous évaluons d'abord les performances de la régulation de la tension du bus DC à une référence de 460V (Figure 3.15). Les résultats montrent un bon asservissement de la tension du bus DC quel que soit le point de fonctionnement de la génératrice. Nous avons représenté aussi le courant de charge i_{GRV} injecté par la génératrice sur le bus continu. Par convention, le courant est prélevé du réseau en mode moteur ($i_{GRV} > 0$).

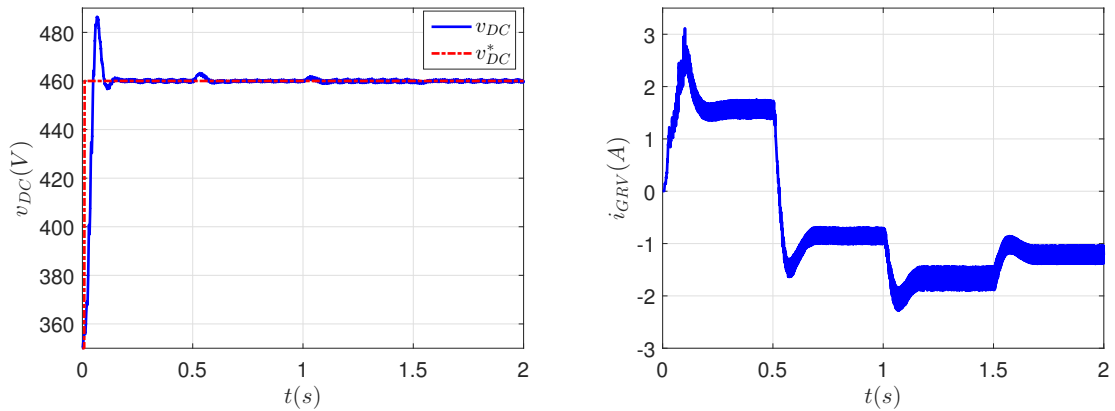


FIGURE 3.15 – Régulation de la tension du bus DC

La régulation du courant, illustrée sur la Figure 3.16, montre que le correcteur résonant permet de suivre parfaitement une consigne sinusoïdale, avec une erreur statique quasi nulle. On peut observer que la tension et le courant sont en phase lors du fonctionnement en mode moteur et en opposition de phase lors du fonctionnement générateur. Pour comparer les trois correcteurs nous

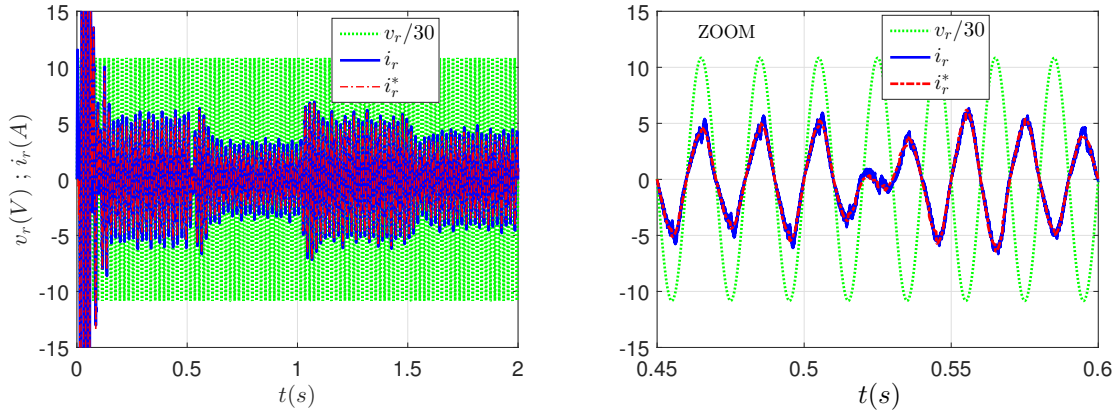


FIGURE 3.16 – Régulation du courant de réseau

avons calculé l'erreur quadratique moyenne $EQM = \int (\epsilon^2) dt$. On note une erreur et un déphasage plus importants dans le cas du correcteur PI. Dans le cas du correcteur résonant et du correcteur proportionnel résonant, l'erreur reste très faible. La tension et le courant réseau sont parfaitement en phase. La puissance réactive injectée au réseau est alors très faible, ce qui améliore le facteur de puissance. Le taux harmonique de distorsion (THD) permet d'évaluer la qualité du courant ou

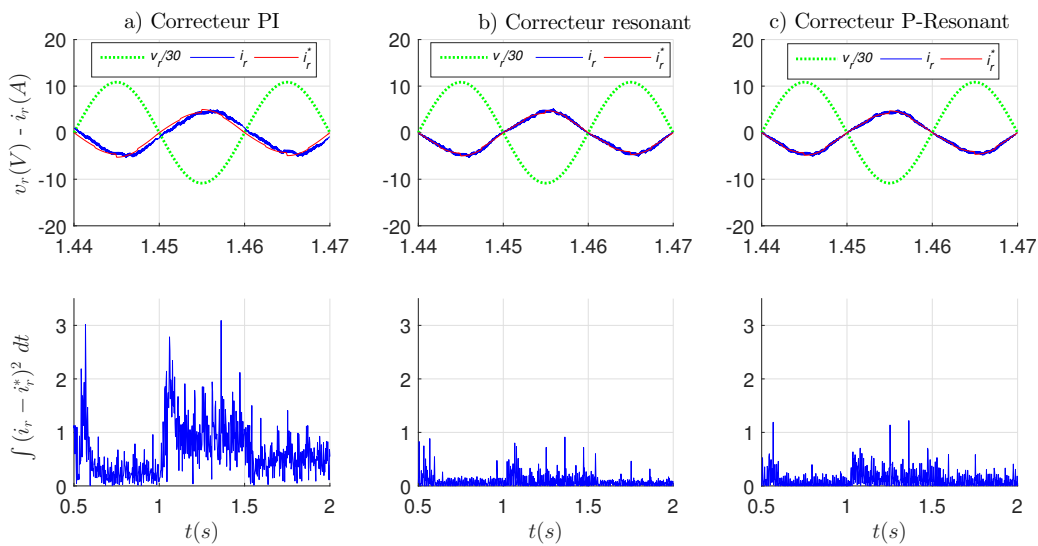


FIGURE 3.17 – Erreur moyenne quadratique

de la tension injectée au réseau. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques (H_i) sur la valeur de la composante fondamentale (F_1). Il permet d'évaluer la perturbation du courant ou de la tension que provoque notre génératrice sur le réseau de distribution. Selon la norme **IEC 61727**, la limite admissible pour le taux de distorsion harmonique du courant injecté au réseau est de 5%. La limite des harmoniques impairs, du 3^e au 9^e est 4% et du 11^e au 15^e est 2%. [BT16]

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + H_4^2 + \dots}}{F_1} \quad (3.32)$$

Les résultats du calcul du THD pour les trois correcteurs sont présentés sur la Figure 3.18 et dans le Tableau 3.3. On peut remarquer que l'essentiel de l'énergie est porté par le fondamental (fréquence 50 Hz). Les harmoniques impairs présents sont très négligeables par rapport au fondamental. Dans les trois cas le THD est inférieur à 1%.

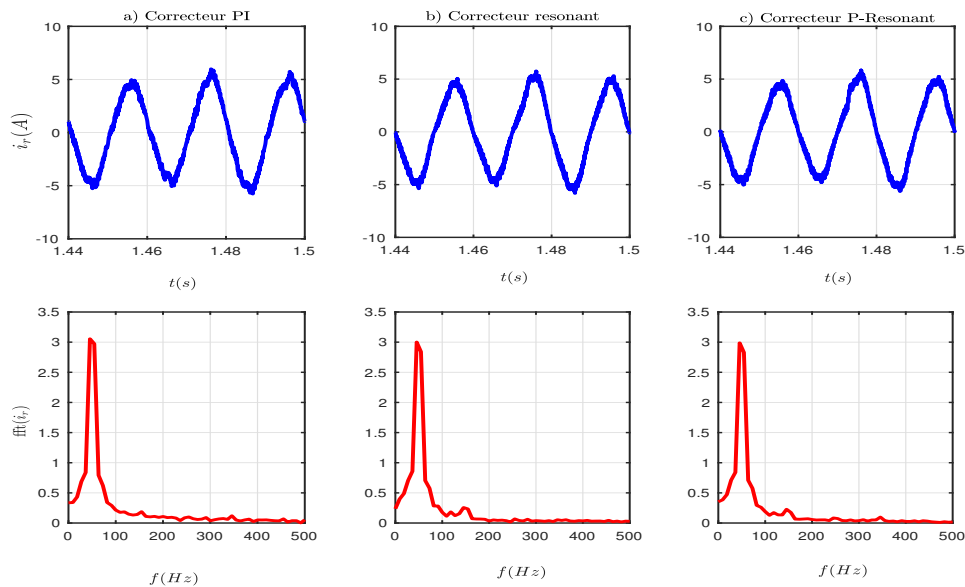


FIGURE 3.18 – Spectre du courant réseau

TABLE 3.3 – Calcul du THD

Correcteur	THD (%)	H_3 (%)
Proportionnel Intégral	0.9722	0.187
Correcteur Résonant	0.9681	0.256
Proportionnel Résonant	0.9681	0.227

3.6 Connexion de la génératrice au réseau triphasé

3.6.1 Structure de la génératrice connectée au réseau triphasé

Après avoir traité le cas monophasé, on s'intéresse maintenant à la connexion de la génératrice à réluctance variable au réseau triphasé. Il s'agit de contrôler le flux de puissance échangé entre la génératrice et le réseau triphasé à travers le bus continu. La connexion est assurée par un convertisseur DC-AC triphasé (ou onduleur triphasé). La source DC est constituée par la GRV associée à son convertisseur. Le rôle de l'onduleur triphasé est de transformer la tension continue ($v_{DC} = 460 \text{ V}$) générée par la GRV en un système de trois tensions alternatives ($v_{pwm-a}, v_{pwm-b}, v_{pwm-c}$). Le réseau AC est modélisé par un système de tension triphasé alternatif équilibré (v_a, v_b, v_c). Pour une valeur efficace de tension entre phases de $V_{pp} = 230\sqrt{3} = 415 \text{ V}$, la tension minimum requise sur le bus continu est [SHS18] :

$$v_{DC} = \frac{2 \times \sqrt{2} \times V_{pp}}{m\sqrt{3}} \simeq \frac{2 \times \sqrt{2} \times 415}{1 \times \sqrt{3}} \simeq 678 \text{ V} \quad (3.33)$$

m est le taux de modulation. La connexion de notre génératrice au réseau triphasé demande donc un étage supplémentaire d'élévation de la tension. Cela pourrait se faire soit du côté DC par un convertisseur DC-DC, soit du côté AC par un transformateur. Pour plus de simplicité de la commande, la deuxième solution est retenue dans la suite. La sortie de l'onduleur donne trois tensions (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}) de valeur efficace entre phases $V_{r-pp} = 50 \text{ V}$.

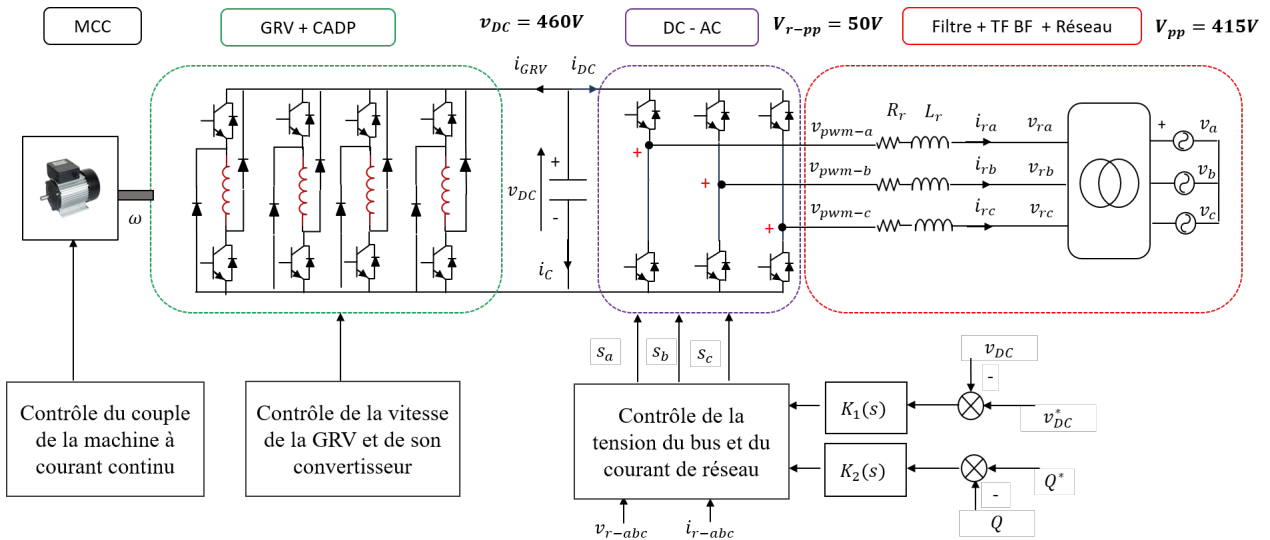


FIGURE 3.19 – Structure de la GRV connectée au réseau triphasé

3.6.2 Transformation dans le référentiel de park

Dans la suite de cette étude, nous allons travailler dans le référentiel dq en adoptant la transformation de Park (Eq. 3.34), qui permet de passer du repère triphasé stationnaire (abc) au référentiel tournant (dqo) . Cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs électriques et pas la puissance. Avec l'hypothèse du réseau équilibré, la composante homopolaire est nulle et ne sera donc pas prise en compte dans la suite.

$$f(\theta_r) = \frac{2}{3} \times \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

L'objectif sera de déterminer un modèle analytique du système de conversion d'énergie destiné à la synthèse des correcteurs.

3.6.3 Modélisation du convertisseur DC-AC dans le repère (dq)

Il existe plusieurs modèles analytiques pour un convertisseur DC-AC. Dans l'hypothèse où la période de commutation est très petite devant la période du fondamental, on peut approximer son comportement à un gain unitaire. Toutefois ce modèle peut être légèrement amélioré en tenant compte du retard introduit par la MLI. Dans ce cas, le convertisseur DC-AC peut être modélisé par une fonction de transfert du premier ordre $C(s)$ [Qué12] :

$$C(s) = \frac{v_{pwm-q}}{v_{pwm-q}^*} = \frac{v_{pwm-d}}{v_{pwm-d}^*} = \frac{1}{1 + sT_a} \quad (3.35)$$

v_{pwm}^* et v_{pwm} représentent respectivement la tension de référence et la tension de sortie du convertisseur. T_a représente le retard introduit par la MLI. Il est approximativement égal à la période de découpage des interrupteurs : $T_a \simeq T_{pwm} = 10^{-4}s$.

3.6.4 Modélisation du réseau AC

L'impédance de raccordement au réseau pour chaque phase est un circuit $(L_r - R_r)$ série. La valeur de résistance est $R_r = 0.142 \Omega$. La valeur de l'inductance est choisie selon l'ondulation du courant de sortie désirée. Elle est donnée par (Eq. 3.36), où h est un facteur de surcharge [SHS18]. Pour une ondulation de courant $\Delta i_r = 5\%$ et un courant nominal de $19.59 A$:

$$L_r = \frac{\sqrt{3} \times m \times v_{DC}}{12 \times h \times f_{PWM} \times \Delta i_r} = \frac{\sqrt{3} \times 1 \times 460}{12 \times 1.2 \times 10000 \times 19.59 \times 0.05} = 0.0056 H \quad (3.36)$$

Les expressions des courants de ligne (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}) à la sortie du convertisseur dans le référentiel (abc) sont données par l'équation (Eq. 3.37) :

$$\begin{cases} L_r di_{ra}/dt = -R_r i_{ra} + v_{pwm-a} - v_{ra} \\ L_r di_{rb}/dt = -R_r i_{rb} + v_{pwm-b} - v_{rb} \\ L_r di_{rc}/dt = -R_r i_{rc} + v_{pwm-c} - v_{rc} \end{cases} \quad (3.37)$$

En appliquant la transformation de Park (Eq. 3.34) à l'équation (Eq. 3.37), on obtient les expressions des courants dans les axes d et q .

$$\begin{cases} L_r di_q/dt = -R_r i_q - L_r \omega_r i_d + v_{pwm-q} - v_{rq} \\ L_r di_d/dt = -R_r i_d + L_r \omega_r i_q + v_{pwm-d} - v_{rd} \end{cases} \quad (3.38)$$

Où $\omega_r = d\theta_r/dt$. Dans l'équation (Eq. 3.38), i_q et i_d sont les variables d'état du système, v_{rq} et v_{rd} représentent des perturbations, v_{pwm-q} et v_{pwm-d} sont les grandeurs de contrôle définies par (Eq. 3.39), où m_q et m_d sont les taux de modulation dans le référentiel (dq) .

$$\begin{cases} v_{pwm-q} = m_q \times v_{DC}/2 \\ v_{pwm-d} = m_d \times v_{DC}/2 \end{cases} \quad (3.39)$$

On peut remarquer dans l'équation (Eq. 3.38) la présence d'un terme direct ($L_r \omega_r i_d$) sur l'axe de quadrature et la présence d'un terme de quadrature ($L_r \omega_r i_q$) sur l'axe direct. On dit qu'il y a couplage des axes. Pour découpler les deux axes, on introduit deux grandeurs de contrôle u_d et u_q :

$$\begin{cases} u_q = -L_r \omega_r i_d + v_{pwm-q} - v_{rq} & \text{axe } q \\ u_d = L_r \omega_r i_q + v_{pwm-d} - v_{rd} & \text{axe } d \end{cases} \quad (3.40)$$

Dans ce cas la régulation des courants i_q et i_d est faite par les grandeurs de contrôle u_q et u_d respectivement, et non pas directement par les taux de modulation.

$$\begin{cases} L_r di_q/dt + R_r i_q = u_q & \text{axe } q \\ L_r di_d/dt + R_r i_d = u_d & \text{axe } d \end{cases} \quad (3.41)$$

Le réseau AC peut dans ce cas être modélisé par la fonction de transfert du premier ordre $R(s)$, où $\tau = L_r/R_r$ est la constante de temps électrique. Le contrôle du courant sera assuré par les tensions de découplage.

$$R(s) = \frac{i_q}{u_q} = \frac{i_d}{u_d} = \frac{1/R_r}{1 + s\tau} \quad (3.42)$$

3.6.5 Modélisation du bus DC

Le choix du condensateur sur le bus continu est un compromis entre précision et rapidité. Une valeur élevée de C_{DC} permet de minimiser les ondulations de la tension du bus, en revanche cela réduit le temps de réponse. Une estimation de la capacité est donnée par [SHS18] [Qué12].

$$C_{DC} = \frac{P_{DC}}{2 \times \omega_r \times v_{DC}^2 \times \Delta v_{DC}} \quad (3.43)$$

$$= \frac{1200}{2 \times 314 \times 460^2 \times 0.02} = 451 \cdot 10^{-6} \text{ F} \quad (3.44)$$

P_{DC} est la puissance du bus, ω_r la pulsation du réseau. Pour un taux d'ondulation de la tension de 2%, une capacité de $451 \cdot 10^{-6} \text{ F}$ est nécessaire. Dans la suite nous fixons la capacité à la valeur conventionnelle $4700 \cdot 10^{-6} \text{ F}$. Elle permet une faible ondulation de la tension du bus et un temps de réponse du système acceptable.

En considérant une synchronisation de l'axe direct au réseau, les puissances active P_{AC} et réactive Q_{AC} du réseau dans le référentiel de Park s'expriment :

$$\begin{cases} P_{AC} &= 3/2 \times v_{rd} i_d \\ Q_{AC} &= -3/2 \times v_{rq} i_q \end{cases} \quad (3.45)$$

Pour une régulation VQ, seules la tension du bus DC et la puissance réactive sont contrôlées. On suppose que toute la puissance active du bus DC est transmise au réseau. Pour un convertisseur idéal on a :

$$\begin{aligned} P_{DC} &= P_{AC} \\ v_{DC} i_{DC} &= 3/2 \times v_{rd} i_d \end{aligned} \quad (3.46)$$

P_{DC} est la puissance disponible sur le bus DC, P_{AC} désigne la puissance injectée dans le réseau alternatif. En négligeant le courant i_{GRV} et en faisant cette approximation : $v_{rd} = v_{DC}/2$, on montre que, comme dans le cas monophasé, le bus DC se comporte comme un système d'ordre 1. Le contrôle de la tension du bus est fait par le courant direct. Là aussi un simple intégrateur aurait suffi pour contrôler la tension du bus. Mais en pratique, nous allons utiliser un correcteur proportionnel intégral pour la régulation du bus DC [DKA⁺15].

$$B(s) = \frac{v_{DC}}{i_d} = \frac{-3/4}{s C_{DC}} \quad (3.47)$$

3.6.6 Synthèse des correcteurs

Le convertisseur DC-AC contrôle la tension du bus DC et délivre la puissance réactive demandée. A partir des équations (Eq.3.45) et (Eq.3.46), on voit que la puissance réactive (Q_{AC}) et la tension du bus (v_{DC}) peuvent être contrôlées respectivement et indépendamment par les courants de réseau i_q et i_d . Puisque ces deux grandeurs sont continues, des correcteurs proportionnel intégral seront utilisés grâce à leur simplicité et leur robustesse. Ils permettent d'obtenir une erreur statique nulle en régime permanent.

Le schéma de principe de la régulation est représenté à la Figure 3.20. Le contrôle du bus DC comprend une boucle interne rapide de régulation du courant par le correcteur $C_{id}(s)$ et une boucle externe plus lente de régulation de la tension du bus par le correcteur $C_V(s)$. La commande de la puissance réactive se fait quant à elle par une seule boucle de régulation du courant en quadrature par le correcteur $C_{iq}(s)$. Le but de la régulation est de maintenir la tension du bus à sa valeur de consigne de $v_{DC}^* = 460\text{ V}$ en cas de perturbations survenues sur le réseau ou bien sur la génératrice, mais aussi de contrôler la puissance active et la puissance réactive échangées entre le réseau et la génératrice. Une attention sera aussi portée sur la qualité du courant et de la tension produits.

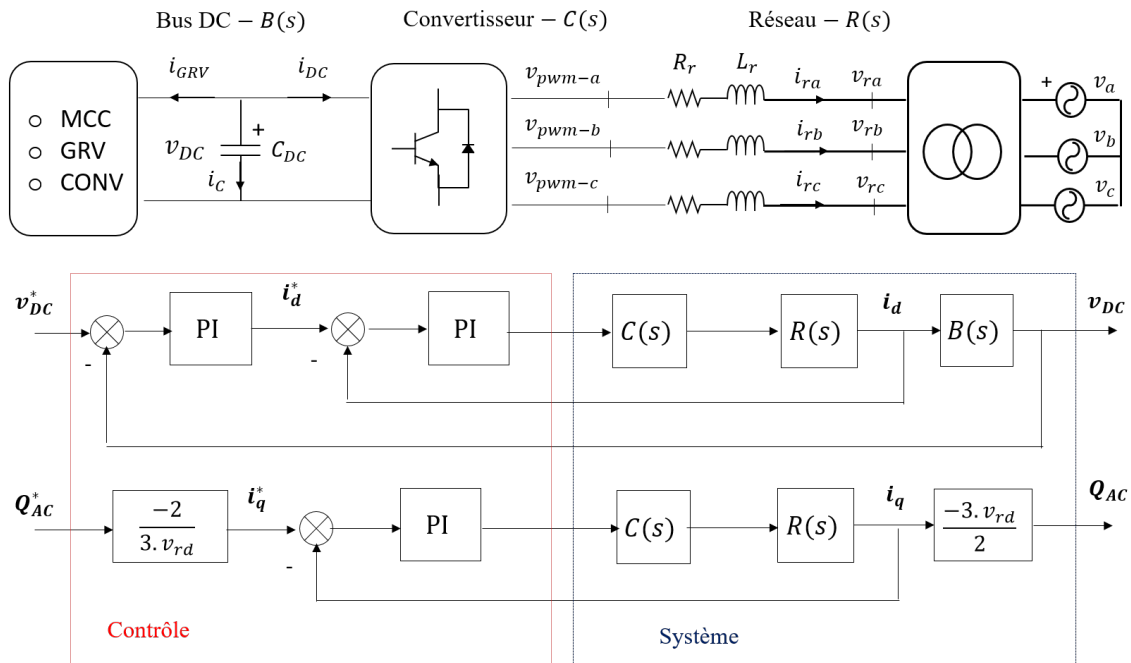


FIGURE 3.20 – Régulation de la tension du bus DC et de la puissance réactive

Régulation de la tension du bus DC

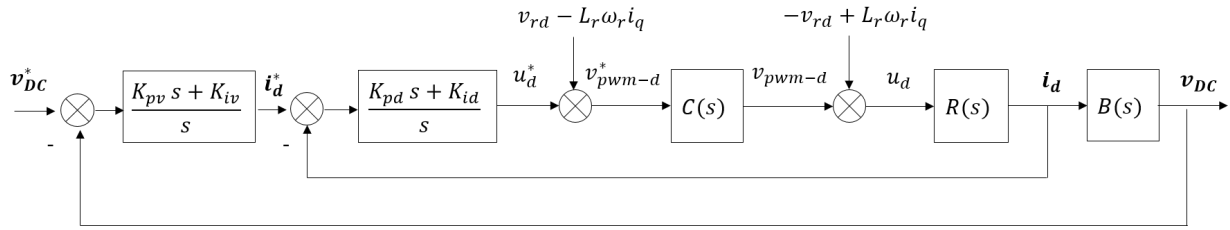


FIGURE 3.21 – Régulation de la tension du bus continu

Le schéma de régulation de la tension du bus continu est représenté sur la Figure 3.21. Pour la boucle interne de courant, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$H_{BO-id}(s) = C_{id}(s)C(s)R(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \frac{1/R_r}{(1 + sT_a)(1 + s\tau)} \quad (3.48)$$

Pour déterminer la transmittance de boucle de la tension on fait l'hypothèse que la boucle interne de courant est suffisamment rapide pour qu'on l'assimile à un système du premier ordre $H_{eq}(s)$ vis-à-vis de la boucle externe de tension :

$$H_{eq}(s) = \frac{i_q}{i_q^*} = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{1}{1 + sT_{eq}} \quad (3.49)$$

La constante de temps équivalente de $H_{eq}(s)$ est donnée par l'approximation : $T_{eq} \simeq t_{10\%}/2.3$ où $t_{10\%}$ est le temps de réponse à 10% de la boucle interne de courant [AASH05]. Sous cette hypothèse, la fonction de transfert en boucle ouverte de la tension s'écrit :

$$H_{BO-V}(s) = C_V(s)H_{eq}(s)B(s) = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{-3/4}{sC_{DC}(1 + sT_{eq})} \quad (3.50)$$

Régulation de la puissance réactive

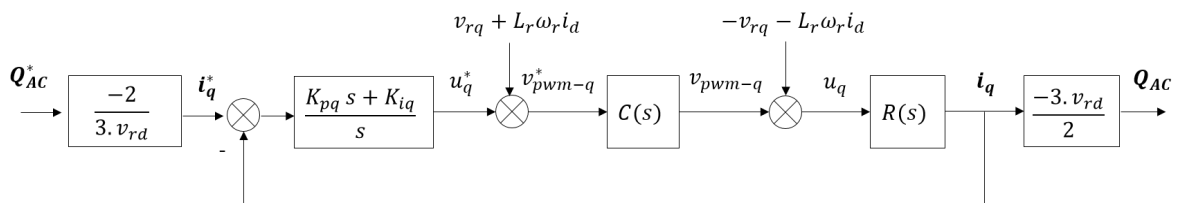


FIGURE 3.22 – Régulation de la puissance réactive

La Figure 3.22 représente le schéma de régulation de la puissance réactive. Elle est contrôlée indirectement à travers le courant i_q . La fonction de transfert de la boucle de courant est donnée par :

$$H_{BO-iq}(s) = C_{iq}(s)C(s)R(s) \quad (3.51)$$

$$H_{BO-iq}(s) = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) \frac{1/R_r}{(1 + sT_a)(1 + s\tau)} \quad (3.52)$$

Méthode de l'optimum symétrique [BMSU08]

Après avoir décrit et modélisé tous les éléments du système et calculé les fonctions de transfert en BO, nous allons aborder le calcul des trois correcteurs : $C_{iq}(s)$, $C_{id}(s)$ et $C_V(s)$.

Pour le calcul des coefficients des correcteurs on utilise la **méthode de l'optimum symétrique**. Cette méthode permet un bon réglage d'un correcteur proportionnel intégral en maximisant la marge de phase du système et en améliorant la robustesse par rapport aux perturbations. Elle s'applique à des systèmes dont la fonction de transfert en boucle ouverte est du type :

$$H_{BO}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K}{s(1 + sT)} \quad (3.53)$$

Le réglage du correcteur se fait comme dans le cas d'un correcteur à avance de phase. Le Tableau (3.4) [Qué12] donne les paramètres du correcteur, ω_c est la pulsation de coupure du système en boucle fermée, a est un paramètre de réglage compris entre 2 et 4. Un choix élevé de a entraîne un facteur d'amortissement élevé donc un système lent.

TABLE 3.4 – Calcul des paramètres

Paramètres	valeurs
a	$1/(\omega_c T)$
K_p	$1/(aKT)$
K_i	$1/(a^3KT^2)$

Cette méthode peut aussi être utilisée aussi pour des fonctions de transfert en boucle ouverte de la forme (Eq. 3.54).

$$H_{BO}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K'}{(1 + sT')(1 + sT)} \quad (3.54)$$

En effet, sous l'hypothèse que T' est très grand devant T , (Eq. 3.54) peut se ramener sous la forme de (Eq. 3.53).

$$H_{BO}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K'/T'}{s(1 + sT)} \quad (3.55)$$

La constante de temps du réseau étant très grande par rapport à la période de commutation de l'onduleur ($\tau \gg T_a$), les fonctions de transfert des courants en boucle ouverte peuvent se simplifier comme suit :

$$H_{BO-id}(s) = H_{BO-iq}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \frac{1/(\tau R_r)}{s(1 + sT_a)} \quad (3.56)$$

Avec $K_{pd} = K_{pq}$ et $K_{id} = K_{iq}$. On remarque que toutes les fonctions de transfert en BO de notre système satisfont la forme de l'équation (3.53). On peut donc utiliser la méthode de l'optimum symétrique pour calculer tous les trois correcteurs. En appliquant cette méthode à notre système, on trouve les coefficients des correcteurs PI regroupés dans le Tableau (3.6).

TABLE 3.5 – Paramètres des correcteurs

Correcteur PI	Pour le courant	Pour la tension
ω_c	$2\pi f_{pwm}/20$	—
a	$1/(\omega_c T)$	3
K_p	$\tau R_r/(aT_a)$	$-4C_{CD}/(3aT_{eq})$
K_i	$\tau R_r/(a^3T_a^2)$	$-4C_{CD}/(3a^3T_{eq}^2)$

TABLE 3.6 – Paramètres des correcteurs pour $a = 3$ et $f_{pwm} = 10^4 \text{ Hz}$

Gain	Valeur
K_{pq}	6.597
K_{iq}	$6.511 \cdot 10^3$
K_{pd}	6.597
K_{id}	$6.511 \cdot 10^3$
K_{pv}	-2.7974
K_{iv}	-416.23
T_{eq}	$7.599 \cdot 10^{-4}$

3.6.7 Résultats de simulation

On présente les résultats de simulation de la génératrice connectée au réseau triphasé, modélisé ici par une source de tension alternative triphasée parfaitement équilibrée (v_a, v_b, v_c). Les profils de la vitesse de la génératrice et du couple imposé par la machine à courant continu sont représentés à la Figure 3.23. Entre 0 s et 0.5 s on a un fonctionnement en mode moteur. La puissance électrique est transmise du réseau vers la machine. Pour fournir la puissance mécanique demandée au réseau. On active la régulation du courant i_d (Figure 3.25) pour le contrôle de la puissance active. La

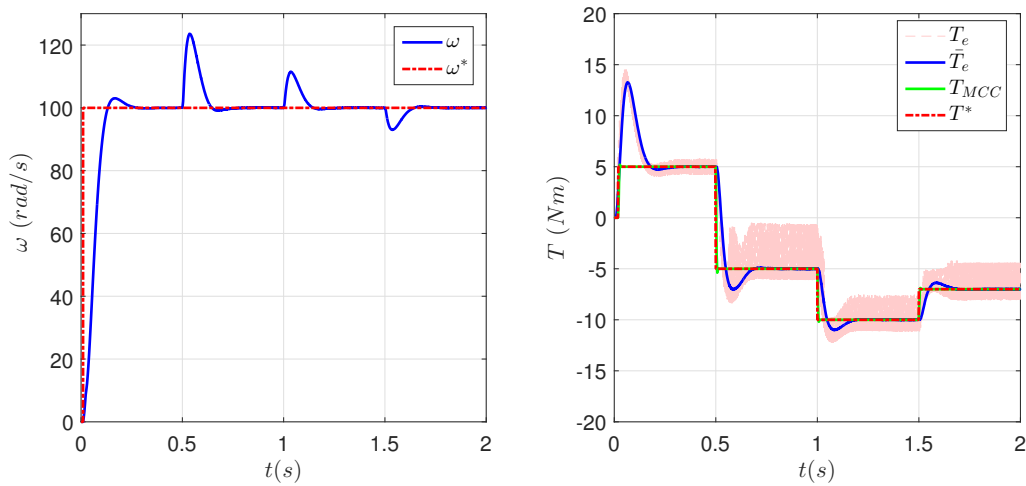


FIGURE 3.23 – Régulation de la vitesse et du couple

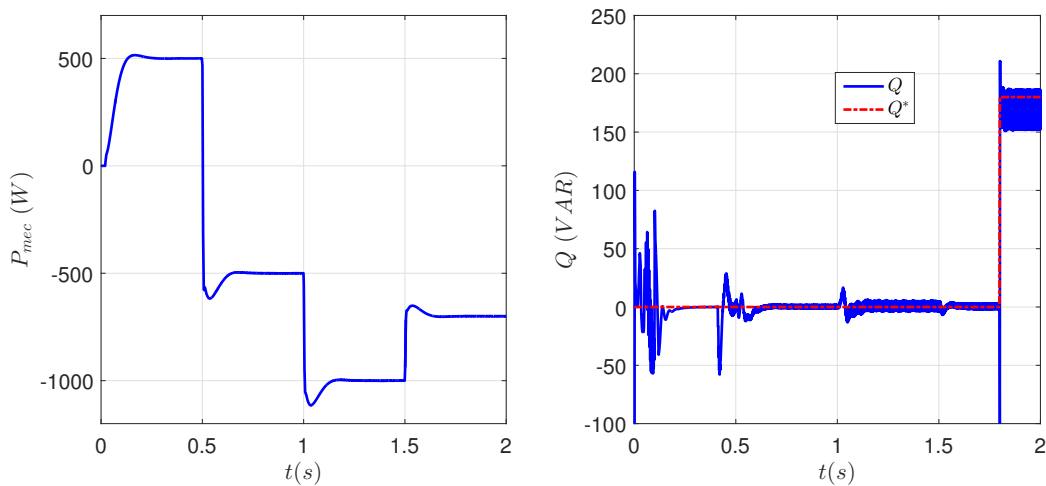


FIGURE 3.24 – Puissance mécanique et puissance réactive

consigne de courant est calculée à partir de l'Equation de la puissance (Eq.3.45). A noter que la

régulation du courant i_q (Figure (3.25)) n'est pas déclenchée pour le contrôle de la puissance active. Il s'en suit un fonctionnement en mode générateur entre 0.5 s et 2 s, le couple imposé est négatif. La génératrice transforme la puissance mécanique extraite du vent en une puissance électrique injectée au réseau. Le sens de transfert de puissance est inversé, d'où le signe positif du courant i_d . Le contrôle de la puissance réactive est testé aussi à la Figure (3.24). Un échelon de 0 à 180 VAR

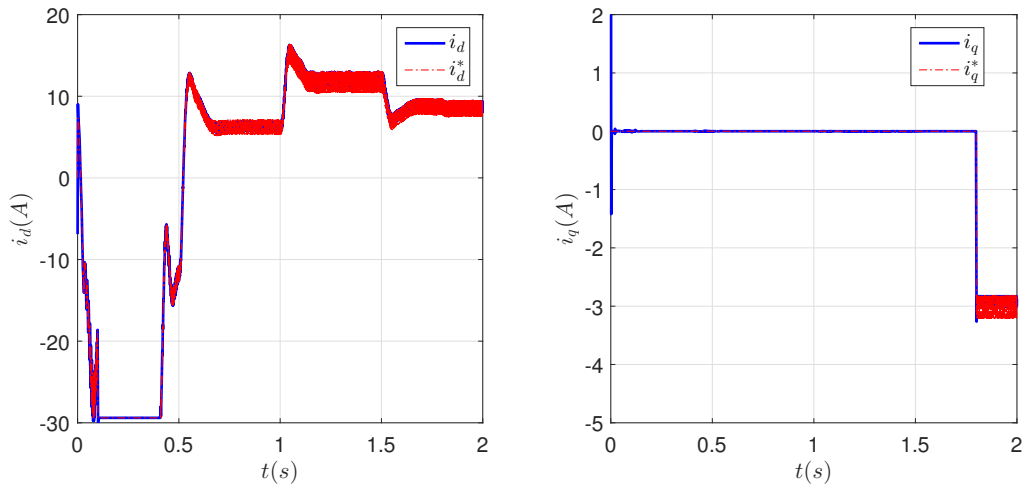


FIGURE 3.25 – Régulation des courants i_d et i_q

est appliqué à $t = 1.7$ s. Comme nous l'avons vu, le contrôle de la puissance réactive est assuré par le courant i_q . On note sur la Figure 3.25 un transitoire de 0 à -3 A du courant i_q suite à la variation de Q_{AC} . Les performances de la régulation de la tension du bus DC sont évaluées sur la Figure

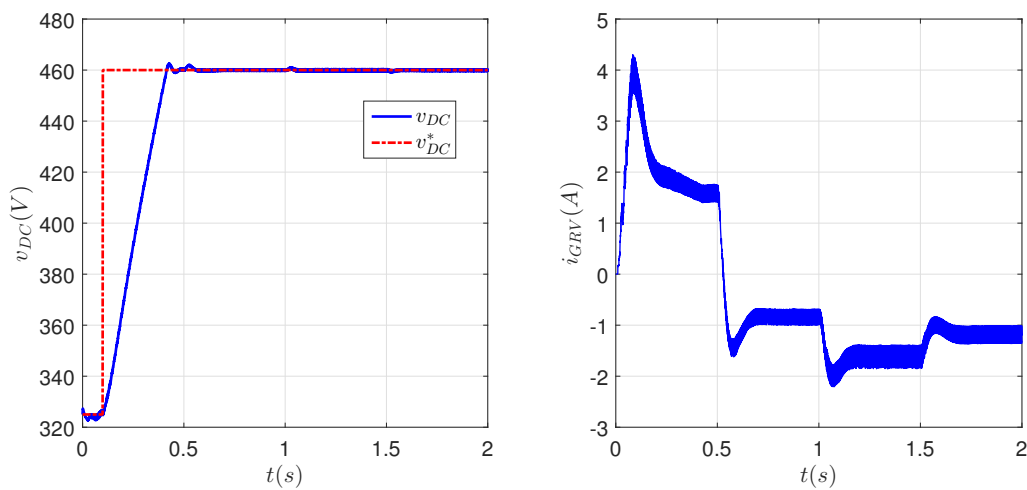
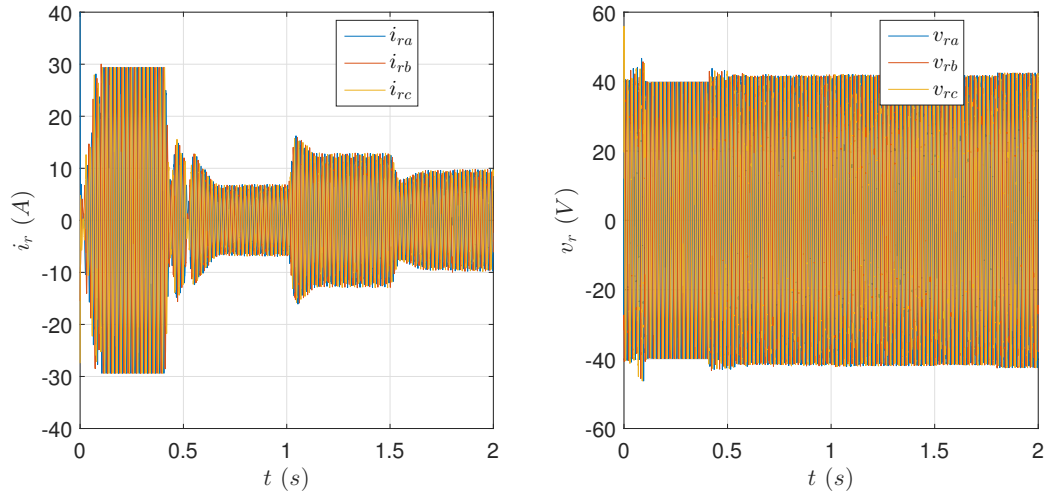


FIGURE 3.26 – Régulation de la tension du bus continu

3.26 pour une valeur référence de 460 V. On voit que la régulation de la tension est parfaitement assurée par le convertisseur réseau quelle que soit la puissance mécanique qui transite sur le bus. Le courant et la tension côté AC et leurs spectres sont représentés sur les Figures 3.27 et 3.28. Les

FIGURE 3.27 – i_r - v_r

grandeurs électriques injectées au réseau sont sinusoïdales. On a calculé un THD de 0.8602 pour le courant et 0.7429 pour la tension. Ces valeurs respectent les limites imposées par les normes.

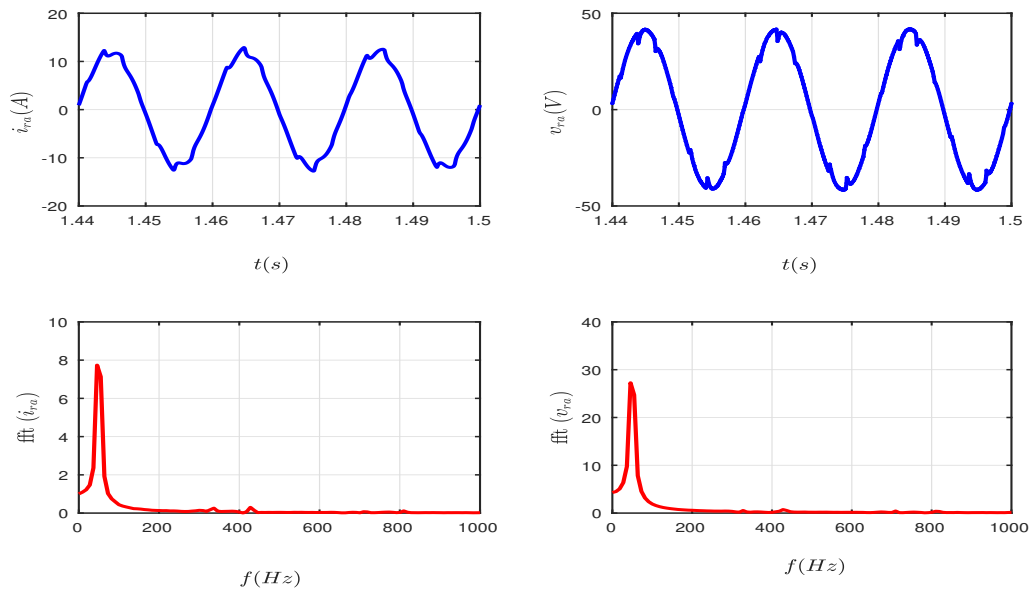


FIGURE 3.28 – FFT de la tension et du courant

3.7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le contrôle de la Génératrice à Réluctance Variable (GRV) connectée au réseau alternatif monophasé ou triphasé pour une application éolienne. La régulation de la vitesse de rotation est assurée par le convertisseur côté génératrice et le couple est imposé par la machine à courant continu utilisée ici pour simuler la turbine éolienne. La connexion de la génératrice au réseau est réalisée par un convertisseur DC-AC qui assure le maintien de la tension du bus DC par un correcteur PI. Dans le cas du réseau monophasé une étude comparative de trois correcteurs est menée pour la régulation du courant alternatif. Le correcteur résonant semble être la meilleure solution pour suivre la consigne de courant sinusoïdale. Dans cette optique, le taux de distorsion harmonique du courant et de la tension est calculé. Un THD inférieur à 1% est trouvé dans tous les cas.

Afin d'assurer la surveillance et la sûreté de fonctionnement de l'actionneur, il faudra analyser l'effet des défauts (capteurs de courant et capteur mécanique) sur les performances de l'actionneur. Le chapitre suivant sera dédié à la commande sans capteur mécanique de la machine à réluctance variable.

Chapitre 4

Commande sensorless de la MRV

Sommaire

4.1	Introduction	104
4.2	Méthodes basées sur la technique d'injection (M1)	106
4.2.1	Principe de fonctionnement	106
4.2.2	Estimation de l'inductance	107
4.2.3	Estimation de la position	108
4.2.4	Détermination de la durée des impulsions (ΔT)	109
4.2.5	Résultats de simulation (M1)	110
4.3	Estimation de la position basée sur le flux (M2)	113
4.3.1	Principe de fonctionnement	113
4.3.2	Estimation du flux	113
4.3.3	Estimation de la position	114
4.3.4	Résultats de simulation	114
4.3.5	Résultats expérimentaux	117
4.4	Estimation de la position basée sur les observateurs (M3)	119
4.4.1	Modèle mathématique du système (MRV)	120
4.4.2	Approximation de l'inductance	120
4.4.3	Formulation du problème d'observation	123
4.4.4	Observateur de flux	124
4.4.5	Simulation de l'observateur de flux	126
4.4.6	Observateur de position	129
4.4.7	Simulation de l'observateur de position	130

4.4.8	Observateur de vitesse	132
4.4.9	Simulation de l'estimateur du couple et de l'observateur de vitesse	135
4.5	Commande Tolérante aux Défauts	137
4.6	Conclusion	139

4.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans les précédents chapitres, la machine à réluctance variable (MRV) présente beaucoup d'avantages. Son stator et son rotor sont constitués d'empilement de tôles ferromagnétiques. Le rotor est passif, il ne comporte ni conducteur électrique ni aimants permanents, ce qui confère à la MRV une simplicité de construction, une grande robustesse et un coût relativement faible. Elle présente aussi un couple élevé, indépendant du sens du courant d'alimentation ce qui simplifie la structure du convertisseur statique associé à la machine. La MRV présente la particularité d'être constituée de plusieurs phases quasi indépendantes, elle peut donc continuer à fonctionner en cas de perte ou de défaut sur une phase. C'est une machine tolérante aux défauts. Tous ces avantages rendent la machine à réluctance variable de plus en plus attrayante dans le milieu industriel.

Cependant beaucoup d'efforts restent à faire notamment dans le développement de lois de commande performantes. En effet, à cause de son modèle dynamique non linéaire, la machine à réluctance variable n'est pas facile à contrôler. En outre, comme pour les autres machines, la commande de la MRV exige la connaissance de la position du rotor à chaque instant afin d'assurer l'autopilotage et d'alimenter correctement les différentes phases car le couple électromagnétique est fonction de la position du rotor et des courants. L'information sur la vitesse est aussi importante à avoir pour le contrôle en vitesse. Traditionnellement, un capteur mécanique est placé sur l'arbre du rotor pour mesurer la position. L'utilisation de capteur mécanique a plusieurs inconvénients.

1. D'une part, cela augmente le coût global et l'encombrement de l'entraînement.
2. D'autre part, les capteurs mécaniques sont entachés de bruit et peuvent être défectueux ce qui réduit la robustesse de l'actionneur.

Par conséquent, des efforts sont en train d'être fournis dans la recherche de nouvelles lois de commande plus performantes sans capteur mécanique dénommé "**Sensorless control**" [Pol14]. Plusieurs articles sont publiés sur ce sujet [EF02b]. Les études sur la commande sensorless peuvent

être classées en deux grandes catégories comme on peut le voir sur la Figure 4.1 [Rai13]. La première regroupe les méthodes actives (ou intrusives) basées sur l'injection d'impulsions de tension afin de trouver une estimation de la position en exploitant la saillance de la machine [Hol06] [MDM⁺15]. La seconde regroupe les méthodes passives (ou non intrusives) qui ne nécessitent pas un signal d'injection ; elles sont basées sur la mesure des grandeurs électriques déjà disponibles et l'utilisation d'estimateurs ou d'observateurs [SBDB16] [AXH13].

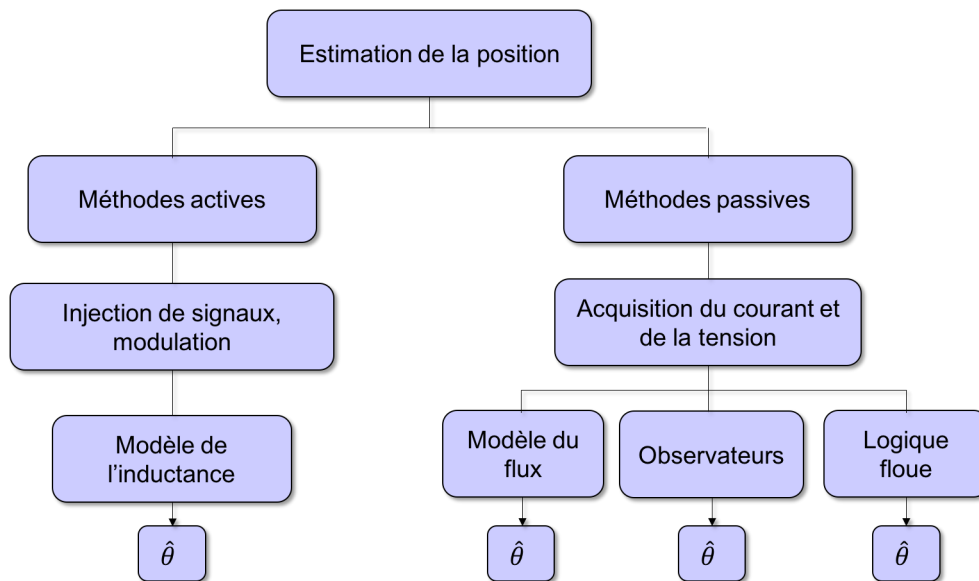


FIGURE 4.1 – Différentes approches d'estimation de la position

Dans la suite du chapitre, nous allons évaluer trois méthodes d'estimation de la position du rotor de la MRV. La première (**M1**) sera nommée méthode-inductance. C'est une méthode active basée sur l'estimation de l'inductance en injectant un train d'impulsions de tension sur une phase non-active de la machine. La deuxième (**M2**) sera nommée méthode-flux. C'est une méthode passive basée sur l'estimation du flux à partir de l'intégration de la tension. La troisième (**M3**) est aussi une méthode passive basée sur les observateurs. A la suite de cette évaluation, il sera envisagé une combinaison des méthodes afin de disposer d'une bonne estimation de la position sur toute la plage de vitesse et de couple sans dégrader les performances de la MRV.

4.2 Méthodes basées sur la technique d'injection (M1)

4.2.1 Principe de fonctionnement

La technique d'injection consiste à envoyer des impulsions de tension à haute fréquence sur une phase non active de la machine. On vient donc superposer au signal principal d'alimentation des phases un signal secondaire d'excitation [KQJ05]. Du fait de la saillance de la machine, on peut trouver une estimation de l'inductance en mesurant les pics de courant qui résultent de l'injection. Le fonctionnement de la technique d'injection en mode générateur est présenté dans cette section. L'idée reste la même pour le mode moteur.

Notre étude porte sur une MRV de type 8/6 constituée de $q = 4$ phases quasi-indépendantes, dont le couple mutuel entre les différentes bobines est négligeable. La Figure 4.2 montre une séquence d'alimentation des phases sur une période électrique. On rappelle que ψ est l'angle d'amorçage et θ_p est l'angle de conduction. On définit les intervalles de conduction des quatre phases à l'aide des signaux logiques c_j (avec $j \in \{1, 2, 3, 4\}$). On considère qu'une phase est active lorsque $c_j = 1$ et qu'elle est inactive lorsque $c_j = 0$.

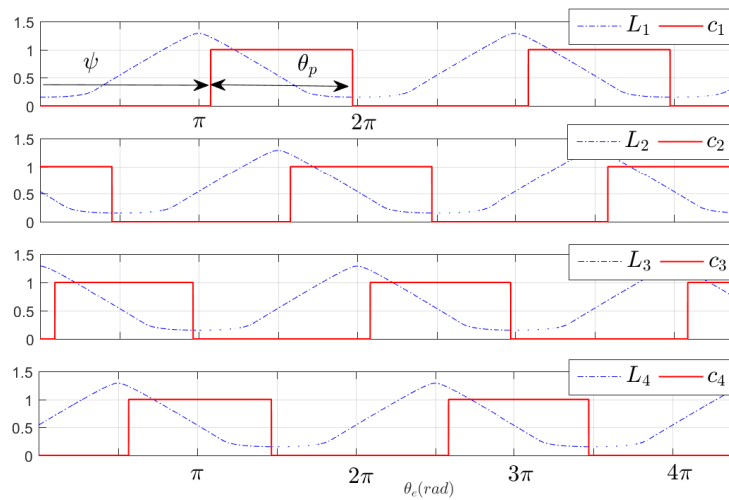


FIGURE 4.2 – Intervalles de conduction

Le principe de la méthode d'injection est montré sur la Figure 4.3. Lorsqu'une phase est inactive (i.e. quand l'inductance est dans sa région croissante, en mode générateur), on vient l'exciter par un train d'impulsions de tension à haute fréquence de période ΔT et d'amplitude U bien déterminées. L'injection est réalisée avec le convertisseur asymétrique à demi pont. Cette méthode ne nécessite donc pas un circuit secondaire d'excitation. On rappelle que l'équation de la tension

d'une phase est donnée par (Eq. 4.1), où u est la tension, i le courant, r la résistance d'une phase statorique, L l'inductance, θ_e la position électrique, E représente la force électromotrice, proportionnelle à la vitesse et au courant.

$$u = ri + L(i, \theta_e) \frac{di}{dt} + E(i, \theta_e) \quad \text{avec} \quad E(i, \theta_e) = i\omega \frac{dL(i, \theta_e)}{d\theta_e} \quad (4.1)$$

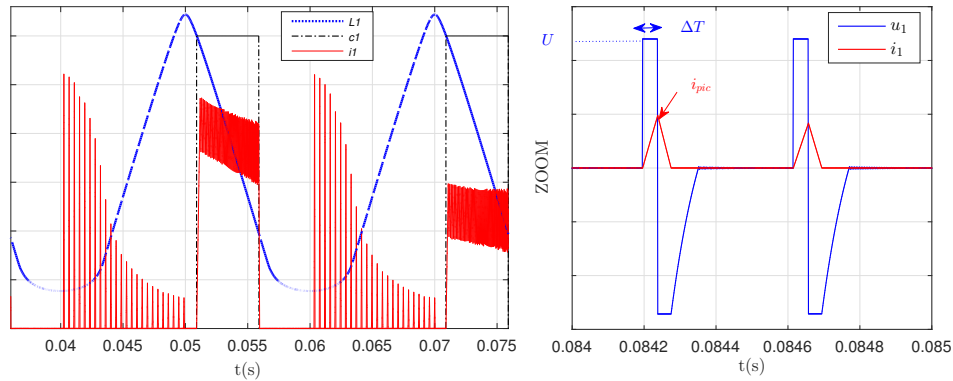


FIGURE 4.3 – Principe de l'injection

4.2.2 Estimation de l'inductance

Pour la méthode d'injection, une fréquence élevée des impulsions est généralement utilisée pour réduire la création de couple indésirable due au courant secondaire injecté. Puisque la durée du courant injecté reste faible devant celle du courant principal d'alimentation des phases, l'injection présente un effet négligeable sur le couple électromagnétique de la machine. Ce courant est d'autant plus faible pour des vitesses de rotation faibles. Dans ce cas, la chute de tension au niveau des enroulements statoriques et la force électromotrice sont négligeables par rapport à la tension d'alimentation. L'équation de la tension d'une phase peut donc se simplifier comme suit :

$$u = L(i, \theta_e) \frac{di}{dt} \quad (4.2)$$

En appliquant une impulsion de tension U de durée ΔT et en mesurant la valeur des courants de crête i_{pic} , les valeurs de l'inductance pour différentes positions du rotor peuvent être estimées à partir de l'expression simplifiée :

$$\hat{L}(i, \theta_e) = U \frac{\Delta T}{i_{pic}} \quad (4.3)$$

4.2.3 Estimation de la position

Après avoir trouvé une estimation de l'inductance pour différentes positions du rotor, on peut retrouver une estimation de l'angle à partir de la caractéristique reliant l'inductance le courant et la position. La caractéristique de l'inductance obtenue par une modélisation par éléments finis est utilisée comme une fonction inverse f^{-1} pour retrouver la position en fonction du courant et de l'inductance estimée.

$$\hat{\theta}_e = f^{-1}(i_{pic}, \hat{L}(i, \theta_e)) \quad (4.4)$$

La Figure 4.4 donne un schéma synoptique de la méthode. L'injection est faite successivement sur les quatre phases de la machine. Chacune fournit la position pendant un quart de période électrique ($2\pi/4$ électrique). Puis un mapping est fait pour trouver la position réelle du rotor en sélectionnant la bonne phase à partir des intervalles de conduction c_j . Cette méthode d'estimation de la position

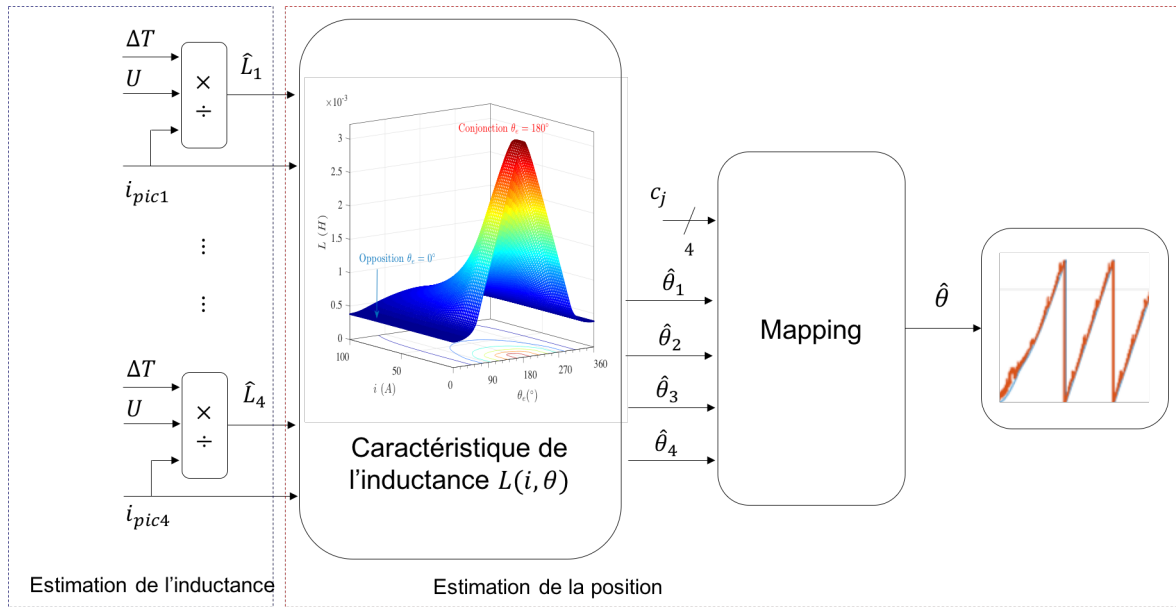


FIGURE 4.4 – Schéma synoptique de la méthode d'inductance

n'est efficace que si la machine fonctionne sur une plage de vitesses limitée et pour des impulsions de tension très brèves. En effet, à très hautes vitesses, l'équation simplifiée de la tension (Eq. 4.2) n'est plus valable : La fem n'est plus négligeable, ce qui peut induire des erreurs d'estimation de la position. En outre, la durée des impulsions de tension doit être bien déterminée. Si elle est très longue, les pics de courant deviennent importants, par conséquent, il apparaît des pertes Joule et des ondulations de couple. Si elle est très faible, le courant n'aura pas le temps de croître, les pics de courant sont donc très petits et risquent de ne pas être détectables par le capteur de courant.

4.2.4 Détermination de la durée des impulsions (ΔT)

On exprime la durée minimale et maximale des impulsions afin d'avoir un pic de courant détectable mais aussi avec le minimum de pertes possibles car les pertes augmentent avec la durée des impulsions. En supposant que la machine est non saturée pendant la phase d'excitation, la durée des impulsions minimale et maximale est donnée dans [CD12] :

$$\Delta T_{min} = \frac{L_M \cdot i_{min}}{U} \quad \text{et} \quad \Delta T_{max} = \frac{L_m}{U} \left(2T_f \frac{\beta_s}{L_M - L_m} \right)^{(1/2)} \quad (4.5)$$

U : Amplitude de la tension d'excitation

i_{min} : Courant minimal mesurable par le capteur

L_m : Inductance minimale, en position d'opposition

L_M : Inductance maximale, en position de conjonction

β_s : Angle polaire statorique

T_f : L'ensemble des couples résistants

Dans la méthode d'injection classique, la période de l'impulsion de tension ΔT est constante. Donc, lorsque la vitesse de rotation augmente, le nombre d'impulsions pendant un cycle électrique diminue. Par conséquent, on n'a plus suffisamment d'information pour trouver une estimation précise de la position à haute vitesse. En outre, l'équation simplifiée (Eq. 4.2) n'est plus valable du fait que la force électromotrice n'est plus négligeable à haute vitesse. C'est pour cette raison que la technique d'injection est principalement utilisée pour les applications basse vitesse. Pour résoudre ce problème, on se propose de calculer la durée des impulsions ΔT en fonction de la vitesse de rotation ω de telle sorte que le nombre d'impulsions N_{imp} sur un cycle électrique reste le même, afin de maintenir la même qualité d'estimation sur une plus large plage de vitesse. Par exemple, pour un nombre d'impulsions $N_{imp} = 20$, la durée ΔT en fonction de la vitesse est donnée dans le Tableau 4.1. $\alpha = 0.1$ est le rapport cyclique.

$$\Delta T = \frac{2\pi}{\alpha N_{imp} \omega} \quad (4.6)$$

TABLE 4.1 – Durée des impulsions en fonction de la vitesse

ω (tr/mn)	100	300	500	1000	2000	3000
ΔT (s)	$3.14 \cdot 10^{-4}$	$1.047 \cdot 10^{-4}$	$6.283 \cdot 10^{-5}$	$3.142 \cdot 10^{-5}$	$1.571 \cdot 10^{-5}$	$1.047 \cdot 10^{-5}$

4.2.5 Résultats de simulation (M1)

Pour étudier les performances de la méthode d'inductance (**M1**), on effectue les simulations suivantes. Pour tous ces essais, on trace la position estimée, la position délivrée par le capteur de position et l'écart moyen quadratique de l'estimateur : $EMQ(\hat{\theta}) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (\theta_k - \hat{\theta}_k)^2$

- Essai avec variation de N_{imp} , pour une vitesse de 500 *tr/mn* et une charge $-4 Nm$
- Essai avec variation de la vitesse, pour 20 impulsions et un couple de $-4 Nm$
- Essai avec variation de la charge, pour une vitesse de 500 *tr/mn* et $N_{imp} = 20$

Influence du nombre d'impulsions

La Figure 4.5 montre la sensibilité de l'estimateur de position au choix du nombre d'impulsions par cycle électrique. On remarque que l'erreur diminue si on augmente le nombre de pulses. En effet si N_{imp} est élevé, on aura suffisamment d'information pour trouver une bonne estimation de la position. En revanche cela augmente la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que les pertes associées. Pour $N_{imp} = 20$, on obtient une fréquence de $1.59 \cdot 10^4 Hz$, et une erreur moyenne de 0.1 *rd*. Ce choix semble être un bon compromis entre précision et pertes par commutation.

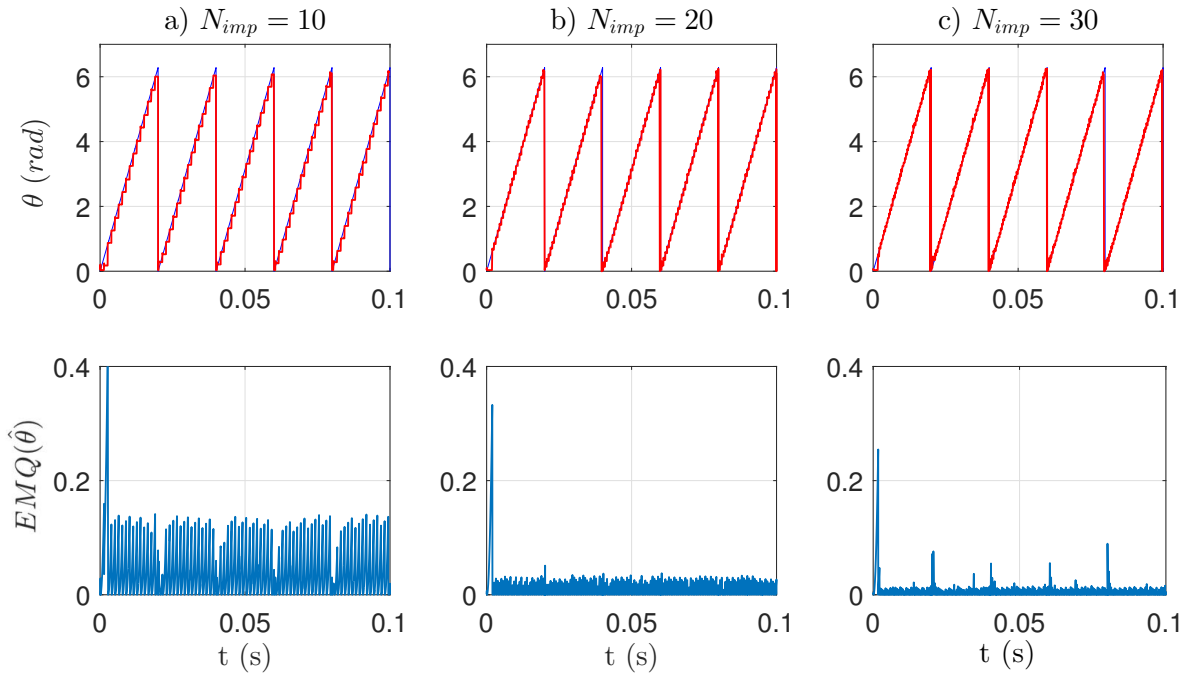


FIGURE 4.5 – Sensibilité de la méthode d'injection au nombre d'impulsions

Influence de la vitesse

Sur la Figure 4.6 on effectue une simulation du fonctionnement pour trois vitesses de rotation : 500 tr/mn , 1500 tr/mn et 3000 tr/mn avec un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de -4 Nm , le nombre d'impulsions étant fixé à 20. La position estimée par la méthode d'injection suit parfaitement la position réelle mesurée par le capteur. On obtient une erreur d'estimation presque nulle pour une vitesse de 500 tr/mn . Cette méthode est donc très performante au démarrage de la machine et aux basses vitesses mais l'erreur augmente au fur et à mesure que la vitesse augmente, même si elle reste faible. On note une EMQ parfois supérieure à 0.2 rd^2 à 3000 tr/mn .

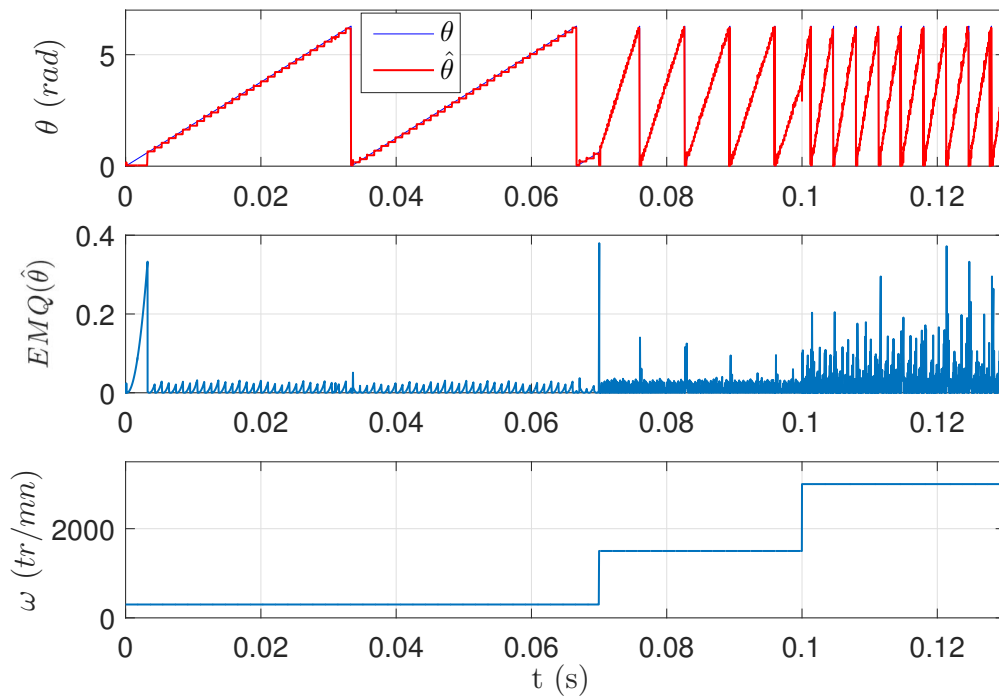


FIGURE 4.6 – Sensibilité de la méthode d'injection à la vitesse

Influence de la charge

Sur la Figure 4.7 on étudie la sensibilité de la méthode d'injection à la charge. On impose une vitesse de rotation de 500 tr/mn et un nombre d'impulsions $N_{imp} = 20$. L'examen des courbes montre que la charge de la machine n'a pas beaucoup d'influence sur la précision de l'estimation de la position par la méthode d'injection.

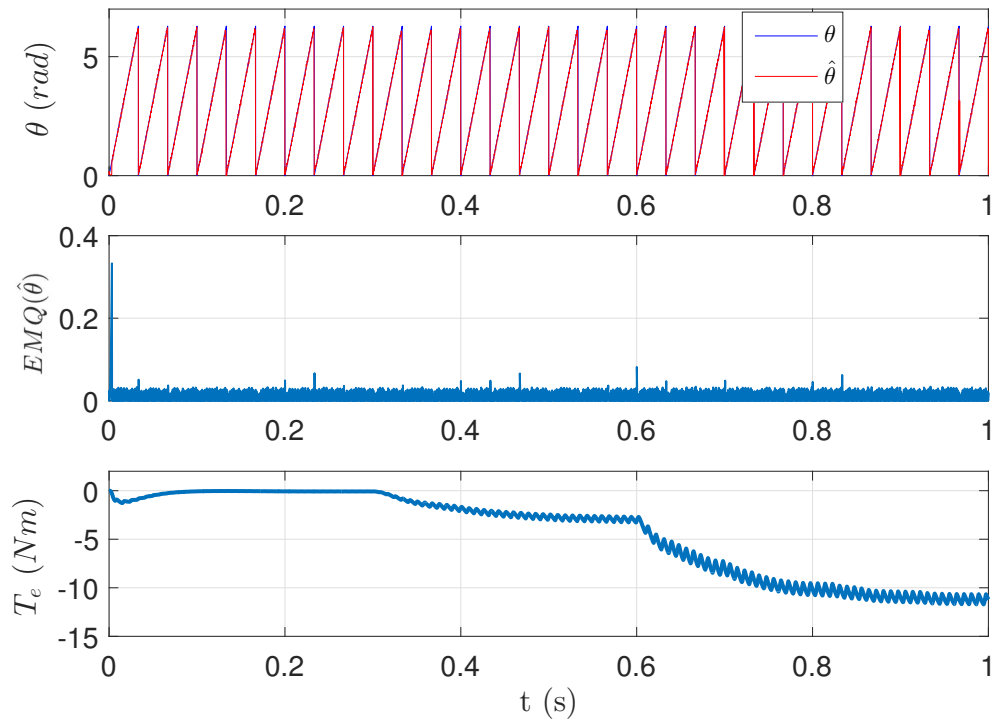


FIGURE 4.7 – Sensibilité de la méthode d’injection au couple

En résumé, la méthode d’injection permet une bonne estimation de la position de la machine à réluctance variable au démarrage et sur une large plage de vitesse, et cela malgré les variations de la charge. En revanche, cette technique est difficile à appliquer si la machine tourne à haute vitesse. En effet pour des vitesses élevées, le temps sur lequel on peut appliquer les impulsions de tension est plus réduit, on a donc très peu de points pour avoir une estimation précise de la position. La solution proposée est d’envoyer des impulsions à des fréquences très élevées pour avoir suffisamment de pics de courant. Cependant, la fréquence des impulsions est limitée par la fréquence de commutation des interrupteurs de l’onduleur.

4.3 Estimation de la position basée sur le flux (M2)

4.3.1 Principe de fonctionnement

On a constaté que la méthode d'injection permet une bonne estimation de la position au démarrage de la machine et pour les basses vitesses. En revanche, la qualité de l'estimation se dégrade au fur et à mesure que la vitesse de rotation augmente. En effet la méthode-inductance souffre d'un certain nombre d'inconvénients : l'injection d'un courant d'excitation lorsque la phase est non active crée un couple et une force électromotrice importants non désirables si le courant résultant de l'injection devient non négligeable. Cela se traduit également par l'augmentation des pertes Joule. Pour améliorer la qualité de l'estimation lorsque la vitesse de rotation augmente, nous proposons d'utiliser une deuxième méthode basée sur l'estimation du flux à partir des grandeurs électriques. C'est une méthode passive qui ne nécessite pas un circuit d'excitation.

4.3.2 Estimation du flux

La méthode du flux fait partie de la famille des méthodes passives, non intrusives. Elle ne nécessite pas un signal secondaire d'excitation des phases. Elle se base sur la mesure du courant déjà disponible et de la tension reconstruite à partir des signaux de commutation des interrupteurs pour trouver une estimation du flux. Pour une position donnée, on peut avoir une estimation du flux d'une phase en intégrant l'équation de la tension monophasée (Eq. 4.7). La principale difficulté est de trouver une estimation précise du flux en intégrant la tension. Cette estimation est d'autant moins précise à basse vitesse à cause du découpage de la tension et de la chute de tension ohmique. De plus elle nécessite une bonne connaissance de la résistance des enroulements statoriques, qui peut varier avec la température. Nous considérons dans la suite une résistance constante $r = 0.05 \Omega$. La mesure du courant doit être également soignée afin d'éviter tout offset qui dégraderait l'estimation.

$$\hat{\phi}(i, \theta_e) = \int (u - ri) dt \quad (4.7)$$

Cette méthode simple d'estimation du flux permet d'éviter :

- La création d'un couple due à l'injection,
- La création d'une force électromotrice non désirable,
- La saturation des circuits magnétiques,
- L'utilisation d'un signal d'excitation.

4.3.3 Estimation de la position

Connaissant le flux, on peut trouver à chaque instant une estimation de la position à partir de la caractéristique de flux obtenue par la modélisation par éléments finis qui relie le flux, le courant et la position.

$$\hat{\theta}_e = g^{-1}(i, \hat{\phi}(i, \theta_e)) \quad (4.8)$$

Le schéma synoptique de cette méthode est représenté à la Figure 4.8. L'estimation du flux est faite sur les quatre phases de la machine pendant un quart de période ($2\pi/4$ électrique) puis un mapping permet de choisir la bonne phase en fonction des intervalles de conduction.

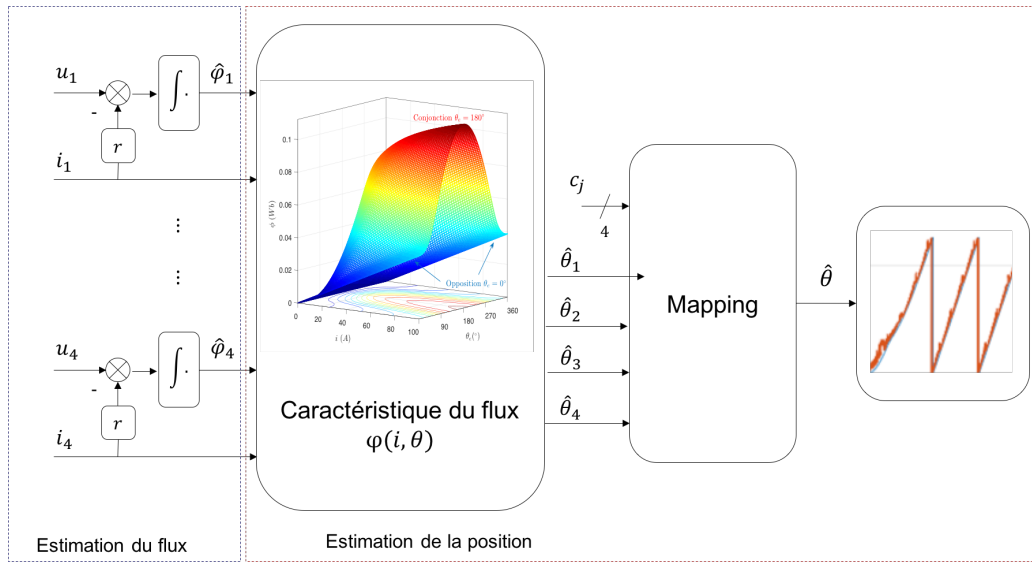


FIGURE 4.8 – Schéma synoptique de la méthode du flux

4.3.4 Résultats de simulation

Pour comparer les performances de cette méthode d'estimation à celle utilisant la technique d'injection, on a effectué les simulations suivantes. Pour tous ces essais on regarde la précision de la position estimée par rapport à la position délivrée par le capteur de position.

- Essai avec variation de la vitesse, pour un couple de 4 Nm
- Essai avec variation de la charge, pour une vitesse de 1300 tr/mn

Sur la Figure 4.9 on a simulé le fonctionnement de la machine lorsqu'elle entraîne une charge de 4 Nm avec des vitesses variant de 100 tr/mn à 2000 tr/mn. On observe que la courbe de la position estimée suit celle de la position mesurée avec une EMQ non négligeable supérieure

parfois à 0.2 pour une vitesse de 100 tr/mn . Mais au fur et à mesure que la vitesse augmente, l'erreur diminue. Pour une vitesse de rotation de 2000 tr/mn , les positions estimée et mesurée se superposent parfaitement avec une erreur moyenne très faible. A partir de ces observations, on constate que la méthode du flux est plus efficace en haute vitesse.

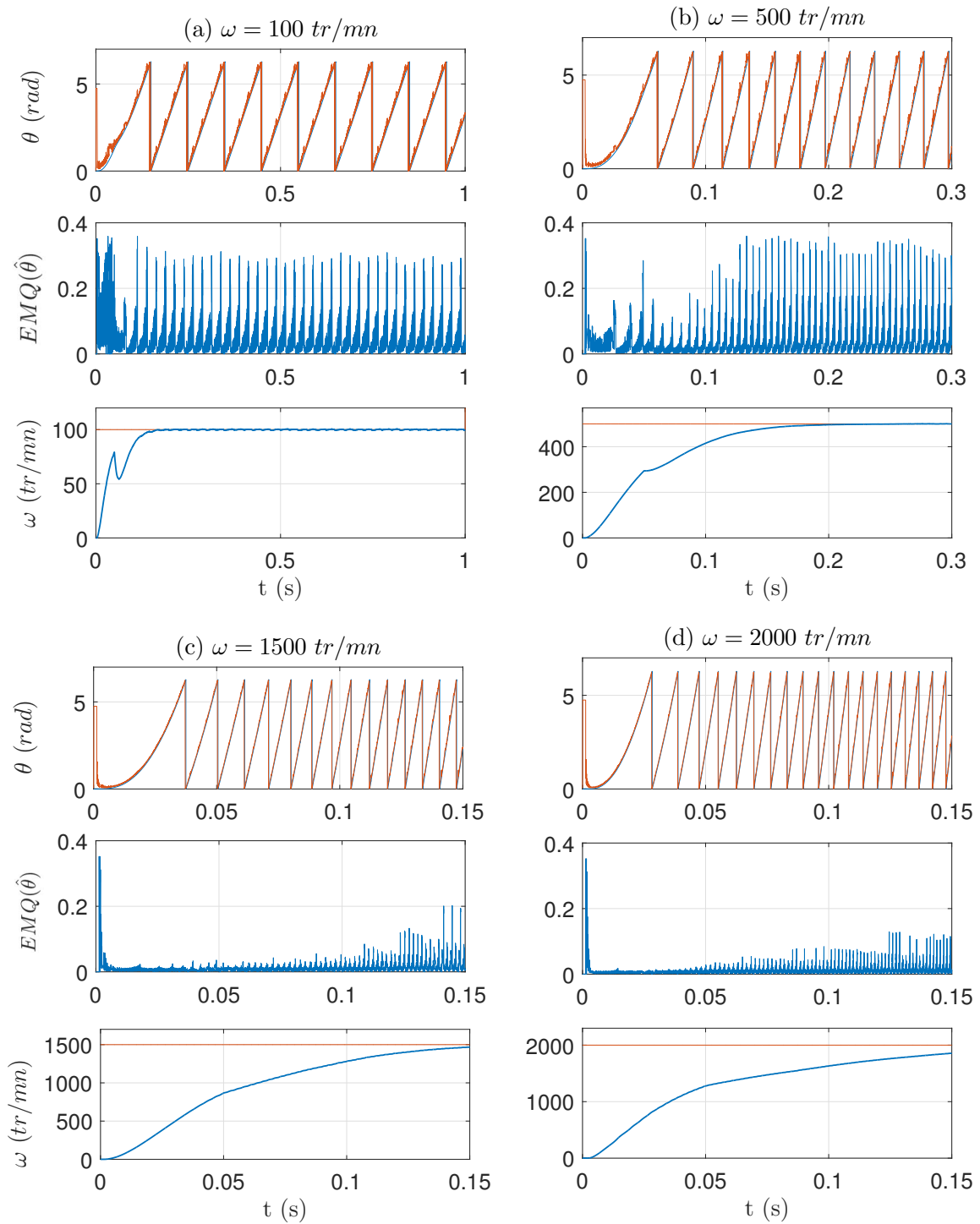


FIGURE 4.9 – Sensibilité de la méthode du flux à la vitesse

On observe sur la Figure 4.10 l'influence de la charge sur la précision de l'estimation. On fixe la vitesse à 1300 tr/mn , on fait varier le couple entre $T_n/2$ et $3T_n$ (T_n est le couple nominal). On note une erreur importante à $T_n/2$ mais progressivement les deux positions se confondent avec une erreur qui tend vers 0 à $3T_n$. Cette méthode fonctionne très bien si la machine est chargée, par contre elle marche moins bien si le couple diminue à cause des fortes variations de courant.

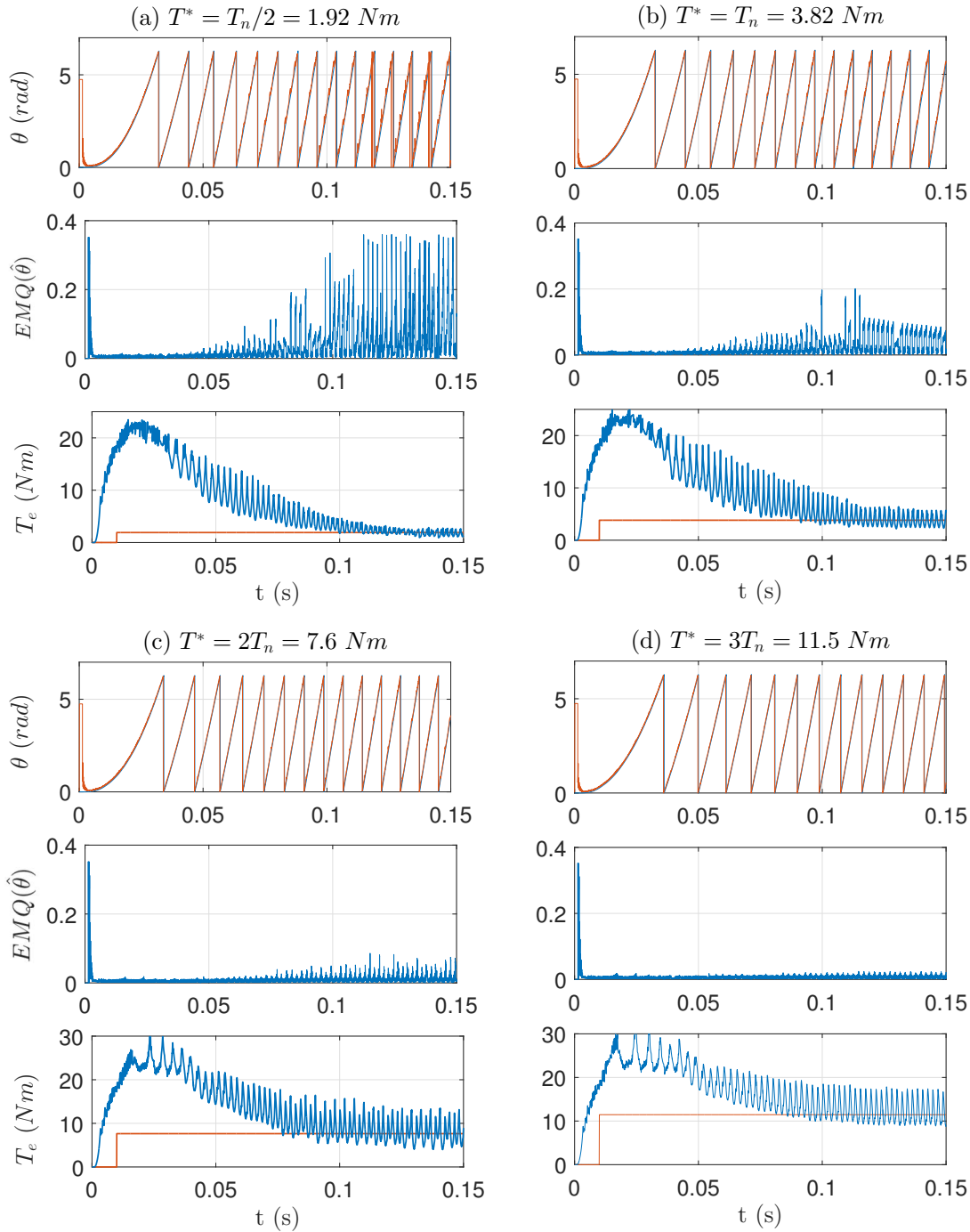


FIGURE 4.10 – Sensibilité de la méthode à la charge

4.3.5 Résultats expérimentaux

Pour ce qui concerne la validation expérimentale, seule la méthode-flux a été implantée par manque de temps. La Figure 4.11 présente le dispositif expérimental. Il est composé d'un PC pour la partie programmation (Matlab-Simulink) et supervision (Control-Desk). La MRV utilisée est de type 8/6 4-phases, ses caractéristiques sont données dans l'annexe B. Le contrôle de la MRV est assuré par une boucle externe de régulation de la vitesse et une boucle interne de régulation des courants. La machine est excitée par un convertisseur asymétrique à demi-pont. Afin d'évaluer les performances de notre estimateur, un capteur incrémental est utilisé pour comparer la position estimée à la position réelle du rotor. Un moteur à courant continu et un frein à poudre sont couplés à la MRV pour appliquer un couple de charge variable. La partie numérique du contrôle est constituée d'un processeur DSP DS1005 pour la régulation de la vitesse et d'une carte FPGA pour la régulation des courants et l'estimation du flux.

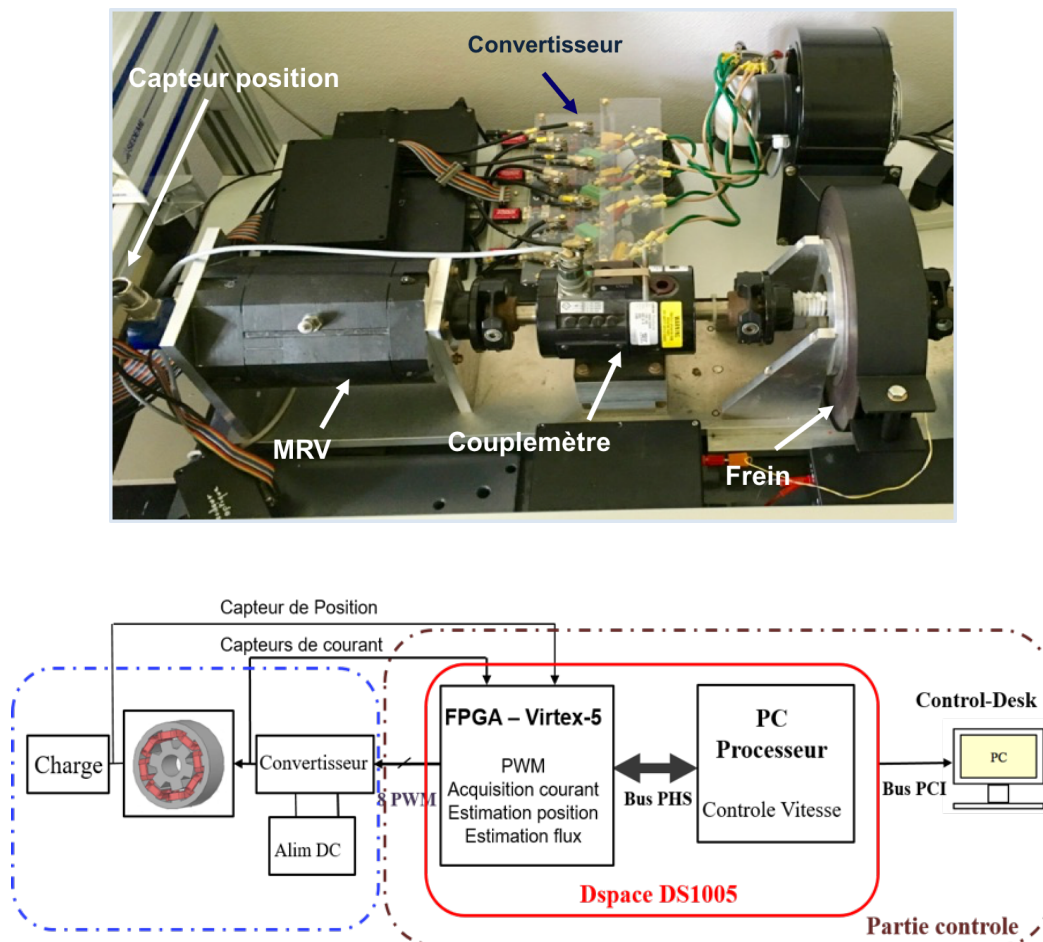


FIGURE 4.11 – Schéma bloc du banc expérimental

La Figure 4.12 représente les résultats expérimentaux pour différentes vitesses, le couple étant fixé à sa valeur nominale. Les courbes représentent la position mesurée par le capteur, la position estimée et l'erreur instantanée de position. Les résultats montrent que la méthode-flux implémentée sur une cible FPGA est prometteuse. Cependant, cette méthode est handicapée en basse vitesse par des bugs susceptibles d'apparaître à chaque quart de période, lorsque l'algorithme commute d'une phase à l'autre. Heureusement, la durée de ces bugs est très faible, en plus, ce phénomène disparaît lorsque la vitesse augmente. La moyenne de l'erreur d'estimation est de 2° .

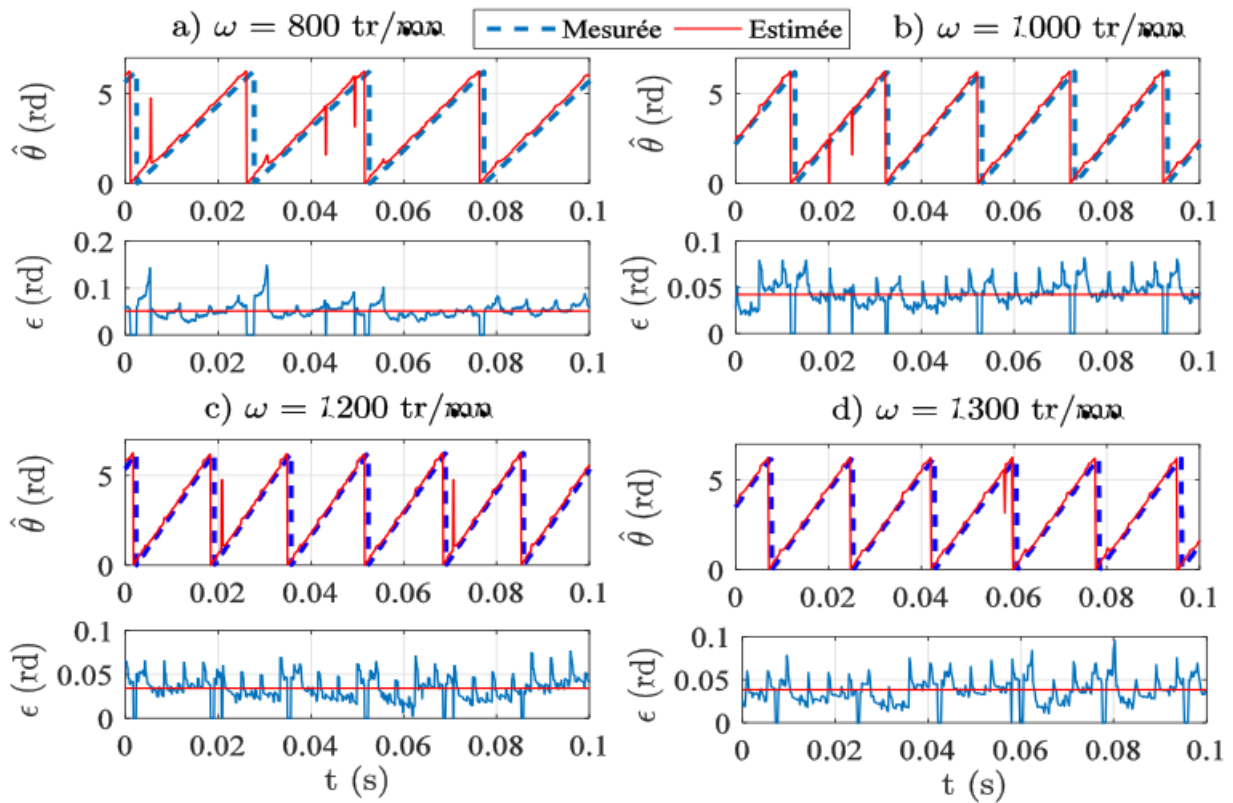


FIGURE 4.12 – Résultats expérimentaux

4.4 Estimation de la position basée sur les observateurs

Un observateur d'état est un algorithme mathématique capable de reconstruire les états x d'un système S à partir de la connaissance des entrées u et de la mesure des sorties y , en s'appuyant sur un modèle mathématique qui décrit le comportement du système.

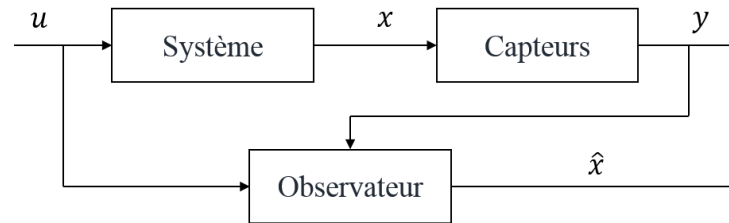


FIGURE 4.13 – Principe de l'observateur

Nous avons présenté dans les sections précédentes les deux principales approches utilisées dans la commande sensorless de la MRV. A un instant donné, connaissant le flux (resp. l'inductance) et le courant, on peut trouver une estimation de la position à partir de la caractéristique du flux (resp. de l'inductance) obtenue par une modélisation par EF en utilisant des interpolations linéaires de tableaux à trois dimensions. Nous présentons dans cette section une troisième approche (M3) de la commande sensorless de la MRV basée sur les observateurs adaptatifs (Figure 4.14). L'objectif est de développer des observateurs qui permettent d'estimer les **variables d'états** (flux ϕ_j , position θ et vitesse de rotation ω) ainsi que les **entrées inconnues** (couple de charge T_L) du système en disposant de la mesure des **entrées connues** (tensions des phases u_j) et des **sorties** (courants de phase i_j).

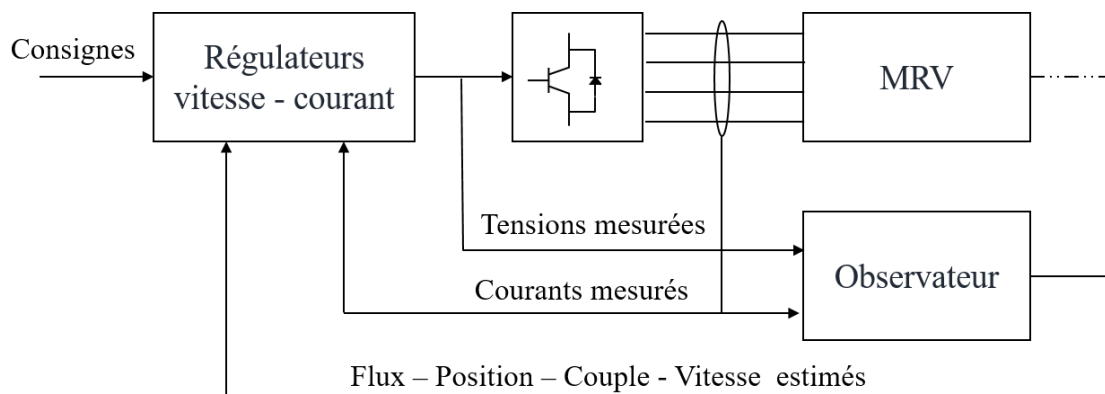


FIGURE 4.14 – Schéma bloc de la commande sensorless de la MRV

4.4.1 Modèle mathématique du système (MRV)

En négligeant les frottements visqueux et le couple sec, un modèle mathématique de la machine à réluctance variable associée à la charge dans l'espace d'état est donné par son équation électrique (loi de Faraday) et son équation mécanique (deuxième loi de Newton) :

$$\begin{cases} \dot{\phi} &= u - ri \\ J\dot{\omega} &= T_e(i, \theta) - T_L \end{cases} \quad (4.9)$$

$J > 0$ représente le moment d'inertie

T_e est le couple électromagnétique

T_L est le couple de charge

ϕ flux de phase

i courant de phase

u tension aux bornes d'une phase

r résistance des enroulements

Le couple de charge est une entrée inconnue. On le supposera constant. En supposant un découplage des phases de la machine, le flux de phase et le couple électromagnétique total sont donnés par :

$$\phi_j(i_j, \theta) = L_j(i_j, \theta)i_j \quad , \quad j \in \{1, 2, 3, 4\} \quad (4.10)$$

$$T_e(i, \theta) = \sum_{j=1}^4 \frac{d}{d\theta} \int_0^{i_j} \phi_j(i_s, \theta) di_s \quad (4.11)$$

4.4.2 Approximation de l'inductance

Contrairement aux autres machines électriques conventionnelles, il n'y a pas un modèle mathématique universellement adopté pour décrire le comportement dynamique de la machine à réluctance variable. Plusieurs modèles analytiques sont proposés dans la littérature [EPMOVS04] [HHM11] [IMPT87] [VDR97]. Pour la synthèse des observateurs nous utilisons le modèle analytique développé dans [Han08], basé sur le réseau d'inductance fourni par le logiciel Mrvsim. Une présentation détaillée du modèle est donnée dans [HHM10]. Dans un premier temps, une décomposition en série de Fourier est effectuée pour toutes les valeurs discrètes du courant comprises entre 0 A et 100 A avec un pas de discrétisation de 1.66 A. Dans un second temps, une interpolation polynomiale est utilisée pour chacun des coefficients a_ℓ^j afin de prendre en compte les non-linéarités

entre l'inductance et le courant. Le modèle analytique de l'inductance s'écrit comme suit :

$$L_j(i_j, \theta) = \sum_{\ell=0}^Q a_{\ell}^j(i_j) \cos(\ell\theta), \quad a_{\ell}^j(i_j) = \sum_{k=0}^N b_{\ell,k}^j i_j^k \quad (4.12)$$

Ce modèle d'approximation de l'inductance de la phase j très utilisé dans la littérature [HHM11], basé sur les séries de Fourier associées à une expansion polynomiale, permet une bonne modélisation de l'inductance malgré la saturation des circuits magnétiques. Q représente le nombre de termes du développement de la série de Fourier, N est l'ordre des fonctions polynomiales du courant. Le choix de ces deux paramètres dépend de la précision du modèle que l'on souhaite et du temps de calcul. Pour des raisons de simplicité de la synthèse des observateurs, nous faisons une approximation grossière de l'inductance en prenant $Q = 1$ et $N = 0$. Ce choix de paramètres suppose une linéarité du réseau de flux, donc, l'inductance ne dépend que de la position. En outre, l'inductance n'est représentée que par son fondamental. L'équation analytique de l'inductance peut donc se simplifier comme suit :

$$L_j(\theta) = a + b \cos \left[N_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{q} \right], \quad (4.13)$$

$$\phi_j(i_j, \theta) = L_j(\theta) i_j \quad (4.14)$$

$\phi_j(i_j, \theta)$, flux de la phase j

$L_j(\theta)$, inductance de la phase j

$N_r = 6$, le nombre de dents rotoriques

$q = 4$, nombre de phases de la machine

$a = 1.5 \cdot 10^{-3} H$, $b = 1.364 \cdot 10^{-3} H$, coefficients de la série de Fourier

Pour évaluer la précision du modèle simplifié de l'inductance, nous montrons sur la Figure 4.15, la variation de l'inductance de la machine en fonction du courant et de la position. Nous montrons également sur la Figure 4.16 son approximation par son fondamental avec les coefficients $a = 1.5 \cdot 10^{-3} H$ et $b = 1.364 \cdot 10^{-3} H$ et quelques harmoniques. On remarque que l'inductance est presque indépendante du courant lorsque le courant est inférieur à 20 A. Ce modèle est donc précis dans cette plage de courant. Cependant, dans nos simulations, nous allons utiliser la machine en régime saturé avec des courants pouvant atteindre 100 A. Comme nous le verrons dans les simulations, malgré la simplicité du modèle linéaire utilisé pour concevoir l'observateur

par rapport au comportement réel non linéaire de la machine, l'observateur proposé donne des performances satisfaisantes. Cette robustesse est probablement due aux fortes propriétés de stabilité (exponentielle) de la formulation de l'observateur.

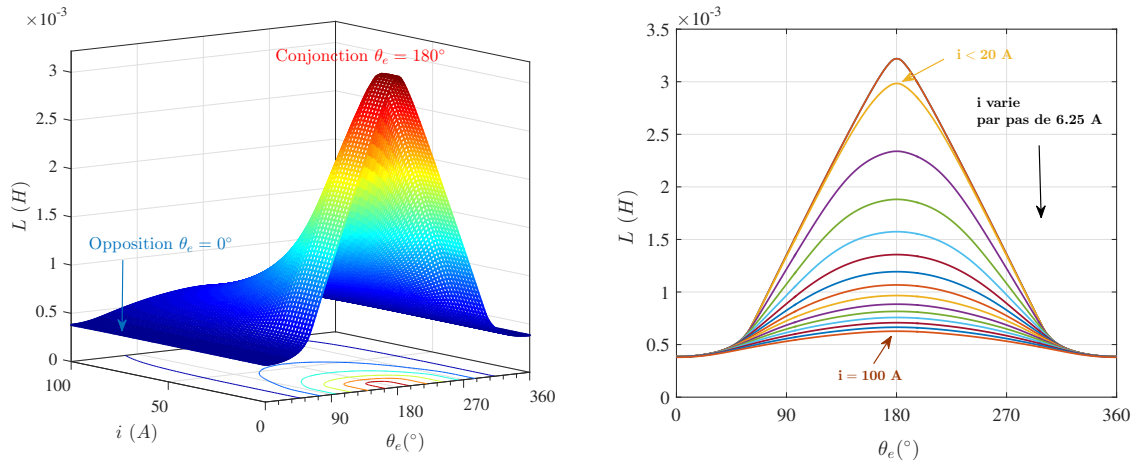


FIGURE 4.15 – Réseau d'inductance obtenu par Mrvsim

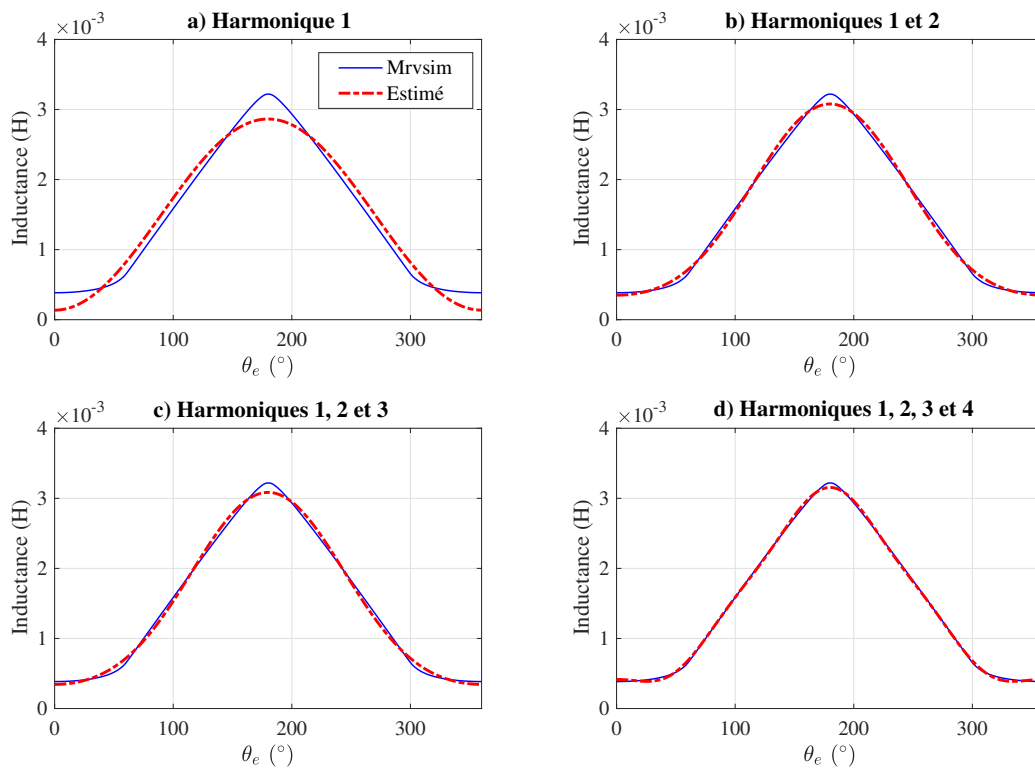


FIGURE 4.16 – Estimation de l'inductance

4.4.3 Formulation du problème d'observation

On considère le modèle mathématique de la MRV donné par l'équation (Eq.4.9) et le modèle analytique de l'inductance donné par l'équation (Eq.4.13).

Hypothèse 1. *Nous considérons que toutes les entrées (tensions aux bornes des phases u_j) et toutes les sorties (courants de phase i_j) du système (MRV) sont bornées.*

Hypothèse 2. *Les seules grandeurs mesurées sont les courants dans les phases i_j et les tensions aux bornes des phases de la machine u_j . Tous les autres paramètres de la machine (résistance r , coefficient d'inertie J) sont connus, sauf le couple de charge T_L , qui est une entrée inconnue que l'on va estimer.*

Définissons maintenant le vecteur $\chi \in \mathbb{R}^7$ qui regroupe les variables d'état (flux des quatre phases ϕ_j , position du rotor θ , vitesse de rotation ω) du système et le paramètre inconnu (couple de charge T_L) à estimer. $\hat{\chi}$ est le vecteur d'état estimé, $\tilde{\chi}$ est l'erreur d'estimation.

$$\chi = \begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ \omega \\ \tau_L \end{bmatrix}, \quad \hat{\chi} = \begin{bmatrix} \hat{\phi} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\tau}_L \end{bmatrix}, \quad \tilde{\chi} = \begin{bmatrix} \tilde{\phi} \\ \tilde{\theta} \\ \tilde{\omega} \\ \tilde{\tau}_L \end{bmatrix} = \hat{\chi} - \chi. \quad (4.15)$$

L'observateur adaptatif est un algorithme récursif, qui à partir de la mesure de la sortie (courants i) permet l'estimation en ligne des variables d'état et des paramètres inconnus du système [Afr04]. On cherche un entier $m \in \mathbb{N}_+$ et une paire de fonctions (F, H) :

$$F : \mathbb{R}^4 \times \mathbb{R}^4 \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^m$$

$$H : \mathbb{R}^4 \times \mathbb{R}^4 \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^7$$

tels que le système dynamique suivant :

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= F(i, u, \zeta) \\ \dot{\hat{\chi}} &= H(i, u, \zeta) \end{aligned} \quad (4.16)$$

assure une convergence exponentielle de l'observateur quelles que soient les conditions initiales. Autrement dit :

$$\exists \alpha_\chi, \rho_\chi > 0 \quad \text{tels que} \quad |\tilde{\chi}(t)| \leq \alpha_\chi e^{-\rho_\chi t} |\tilde{\chi}(0)| \quad \forall t \geq 0 \quad (4.17)$$

4.4.4 Observateur de flux

Dans cette section nous présentons un observateur de flux de la MRV en prenant en compte les courants et tensions de phase de la machine.

Définition et Lemmes

Avant la synthèse de l'observateur, nous définissons une notion très employée dans l'analyse de la convergence des observateurs adaptatifs : La Persistance d'Excitation (**PE**) [SB89].

Définition 1. Une fonction continue par morceaux Φ est dite **PE** si

$$\exists \delta_0, T_0 > 0 \quad \text{tels que} \quad \int_t^{t+T_0} \Phi(i(s))\Phi^\top(i(s))ds > \delta_0 \mathbf{I}_4, \quad \forall t \geq 0. \quad (4.18)$$

Lemme 1. La Persistance d'excitation est une condition nécessaire et suffisante de stabilité pour les systèmes de la forme

$$\dot{\phi} = -\Gamma\Phi(i(s))\Phi(i(s))^\top\phi \quad (4.19)$$

Γ est une matrice définie positive, $\phi \in \mathbb{R}^n$, $\Phi \in \mathbb{R}^n$. Le point d'équilibre de l'équation (Eq 4.19) est uniformément exponentiellement stable si Φ est **PE** [NA89]. La preuve du lemme 1 est donnée dans [Afr04] et [SB89]

Lemme 2. Considérons l'expression analytique simplifiée de l'inductance (Eq.4.13),

$$\text{Il existe une fonction } \Phi : \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^{4 \times 2} \quad \text{définie par :} \quad \Phi(i) = \begin{bmatrix} i_3 & 0 \\ 0 & i_4 \\ i_1 & 0 \\ 0 & i_2 \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

$$\text{telle que :} \quad \Phi^\top(i)\phi = a\Phi^\top(i)i. \quad (4.21)$$

La preuve du lemme 2 est donnée dans l'annexe C.

Proposition 1. *Considérons la représentation d'état de la MRV donnée par l'équation (Eq.4.9) et le modèle analytique de l'inductance donné par l'équation (Eq.4.13). On suppose que $\Phi(i)$ est **PE**. Sous les hypothèses 1 et 2, l'observateur de flux de la forme*

$$\dot{\hat{\phi}} = u - ri + \Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) (ai - \hat{\phi}), \quad (4.22)$$

assure la convergence exponentielle de l'erreur d'observation. Autrement dit

$$\exists \alpha_\phi, \rho_\phi > 0 \quad \text{tels que} \quad |\tilde{\phi}(t)| \leq \alpha_\phi e^{-\rho_\phi t} |\tilde{\phi}(0)|, \quad \forall t \geq 0. \quad (4.23)$$

L'équation (Eq. 4.22) est une réplique du modèle du système $(u - ri)$ auquel on ajoute un terme de correction $(\Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) (ai - \hat{\phi}))$ qui représente l'écart entre le flux mesuré et le flux estimée par l'observateur. Avec $\Gamma \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ une matrice définie positive, appelée matrice d'observation ou matrice d'adaptation de gain.

Démonstration. La convergence exponentielle de l'observateur de flux

$$\begin{aligned} \tilde{\phi} &= \hat{\phi} - \phi \\ \dot{\tilde{\phi}} &= \dot{\hat{\phi}} - \dot{\phi} \\ \dot{\tilde{\phi}} &= u - ri + \Gamma \Phi \Phi^\top (ai - \hat{\phi}) - (u - ri) \\ \dot{\tilde{\phi}} &= \Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) ai - \Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) \hat{\phi} \\ &\quad \text{On invoque le lemme 2 } (\Phi^\top(i) \phi = a \Phi^\top(i) i) \\ \dot{\tilde{\phi}} &= \Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) \phi - \Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) \hat{\phi} \\ \dot{\tilde{\phi}} &= \Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) (\phi - \hat{\phi}) \\ \dot{\tilde{\phi}} &= -\Gamma \Phi(i) \Phi^\top(i) \tilde{\phi} \end{aligned}$$

Enfin, le Lemme 1 assure que la propriété **PE** de Φ est une condition nécessaire et suffisante pour garantir une stabilité uniformément exponentielle. $\square$

4.4.5 Simulation de l'observateur de flux

En développant l'équation (Eq. 4.22) on obtient les quatre équations dynamiques des quatre flux de phase ϕ_j définies par le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}}_1 = u_1 - ri_1 + \Gamma_1(2ai_1i_3^2 - i_3^2\hat{\phi}_1 - i_1i_3\hat{\phi}_3) \\ \dot{\hat{\phi}}_2 = u_2 - ri_2 + \Gamma_2(2ai_2i_4^2 - i_4^2\hat{\phi}_2 - i_2i_4\hat{\phi}_4) \\ \dot{\hat{\phi}}_3 = u_3 - ri_3 + \Gamma_3(2ai_3i_1^2 - i_1^2\hat{\phi}_3 - i_3i_1\hat{\phi}_1) \\ \dot{\hat{\phi}}_4 = u_4 - ri_4 + \Gamma_4(2ai_4i_2^2 - i_2^2\hat{\phi}_4 - i_4i_2\hat{\phi}_2) \end{cases} \quad (4.24)$$

Les performances de l'observateur sont évaluées en simulation avec Matlab-Simulink. La commande de la machine comprend une boucle interne de régulation des courants de phase et une boucle externe de régulation de la vitesse de rotation. Sur la Figure 4.17, on examine l'observabilité du flux de la phase 1 pour différentes valeurs de la matrice de gain Γ . On s'attend à une convergence exponentielle de l'observateur pour toutes les valeurs Γ_j de la matrice d'adaptation de gain. La convergence est améliorée si on augmente la valeur du gain au détriment d'une plus grande sensibilité au bruit. La Figure 4.18 représente le flux estimé $\hat{\phi}$, le flux mesuré ϕ et la moyenne qua-

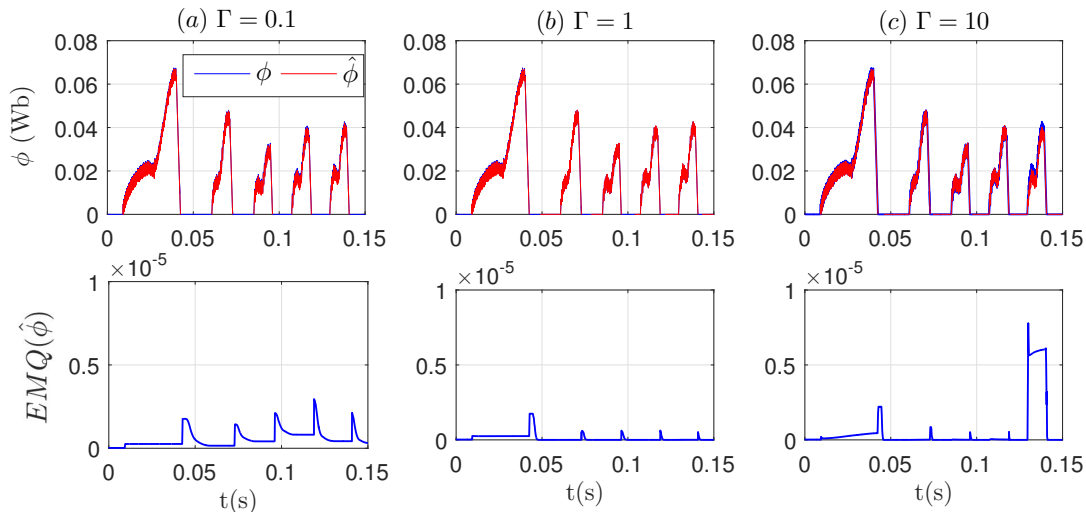
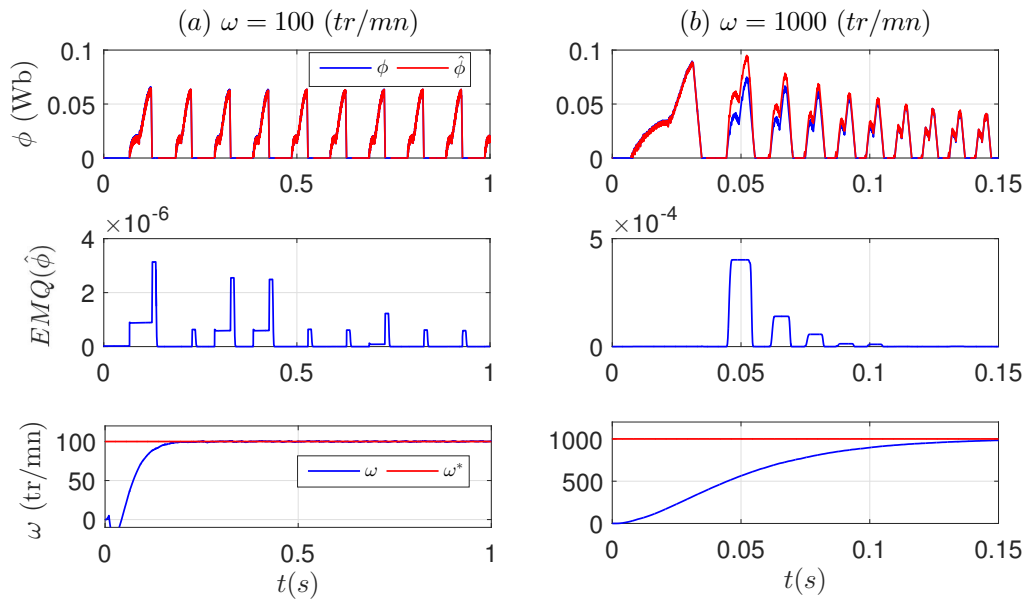
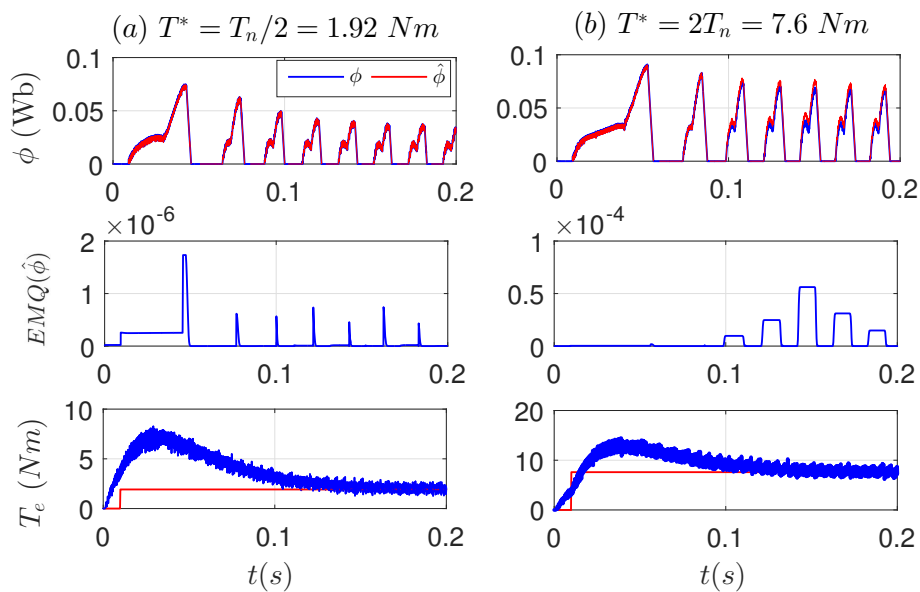


FIGURE 4.17 – Influence de Γ ($\omega = 500 \text{ tr/mn}$, $T_e = T_n$)

dratique de l'erreur d'estimation $\tilde{\phi} = \hat{\phi} - \phi$ pour deux vitesses de rotation $\omega = 100 \text{ tr/mn}$ et $\omega = 1000 \text{ tr/mn}$ lorsque la machine développe un couple de $T_n/2$. L'observateur proposé donne de meilleurs résultats à basse vitesse. L'erreur moyenne d'estimation est environ $\tilde{\phi} = 1.7 \cdot 10^{-4} \text{ wb}$ pour une vitesse de 100 tr/mn . Malgré une erreur plus grande à 1000 tr/mn , le flux reconstruit suit le flux réel lorsque la vitesse augmente.

FIGURE 4.18 – Influence de la vitesse sur l’observateur de flux ($\Gamma = 1$, $T_e = T_n/2$)

La Figure 4.19 montre l’influence du couple de charge sur la qualité de l’estimateur. On note une dégradation lorsque le couple augmente. En effet le courant augmente avec l’augmentation du couple. Sur la Figure 4.20, nous avons représenté les courants de phases pour un couple de 4 Nm . On remarque que le courant dépasse 20 A , la machine fonctionne donc en régime saturé. Pour un couple important, l’approximation de l’inductance par son modèle analytique n’est plus vérifiée.

FIGURE 4.19 – Influence du couple sur l’estimateur de flux ($\Gamma = 1$, $\omega = 100 \text{ tr/mn}$)

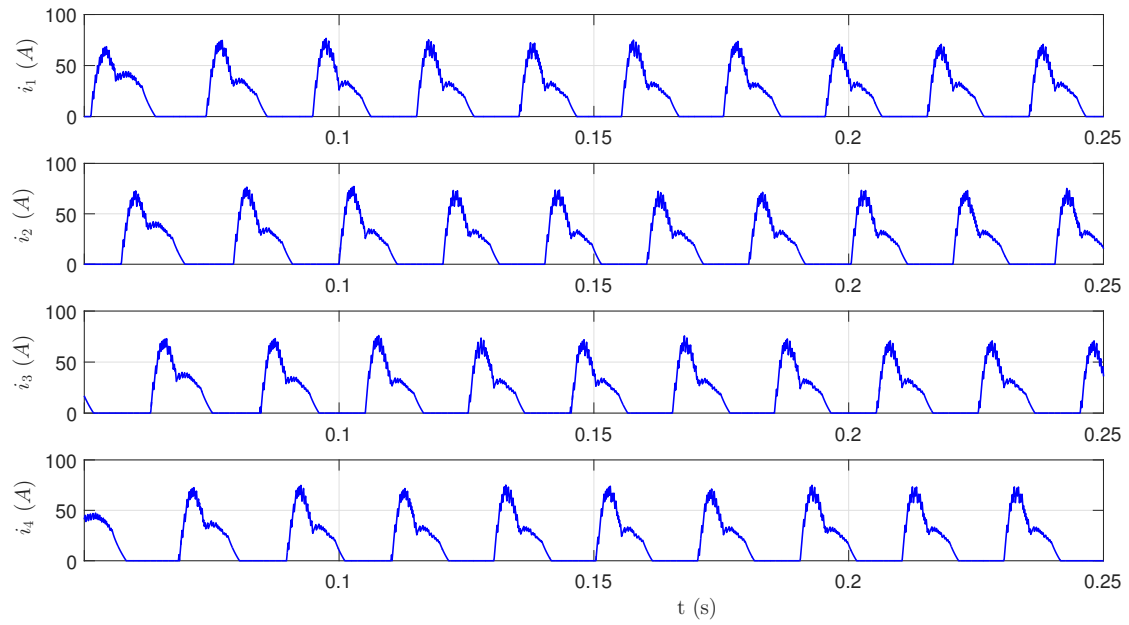


FIGURE 4.20 – Courants des quatre phases de la machine

4.4.6 Observateur de position

A partir de l'expression de l'inductance (Eq.4.13), on peut écrire le flux sous la forme :

$$\phi_j = \left[a + b \cos \left(N_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{4} \right) \right] i_j \quad (4.25)$$

Cette équation est équivalente à la relation matricielle :

$$\frac{1}{b}(\phi - ai) = X(i) \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) \\ \sin(N_r \theta) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

avec $X : \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^{4 \times 2}$ une fonction définie par $X(i) = \begin{bmatrix} i_1 & 0 \\ 0 & i_2 \\ -i_3 & 0 \\ 0 & -i_4 \end{bmatrix}$ (4.27)

On peut donc trouver une estimation de la position θ à partir de l'expression algébrique (Eq. 4.26). Sous l'hypothèse que le flux converge, il est possible d'obtenir la position à partir de l'estimation du flux, à condition que la matrice $X(i)$ vérifie l'hypothèse suivante :

Hypothèse 3. *Les courants dans les quatre phases sont mesurables . Les courants des phases 1 et 3 (idem pour les phases 2 et 4) ne s'annulent pas en même temps. Autrement dit :*

$$\nexists t_0 \in \mathbb{R}_+ \text{ tel que } i_1(t_0) = i_3(t_0) = 0 \text{ ou bien } i_2(t_0) = i_4(t_0) = 0 \quad (4.28)$$

Proposition 2. *Considérons que l'hypothèse 3 est vérifiée, ce qui assure que X est de rang plein. Nous définissons la matrice G :*

$$G : \mathbb{R}^4 \times \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^2 \text{ telle que } G(i, \phi) = [X^\top(i)X(i)]^{-1}X^\top(i)(\phi - ai) = \begin{bmatrix} G_1(i, \phi) \\ G_2(i, \phi) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\text{et le réel } \theta : (\text{position du rotor}) \text{ tel que } \theta = \frac{1}{N_r} \arctan \left[\frac{G_2(i, \phi)}{G_1(i, \phi)} \right] \quad (4.30)$$

On démontre dans l'annexe D que, la convergence du flux ϕ implique celle de la position θ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\phi}(t)| = 0, \text{ (exp.)} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\theta}(t)| = 0, \text{ (exp.)} \quad (4.31)$$

Avec $\tilde{\theta}(t) = \hat{\theta} - \theta$, erreur de position, et $\hat{\theta}$ la position estimée

$$\hat{\theta} = \frac{1}{N_r} \arctan \left[\frac{G_2(i, \hat{\phi})}{G_1(i, \hat{\phi})} \right] \quad (4.32)$$

4.4.7 Simulation de l'observateur de position

En développant l'expression (Eq. 4.29), on peut écrire la position estimée à partir de la mesure des courants et du flux estimé dans (Eq. 4.22)

$$G(i, \hat{\phi}) = [X^\top(i)X(i)]^{-1}X^\top(i)(\hat{\phi} - ai) = \begin{bmatrix} G_1(i, \hat{\phi}) \\ G_2(i, \hat{\phi}) \end{bmatrix}$$

$$G_1(i, \hat{\phi}) = \frac{i_1\hat{\phi}_1 - ai_1^2 - i_3\hat{\phi}_3 - ai_3^2}{i_1^2 + i_3^2}$$

$$G_2(i, \hat{\phi}) = \frac{i_2\hat{\phi}_2 - ai_2^2 - i_4\hat{\phi}_4 - ai_4^2}{i_2^2 + i_4^2}$$

$$\hat{\theta} = \frac{1}{N_r} \arctan \left[\frac{G_2(i, \hat{\phi})}{G_1(i, \hat{\phi})} \right]$$

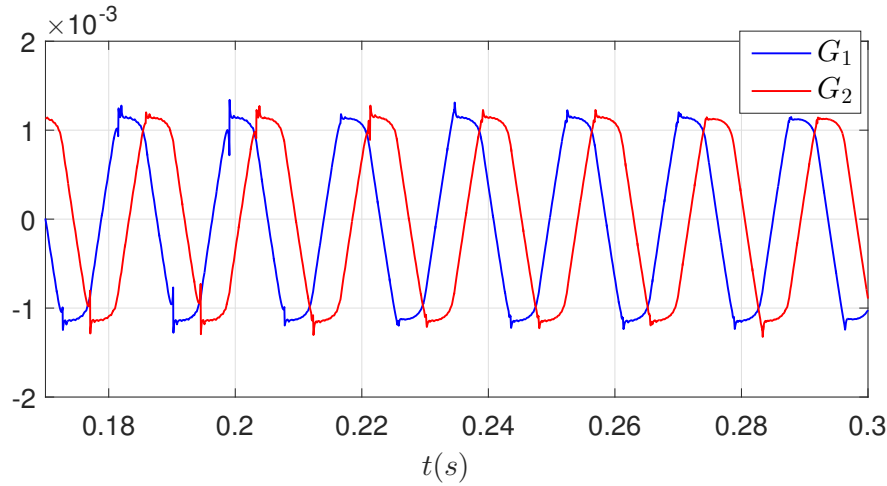
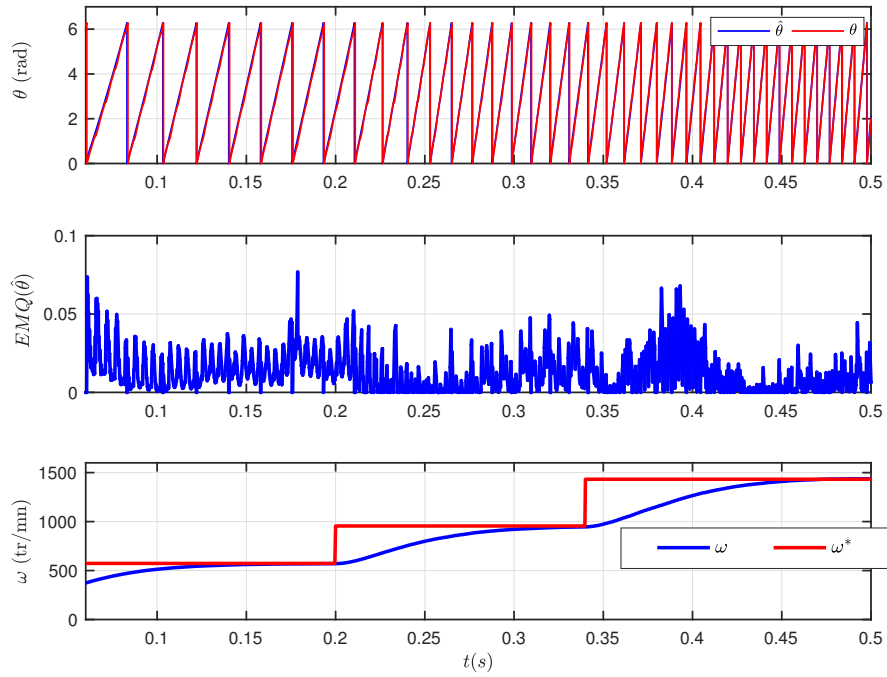
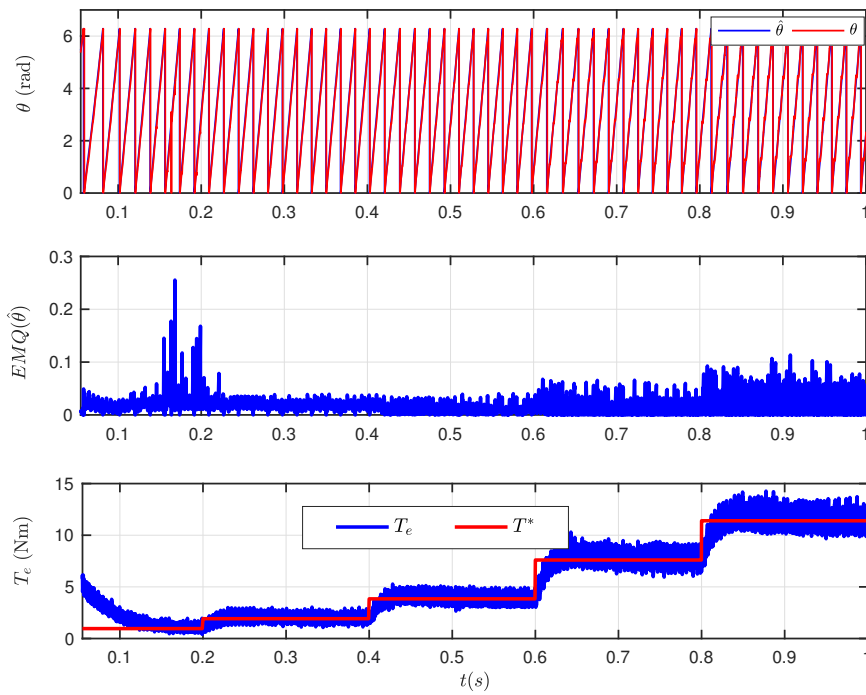


FIGURE 4.21 – (G_1, G_2)

La Figure 4.21 montre l'évolution des fonction G_1 et G_2 au cours du temps. Pour évaluer la robustesse de cette méthode d'estimation (**M3**) de la position, on a effectué les simulations avec les profils de vitesse et de couple de charge représentés sur les Figures 4.22 et 4.23. Pour tous les essais on regarde l'erreur entre la position estimée et la position réelle délivrée par le capteur.

La Figure 4.22 montre les performances de l'observateur de position vis à vis d'une variation de la vitesse. Les simulations montrent que la position estimée $\hat{\theta}$ est très proche de la position mesurée θ par le capteur. L'erreur d'observation converge rapidement vers une valeur proche de 0. On mesure une erreur moyenne d'environ 0.1 rad . La Figure 4.23 confirme que la précision de l'estimation se dégrade pour des charges élevées à cause de la saturation des circuits magnétiques.

FIGURE 4.22 – Influence de la vitesse sur l'estimateur de position ($T_e = T_n$)FIGURE 4.23 – Influence du couple sur l'estimateur de position ($\omega = 600 \text{ tr/mn}$)

4.4.8 Observateur de vitesse

Dans cette section nous présentons un observateur de vitesse pour la MRV. Le modèle mécanique dynamique de la machine peut s'écrire dans l'espace d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} (T_e - T_L) \quad (4.33)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Le couple de charge est toujours une entrée inconnue du système. L'objectif est d'abord de proposer une estimation du couple de charge T_L à partir de la connaissance de la position et du couple électromagnétique. En supposant le couple de charge constant et borné, il est possible de considérer le système d'état suivant, où le vecteur d'état regroupe les variables d'état (θ et ω) et l'entrée inconnue à reconstruire (T_L) :

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (4.35)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ T_L \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Il est ensuite possible de reconstruire la vitesse à partir d'un observateur de Luenberger. Il sera démontré que la vitesse et le couple de charge peuvent être asymptotiquement estimés si la position est reconstruite par l'observateur de position proposé dans la section précédente.

Estimation du couple de charge

Nous présentons ici une méthode d'estimation du couple de charge à partir d'un filtre linéaire et invariant dans le temps (LTI) $H(s)$. La fonction de transfert du filtre est donnée par (Eq. 4.37), où T est la constante de temps du filtre et s l'opérateur de Laplace.

$$H(s) = \frac{1}{(sT + 1)^2} \quad (4.37)$$

Appliqué au couple électromagnétique, ce filtre a pour fonction d'atténuer les fréquences supérieures à la fréquence de coupure ($1/T$) dans le but de trouver une estimation du couple de charge.

En appliquant le filtre $H(s)$ à l'équation de la dynamique ($J\ddot{\theta} = T_e(i, \theta) - T_L$) on obtient :

$$\begin{aligned} H(s)J\ddot{\theta} &= H(s)T_e(i, \theta) - H(s)T_L \\ JH(s)s^2\theta &= H(s)T_e(i, \theta) - H(s)T_L \end{aligned}$$

or, $H(s)$ est un filtre de gain statique unitaire et le couple de charge T_L est supposé constant, donc $H(s)T_L = T_L + \epsilon_t$, où ϵ_t est un signal générique qui converge exponentiellement vers 0.

$$\begin{aligned} JH(s)s^2\theta &= H(s)T_e(i, \theta) - T_L - \epsilon_t \\ T_L + \epsilon_t &= H(s)T_e(i, \theta) - Js^2H(s)\theta \\ T_L + \epsilon_t &= \hat{T}_L \end{aligned}$$

Proposition 3. *Considérons le modèle mécanique de la MRV (Eq. 4.9). Une estimation du couple de charge peut être donnée par :*

$$\hat{T}_L = H(s)T_e(i, \hat{\theta}) - Js^2H(s)\hat{\theta}. \quad (4.38)$$

Par conséquent la convergence de la position implique celle du couple de charge :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\theta}(t)| = 0, \text{ (exp.)} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{T}_L(t)| = 0, \text{ (exp.)} \quad (4.39)$$

Avec $\tilde{T}_L(t) = \hat{T}_L - T_L$, erreur de couple, et $\hat{T}_L$ le couple estimé

Estimation de la vitesse

Considérons le modèle mécanique de la MRV (Eq. 4.33), il peut s'écrire comme :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.40)$$

$$y = Cx \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} \text{Avec} \quad x &= \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} & y &= \theta & u &= T_e - T_L \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} & C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La première équation (Eq. 4.40) représente la dynamique d'état. Elle est une combinaison linéaire des variables d'état et des entrées du système. La seconde (Eq. 4.41) est l'équation de sortie du système. Elle est une combinaison linéaire des variables d'état.

$$\text{L'observateur d'état choisi est de la forme :} \quad \dot{\hat{x}} = \hat{A}x + Ku + Ly \quad (4.42)$$

Les matrices $\hat{A}$, K et L doivent être choisies telles que l'erreur d'estimation $\tilde{x} = x - \hat{x}$ converge asymptotique vers 0. La dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (4.43)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \hat{A}\tilde{x} + (-\hat{A} + A - LC)x + (B - K)u \quad (4.44)$$

Pour une convergence asymptotique de l'erreur vers 0 indépendamment de l'état et des entrées du système, il faut imposer $K = B$ et $\hat{A} = A - LC$. Dans ce cas la dynamique de l'erreur devient :

$$\dot{\tilde{x}} = \hat{A}\tilde{x} = (A - LC)\tilde{x} \quad (4.45)$$

Les matrices A , B et C étant fixées par le processus, le choix de la matrice L est donc primordial pour assurer la stabilité de l'observateur. Il suffit de choisir la matrice L telle que les valeurs propres de la matrice $\hat{A} = A - LC$ soient à partie réelle négative.

$$K = B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \hat{A} = A - LC = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Proposition 4. Une estimation de la vitesse de la MRV peut être donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{\omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} (T_e - \hat{T}_L) + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \hat{\theta} \quad (4.47)$$

On construit un état fictif x_1 solution de l'équation

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{\omega} - l_1(\hat{x}_1 - \hat{\theta}) \\ \dot{\hat{\omega}} = -l_2(\hat{x}_1 - \hat{\theta}) + 1/J[T_e(i, \theta) - \hat{T}_L] \end{cases} \quad (4.48)$$

l_1 et l_2 sont les gains de l'observateur, $\hat{\theta}$ et $\hat{T}_L$ sont respectivement la position et le couple de charge estimé. La convergence de la position et du couple de charge implique celle de la vitesse de rotation :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\theta}(t)| = 0 \text{ (exp.)} \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{T}_L(t)| = 0 \text{ (exp.)} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{\omega}(t) - \omega(t)| = 0, \text{ (exp.)}. \quad (4.49)$$

4.4.9 Simulation de l'estimateur du couple et de l'observateur de vitesse

La Figure 4.24 illustrent le comportement de l'estimateur du couple de charge (Proposition 3) en fonction du choix de la constante de temps . On observe que le choix de la constante de réglage est essentiel pour obtenir une performance transitoire satisfaisante. Pour souligner ce fait nous prenons deux cas $T = 0.025$ et $T = 0.1$. Dans le premier cas l'erreur de couple converge rapidement vers 0. Dans le second temps, la dynamique de l'estimateur est trop lente pour assurer une convergence rapide de l'erreur d'estimation.

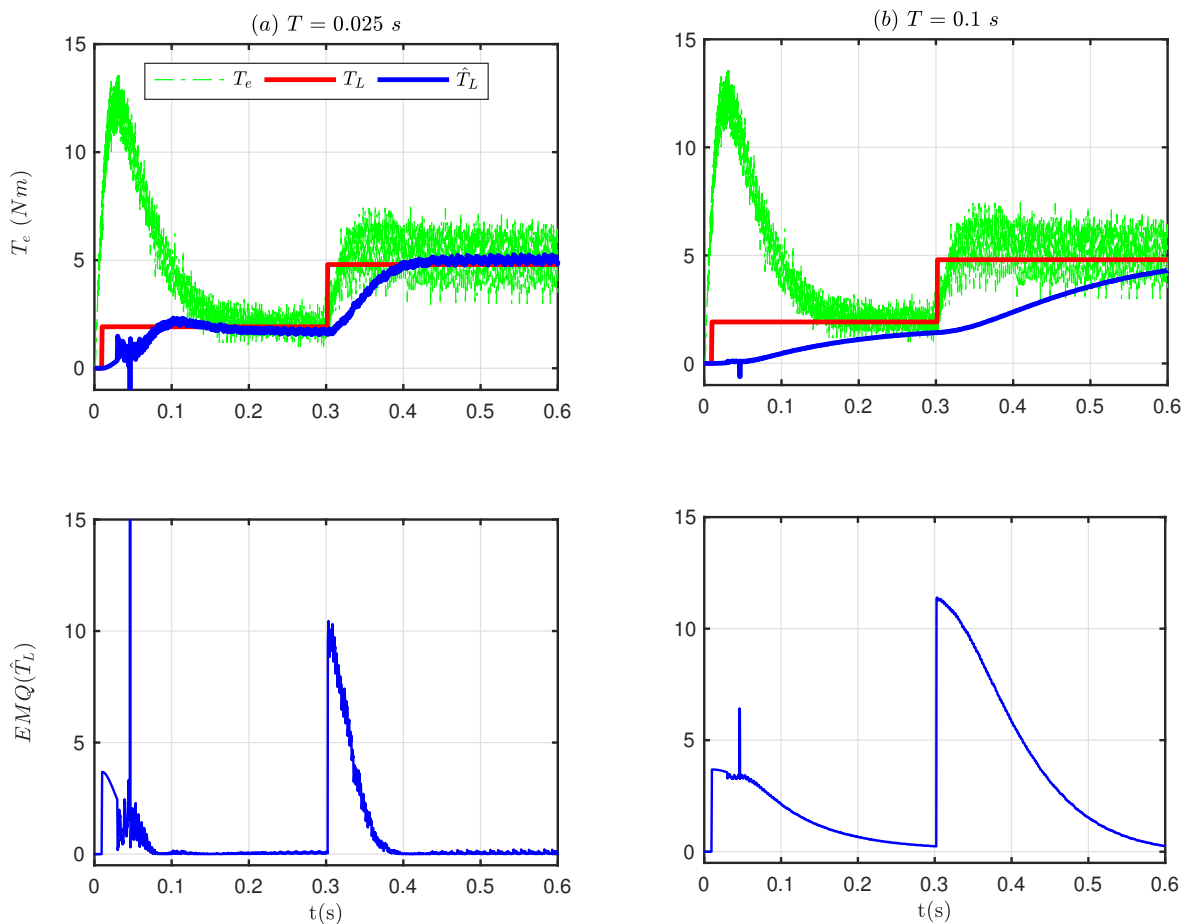


FIGURE 4.24 – Influence de la constante de temps sur l'estimation du couple

On utilise la méthode de placement des pôles pour déterminer la matrice de gain L de l'observateur de vitesse (proposition 4). Le polynôme caractéristique de la dynamique de l'erreur est :

$$P(\lambda) = \det(\lambda I_2 - (A - LC)) = \lambda^2 + l_1\lambda + l_2 \quad (4.50)$$

On désire imposer au système les poles $(-\lambda_1)$ et $(-\lambda_2)$. Le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit alors :

$$P_d(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \quad (4.51)$$

$$P_d(\lambda) = \lambda^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)\lambda + \lambda_1\lambda_2 \quad (4.52)$$

Par identification des équations (Eq. 4.50) et (Eq. 4.52), on trouve les valeurs l_1 et l_2 de la matrice de gain L en fonction des pôles désirés.

$$l_1 = -(\lambda_1 + \lambda_2) \quad \text{et} \quad l_2 = \lambda_1\lambda_2 \quad (4.53)$$

Pour la simulation de l'observateur de vitesse, on choisit d'abord $l_1 = 100$ et $l_2 = 2500$, ce qui correspond à un placement des pôles de la dynamique de l'erreur à $-\lambda_1 = -\lambda_2 = -50$, puis $l_1 = 10$ et $l_2 = 25$ donc $-\lambda_1 = -\lambda_2 = -5$. Comme prévu, la performance est considérablement dégradée pour le second choix de gains, qui correspond à une dynamique d'observateur plus lente.

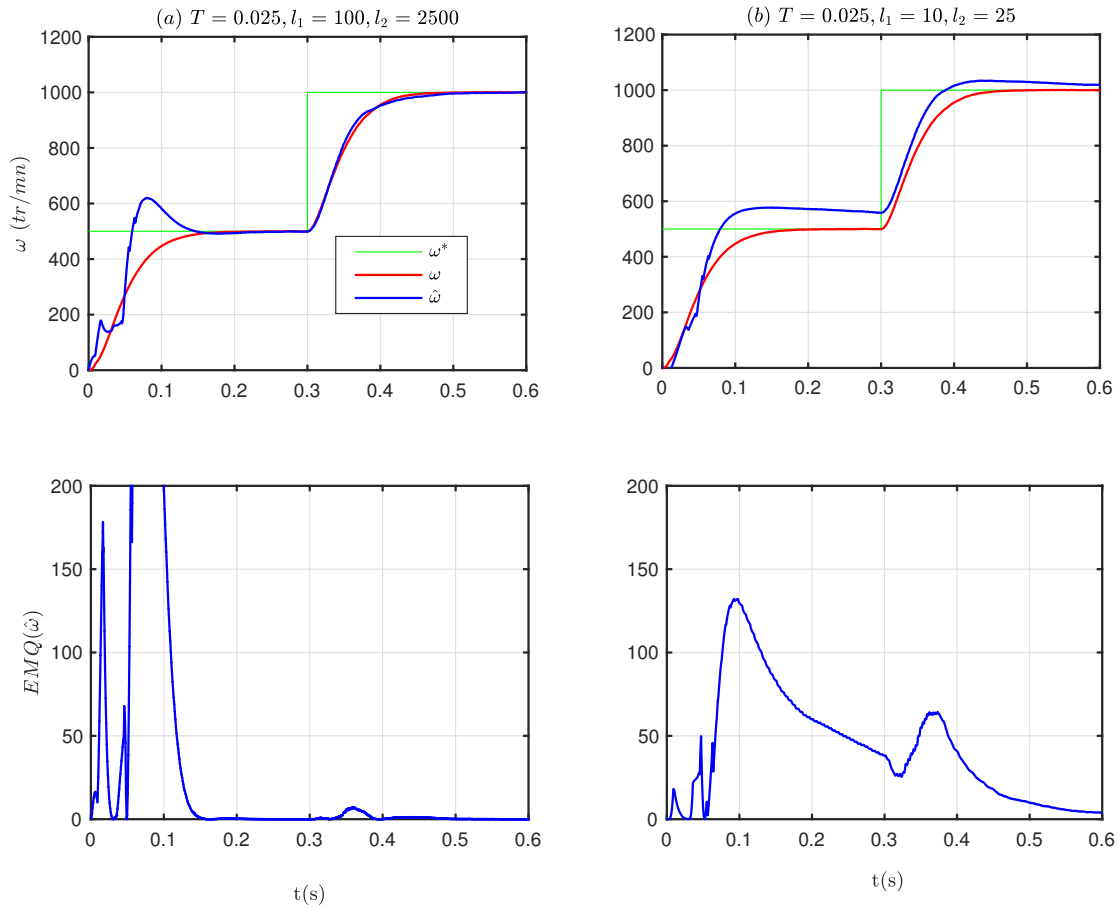


FIGURE 4.25 – Influence de la matrice de gain sur l'estimation de la vitesse

4.5 Commande Tolérante aux Défauts

Comme on a pu le voir dans les chapitres précédents, le fonctionnement de la machine à réluctance variable est très dépendant de la disponibilité du capteur de position. Lorsque l'information issue du capteur est perdue, le contrôle standard s'arrête ou est considérablement perturbé. Dans ces conditions, une Commande Tolérante aux Défauts (CTD) assure la continuité de service du système. Un module de détection et de diagnostic de défauts détecte la perte du capteur (en comparant la position délivrée par le capteur θ_c et les positions estimées $\hat{\theta}$) puis la CTD reconfigure le contrôle pour maintenir la meilleure performance avec les signaux disponibles restants [DDMM14]. Dans cette partie nous nous intéressons uniquement à la reconfiguration du système suite à une perte du capteur de position. La détection, le diagnostic et la localisation du défaut ne seront pas abordés ici. Sur les Figures 4.27, 4.28 et 4.29, on a simulé une perte du capteur de position à l'instant $t = 0.2 \text{ s}$. Le même point de fonctionnement est choisi pour les trois simulations. La machine entraîne une charge de 4 Nm . Une vitesse de 420 tr/mn est appliquée au démarrage, à $t = 0.3 \text{ s}$, la vitesse passe à 800 tr/mn .

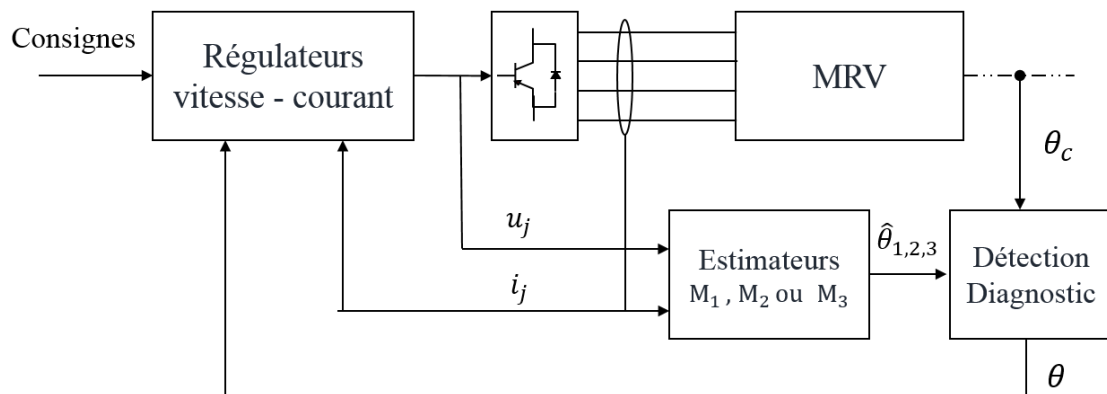


FIGURE 4.26 – Schéma de la commande tolérante sans capteur mécanique

A l'apparition du défaut de capteur de position ($t = 0.2 \text{ s}$), la position estimée est utilisée pour assurer la commande et l'autopilotage de la machine. On peut noter une dégradation des performances. En effet, il apparaît des ondulations de couple plus importantes que dans le cas où la position est mesurée par le capteur mécanique. Ces ondulations de couple sont plus importantes dans le cas où la position est reconstruite par l'observateur. Toutefois, les résultats obtenus ici sont très proches de ceux obtenus avec la présence du capteur. Les méthodes d'estimation fournissent une information fiable de la position qui permet d'assurer la continuité de service

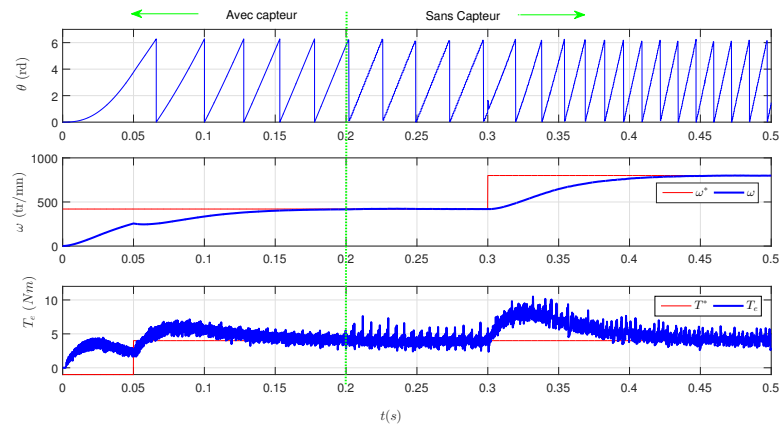


FIGURE 4.27 – Commande tolérante (position reconstruite par la technique d’injection)

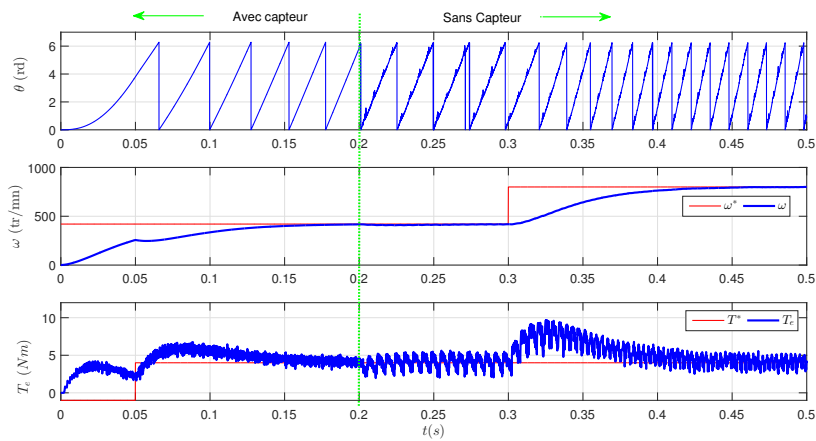


FIGURE 4.28 – Commande tolérante (position reconstruite par l’intégration du flux)

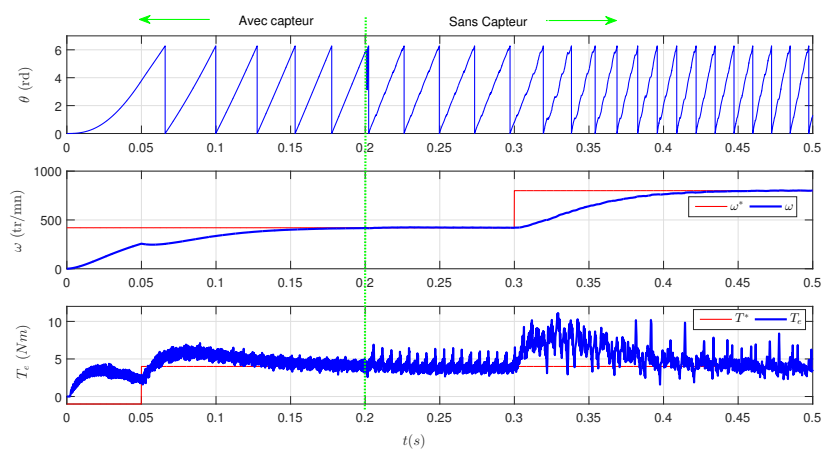


FIGURE 4.29 – Commande tolérante (position reconstruite par l’observateur adaptatif)

4.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre trois méthodes d'estimation de la position du rotor d'un actionneur à réductance variable. La première (**M1**) est une méthode intrusive (ou active) qui est basée sur l'excitation d'une phase inactive de la machine par des impulsions de tension, et l'analyse de la réponse du courant qui contient l'information sur la position du rotor. Cette méthode fonctionne très bien au démarrage de la machine et sur une large plage de vitesse. Elle a l'avantage d'être rapide car on n'évalue la position qu'aux instants où le courant atteint son maximum. Par contre elle nécessite une bonne synchronisation pour bien mesurer ces pics de courant. Cette méthode est moins performante en hautes vitesses du fait de la difficulté de trouver une phase inactive pour appliquer les impulsions, mais aussi à cause de la présence d'une force électromotrice non désirable plus importante qui remet en question le modèle de l'estimation et conduit à des erreurs d'estimation importantes.

La deuxième (**M2**) est une méthode non intrusive (ou passive), elle est basée sur l'estimation du flux et ne nécessite pas d'exciter les phases par un signal secondaire. Cette technique s'est avérée plus efficace pour des vitesses élevées. Par contre elle est sensible à la charge de la machine. Un couple très faible (faibles courants) conduit à une erreur importante dans l'estimation du flux. Un autre désavantage de la méthode est la nécessité d'avoir une mémoire suffisamment grande pour stocker toutes les valeurs de la position calculée à chaque pas d'échantillonnage. Il faut signaler aussi que la méthode basée sur le flux est sensible à la résistance des phases qui peut varier avec la température. Pour améliorer le modèle, il serait donc intéressant de trouver un module qui permet de corriger la valeur de la résistance en fonction de la température.

La troisième (**M3**) est aussi une méthode non intrusive (ou passive), elle est basée sur les observateurs adaptatifs. Les résultats de simulation montrent que malgré l'hypothèse forte d'un modèle linéaire de l'inductance utilisé dans la synthèse, les observateurs sont exponentiellement convergents, même lorsque la machine fonctionne en régime saturé.

Après avoir trouvé des méthodes d'estimation adaptées, le dernier volet consiste à les combiner de façon judicieuse en utilisant chacune dans sa zone de fonctionnement optimale pour une Commande Tolérante aux Défauts.

Conclusion générale

Les machines électriques représentent une part très importante dans la consommation énergétique industrielle. Il est donc indispensable d'améliorer leur efficacité et leur fiabilité en développant de nouvelles lois de commande performantes. Cela permettrait de réduire les coûts et les émissions de gaz à effet de serre. C'est dans cette optique que s'inscrivent nos travaux de thèse. L'objectif était d'apporter une contribution sur l'aspect commande de l'actionneur à réluctance variable afin d'améliorer sa sûreté de fonctionnement et son efficacité énergétique.

Dans le chapitre 2, nous avons commencé par décrire le principe de création de couple de cet actionneur à partir d'un bilan d'énergie (méthode des travaux virtuels). On démontre que l'expression du couple dépend des caractéristiques électromagnétiques de la machine qui sont définies par les réseaux de flux et de couple. Ces caractéristiques sont obtenues par un logiciel de calcul par éléments finis appelé Mrvsim. Pour garantir un fonctionnement efficace de la machine, l'optimisation du rendement est abordée. Les angles de commande (angle d'amorçage et angle de conduction) et le courant de référence des phases sont choisis comme paramètres d'optimisation. A partir de Mrvsim, une approche itérative est proposée pour trouver les paramètres optimaux qui garantissent un rendement global maximal en effectuant un calcul des pertes dans la machine et dans le convertisseur. Les résultats de simulation et les tests expérimentaux montrent qu'un rendement global maximal d'environ 70% est atteint en modes moteur et générateur. La structure de commande du moteur est également présentée dans ce chapitre. Elle comprend une boucle externe de régulation de la vitesse par un correcteur PI utilisé pour sa simplicité et sa robustesse. En ce qui concerne le couple, il est contrôlé indirectement à travers une boucle interne de régulation des courants de phases par des correcteurs à hystérésis.

Pour le fonctionnement générateur, deux configurations sont possibles - Soit la GRV est utilisée comme une source de tension continue si sa sortie est connectée à une charge continue ou à une batterie - Soit la GRV est utilisée comme une source de tension alternative si l'énergie électrique produite permet d'alimenter une charge AC ou si la génératrice est connectée à un réseau AC isolé.

Dans ce cas un onduleur est utilisé pour convertir la tension continue à la sortie de la génératrice en une tension alternative conforme à celle du réseau. La première configuration est présentée dans le chapitre 2, où la génératrice est connectée à une charge DC active. L'objectif de cette commande est de réguler la tension du bus continu. L'étude expérimentale est présentée. Elle comprend une MRV 8/6 1.2 kW entraînée par une machine à courant continu et une carte Dspace pour la régulation des courants. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que la stratégie de commande proposée permet de maintenir la tension du bus à sa valeur nominale malgré les fluctuations de la vitesse et de la charge.

La structure de la commande de la génératrice connectée au réseau AC par un onduleur est présentée dans le chapitre 3. L'onduleur doit respecter certaines normes en vigueur, notamment, le contrôle de la qualité du courant injecté dans le réseau, le respect de la tension et de la fréquence nominales du réseau, le maintien de la tension du bus continu malgré les fluctuations de la puissance instantanée et les variations de la puissance moyenne demandée qui transitent à travers le bus.

Nous avons traité d'abord le cas du réseau monophasé. La structure de la commande comprend une boucle de régulation de tension qui permet de maintenir la tension du bus à une valeur nominale de 460 V et une boucle interne de régulation du courant réseau. Trois types de correcteur sont testés pour réguler le courant sinusoïdal (PI, Résonant, P-Résonant). Dans les trois cas on obtient un courant quasi-sinusoïdal avec un THD inférieur à 1%. En revanche dans le cas du correcteur PI, il existe une erreur statique et un déphasage permanent entre le courant de consigne et le courant mesuré. Cette erreur devient très faible lorsqu'on introduit une résonance à la fréquence du réseau. Dans ce cas la tension et le courant sont parfaitement en phase, ce qui améliore la facteur de puissance.

Ensuite, nous avons présenté la connexion de la génératrice au réseau triphasé. Une modélisation analytique de l'ensemble du système dans le référentiel de Park nous a amenés à choisir la méthode de l'optimum symétrique pour la synthèse des correcteurs. Une commande VQ est adoptée : la tension du bus continu (puissance active) est contrôlée à travers le courant i_d et la puissance réactive injectée au réseau est contrôlée par le courant i_q .

Pour une meilleure sûreté de fonctionnement de l'actionneur, trois stratégies de commande sensorless ont été proposées dans le chapitre 4. L'objectif recherché est de réduire les coûts liés à l'utilisation des capteurs mécaniques et d'assurer la continuité de fonctionnement de l'actionneur en cas de perte d'un capteur. On remarque que la technique d'injection et la méthode basée sur la

mesure du flux fonctionnent de façon complémentaire. La première est efficace en basses vitesses et ne dépend pas de la charge, la deuxième est performante en hautes vitesses et pour des charges élevées. Enfin, une troisième stratégie basée sur les observateurs est proposée. Les simulations montrent que l'observateur proposé assure une convergence exponentielle du flux, de la position, du couple de charge et de la vitesse malgré le modèle linéaire de l'inductance utilisée pour la synthèse.

Plusieurs perspectives sont envisageables à l'issue de cette thèse. Pour la partie optimisation de la commande, nous avons identifié les angles de commande et le courant de consigne comme seuls paramètres influents sur le rendement. Pour une étude plus complète il serait intéressant de voir l'influence de la tension du bus, de la charge et l'effet des paramètres géométriques de la machine sur le rendement. Pour des applications telles que l'automobile où le confort des utilisateurs est une notion importante, la minimisation des ondulations du couple (en mode moteur) ou de la tension du bus (en mode générateur) pourrait être un deuxième critère d'optimisation.

Pour l'étude expérimentale une machine à courant continu (12000 tr/mn , 2 Nm) est utilisée pour entraîner la génératrice. Les caractéristiques de cette machine peuvent avoir une influence sur la puissance générée par la GRV. Il est envisagé d'utiliser une MCC avec un couple nominal plus élevé afin de mieux couvrir toute la plage de fonctionnement de la génératrice.

Pour la commande sensorless les perspectives portent d'abord sur l'étude de la sensibilité à la résistance des enroulements statoriques, qui est susceptible de varier avec la température. Une étude devrait aussi porter sur l'influence de l'injection sur le rendement et sur les performances de la machine. Le deuxième volet consiste à valider expérimentalement la méthode d'injection. En ce qui concerne la méthode basée sur les observateurs, l'utilisation d'un modèle analytique plus fin de l'inductance, en tenant compte de la saturation, permettrait d'améliorer la précision. Après avoir trouvé des méthodes d'estimation optimales, la dernière étape consiste à les combiner de façon judicieuse en utilisant chacune dans sa zone de fonctionnement optimale pour une Commande Tolérante aux Défauts.

Annexe A : Présentation du logiciel Mrvsim

Extrait du manuel d'utilisation de Mrvsim [BM04] : Mrrsim est un logiciel d'aide au dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique. Il est développé sous Matlab et fait appel à des exécutables, de façon transparente pour l'utilisateur.

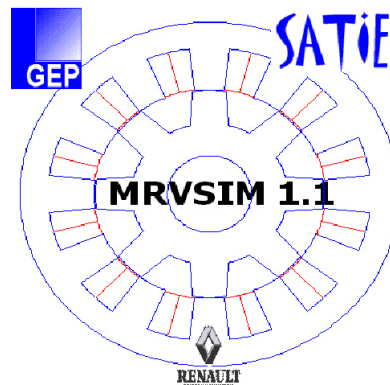


FIGURE 30 – Dessin 2D de la machine obtenu par Mrvsim

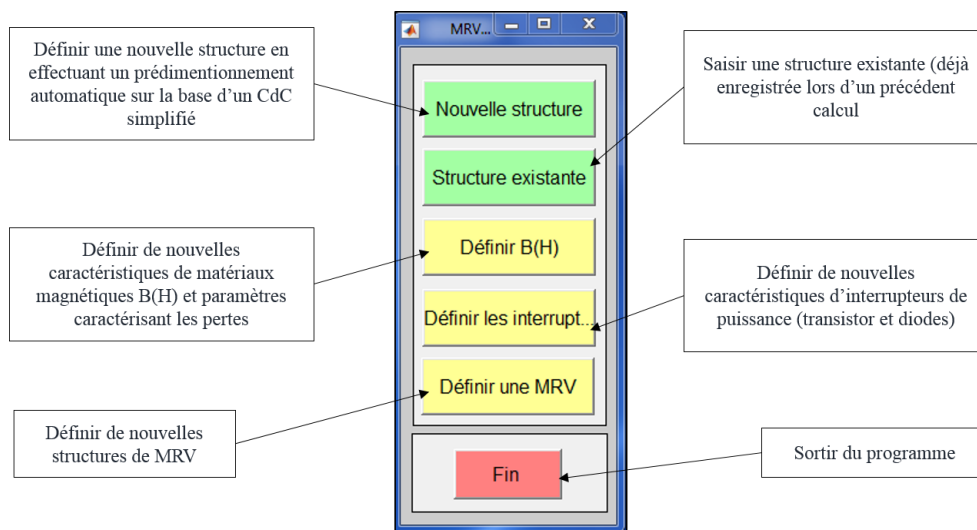


FIGURE 31 – Menu principal de Mrvsim

Principales fonctions de Mrvsim

1. Prédimensionner une machine à réluctance variable à double saillance avec un nombre de phase inférieur ou égal à 4.
2. Calculer les caractéristiques magnétiques, réseaux de flux et de couple avec un calcul analytique puis un calcul par éléments finis afin d'améliorer la précision.
3. Calculer la courbe enveloppe, i.e la puissance maximale délivrable par l'ensemble convertisseur-machine sur une plage de vitesse définie et compte tenu du courant maximal dans les interrupteurs et de la tension.
4. Calculer un point singulier, c'est à dire calculer un point de fonctionnement défini par sa vitesse et son couple et les paramètres de commande. Il permet d'afficher les formes d'onde du courant dans une phase, la valeur maximale de l'ondulation du courant, le cycle de conversion, les puissances, les pertes, le rendement, le couple total instantané...
5. Optimiser le nombre de spires sur la base des données relatives à la tension de batterie, le couple à la vitesse de base et le couple à la vitesse maximale.
6. Définir les bibliothèques de caractéristiques magnétiques (pour les matériaux de la machine) et des composants semi-conducteurs (IGBT, MOS et diodes pour le convertisseur statique)

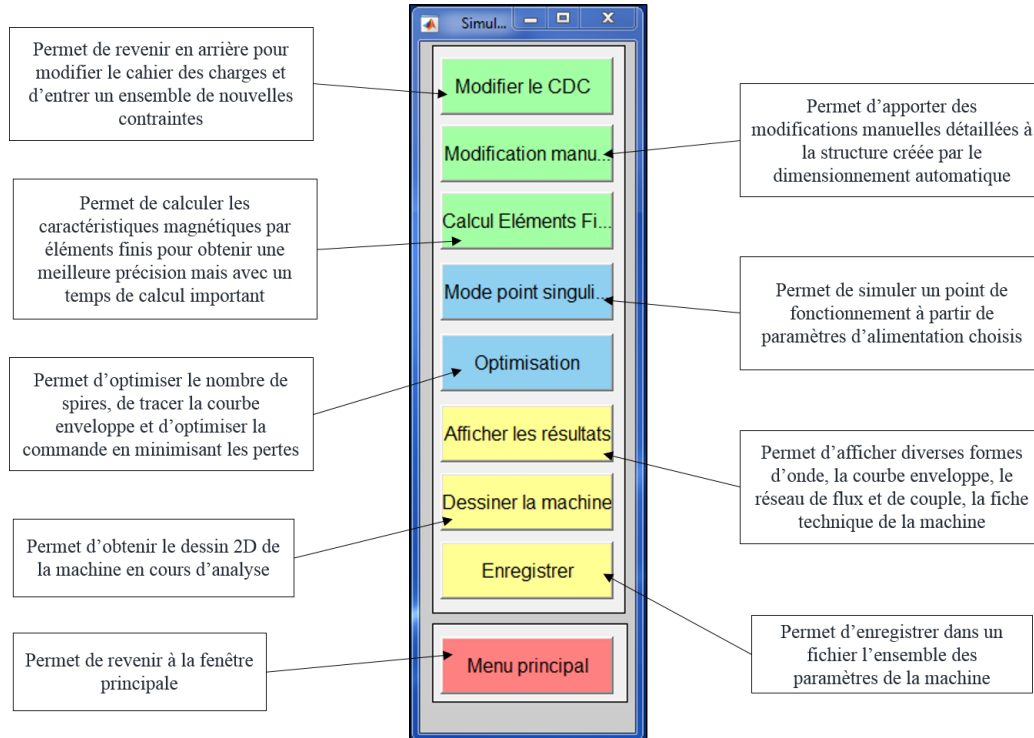


FIGURE 32 – Principales fonctions de Mrvsim

Fonction point singulier de Mrvsim

La fonction point singulier est utilisée pour l'optimisation paramètre de la commande. Après chargement du modèle de la machine précédemment créée, on fait appel à la fonction point singulier dont la fenêtre est représentée à la Figure 33. On définit les paramètres de la source d'alimentation, la vitesse de rotation, les paramètres de simulation, le type de MLI et les paramètres de la commande.

Pour la méthode d'optimisation itérative, à une vitesse donnée, on fait varier les paramètres de commandes sur leur plage de définition, la fonction point singulier permet de calculer les grandeurs caractéristiques (le couple, les ondulations de couple, les pertes, le rendement,...) relative à ce point de fonctionnement.

The screenshot shows a dialog box titled "Calcul en mode point singulier" with various input fields and annotations. The annotations are as follows:

- Paramètres de la source d'alimentation**: Points to "Tension d'alimentation (V):" (value: 24) and "Résistance interne de la batterie (Ohm):" (value: 0).
- Vitesse de rotation**: Points to "Vitesse (tr/mn):" (value: 1300).
- Paramètres de la MLI**: Points to "Type de la MLI (1: unipolaire, 2: bipolaire):" (value: 1) and "Nombre de points par période:" (value: 240).
- Paramètres relatif au calcul avec couplage de phases et en régime de conduction continu**: Points to "Nombre de périodes (>= 3 si les phases sont couplées):" (value: 2) and "Courant initial (A):" (value: 0).
- Courant de consigne**: Points to "Consigne de courant (< A):" (value: 100).
- Paramètres de la commande**: Points to "Angle d'amorçage (entre -180° et 180°):" (value: 180), "Angle de conduction (entre 0° et 180° : conduction non-continue):" (value: 140), and "Durée de roue libre avant démagnétisation (en degré électrique):" (value: 0).
- Discretisation d'une période électrique**: Points to "Nombre de points par période:" (value: 240).

The dialog box also includes fields for "Fréquence de découpage (Hz):" (value: 10000) and "Choix de la méthode de résolution (0: phases non-couplées, 1: phases couplées):" (value: 0). At the bottom are "OK" and "Cancel" buttons.

FIGURE 33 – Menu point singulier

Annexe B : Caractéristiques de la MRV

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Grandeurs électriques et mécaniques			
Tension d'alimentation	U	24	V
Courant maximal	I_{max}	100	A
Vitesse de base	ω_b	1300	tr/mn
Vitesse nominale	ω_n	3000	tr/mn
Couple nominale	T_n	3.82	$N.m$
Couple maximal	T_{max}	25	$N.m$
Puissance nominale	P_n	1.2	kW
Grandeurs géométriques			
Nombre de dents statoriques	N_s	8	--
Nombre de dents rotoriques	N_r	6	--
Moment d'inertie	J	$8.22 \cdot 10^{-4}$	$kg.m^2$
Coefficient de frottement	F	$9.80 \cdot 10^{-1}$	$Nm/rad/s$
Epaaisseur entrefer	e	0.4	mm
Diamètre alésage du stator	d_{as}	68	mm
Diamètre d'arbre	d_a	23	mm
Epaisseur de la culasse statorique	e_{cs}	18.10	mm
Epaisseur de la culasse rotorique	e_{cr}	9.45	mm
Arc polaire statorique	β_s	19.8	(°)
Arc polaire rotorique	β_r	20.5	(°)
Inclinaison des dents statoriques	α_s	0.00	(°)
Inclinaison des dents rotoriques	α_r	-6.25	(°)
Volume du fer au stator	v_{fs}	$1.12 \cdot 10^{-3}$	m^3
Volume du fer au rotor	v_{fr}	$2.50 \cdot 10^{-4}$	m^3
Masse du fer	m_f	10.45	kg
Masse du cuivre	m_{cu}	1.51	kg
Caractéristiques de bobinage			
Nombre de phase	q	4	--
Nombre de spires par pole	N	18	--
Résistivité du cuivre	ρ_{cu}	$1.82 \cdot 10^8$	$\Omega.m$
Coefficient de remplissage	k	0.35	--
Resistance de phase	r	0.0638	Ω
Masse volumique du cuivre	$\rho(cu)$	8300	kg/m^3

Annexe C : Preuve du Lemme 2

Considérons l'expression analytique simplifiée de l'inductance

$$\begin{cases} L_j(\theta) = a + b \cos \left[N_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{4} \right], \\ \phi_j(i_j, \theta) = L_j(\theta) i_j \end{cases} \quad (54)$$

$$\text{Il existe une matrice } \Phi : \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^{4 \times 2} \text{ définie par : } \Phi(i) = \begin{bmatrix} i_3 & 0 \\ 0 & i_4 \\ i_1 & 0 \\ 0 & i_2 \end{bmatrix}. \quad (55)$$

$$\text{telle que : } \Phi^\top(i) \phi = a \Phi^\top(i) i. \quad (56)$$

Démonstration. : L'équation (Eq. 54) est équivalente à :

$$\phi_j = \left[a + b \cos \left(N_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{4} \right) \right] i_j \quad (57)$$

$$\begin{aligned} \phi_1 &= [a + b \cos(N_r \theta)] i_1 & \frac{1}{b}(\phi_1 - a i_1) &= \cos(N_r \theta) i_1 \\ \phi_2 &= [a + b \sin(N_r \theta)] i_2 & \frac{1}{b}(\phi_2 - a i_2) &= \sin(N_r \theta) i_2 \\ \phi_3 &= [a - b \cos(N_r \theta)] i_3 & \frac{1}{b}(\phi_3 - a i_3) &= -\cos(N_r \theta) i_3 \\ \phi_4 &= [a - b \sin(N_r \theta)] i_4 & \frac{1}{b}(\phi_4 - a i_4) &= -\sin(N_r \theta) i_4 \end{aligned} \quad (58)$$

Ce système d'équations est équivalent à la relation matricielle :

$$\frac{1}{b}(\phi - a i) = X(i) \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) \\ \sin(N_r \theta) \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$\text{Avec : } X : \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^{4 \times 2} \text{ définie par : } X(i) = \begin{bmatrix} i_1 & 0 \\ 0 & i_2 \\ -i_3 & 0 \\ 0 & -i_4 \end{bmatrix}. \quad (60)$$

Pour terminer la démonstration on cherche Φ solution du système linéaire : $\Phi^\top(i)X(i) = 0$

$$\Phi^\top(i)\frac{1}{b}(\phi - ai) = \Phi^\top(i)X(i) \begin{bmatrix} \cos(N_r\theta) \\ \sin(N_r\theta) \end{bmatrix}$$

$$\Phi^\top(i)(\phi - ai) = 0$$

$$\Phi^\top(i)\phi = a\Phi^\top(i)i$$

□

Annexe D : Preuve de la Proposition 2

Proposition 2 : Considérons que l'hypothèse 3 est vérifiée, ce qui assure que X est de rang plein. Nous définissons la matrice G :

$$G : \mathbb{R}^4 \times \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^2 \quad \text{telle que} \quad G(i, \phi) = [X^\top(i)X(i)]^{-1}X^\top(i)(\phi - ai) = \begin{bmatrix} G_1(i, \phi) \\ G_2(i, \phi) \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$\text{et le réel } \theta : (\text{position du rotor}) \text{ tel que} \quad \theta = \frac{1}{N_r} \arctan \left[\frac{G_2(i, \phi)}{G_1(i, \phi)} \right] \quad (62)$$

La convergence du flux ϕ implique celle de la position θ : Autrement dit :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\phi}(t)| = 0, \text{ (exp.)} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\theta}(t)| = 0, \text{ (exp.)} \quad (63)$$

Démonstration. L'hypothèse 3 assure l'existence de la matrice $[X^\top(i)X(i)]^{-1}X^\top(i)$

On peut trouver une estimation de la position à partir de la relation matricielle 4.26

$$\begin{aligned} \frac{1}{b}(\phi - ai) &= X(i) \begin{bmatrix} \cos(N_r\theta) \\ \sin(N_r\theta) \end{bmatrix} \\ [X^\top(i)X(i)]^{-1}X^\top(i)\frac{1}{b}(\phi - ai) &= [X^\top(i)X(i)]^{-1}[X^\top(i)X(i)] \begin{bmatrix} \cos(N_r\theta) \\ \sin(N_r\theta) \end{bmatrix} \\ \frac{1}{b}G(i, \phi) &= \begin{bmatrix} \cos(N_r\theta) \\ \sin(N_r\theta) \end{bmatrix} \\ G(i, \phi) &= \begin{bmatrix} b \cos(N_r\theta) \\ b \sin(N_r\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1(i, \phi) \\ G_2(i, \phi) \end{bmatrix} \\ N_r\theta &= \arctan \left[\frac{G_2(i, \phi)}{G_1(i, \phi)} \right] \end{aligned}$$

□

Bibliographie

- [AABS15] M. Asgar, E. Afjei, A. Behbahani, and A. Siadatan. A 12/8 double-stator switched reluctance motor for washing machine application. *Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference*, pages 168–172, Feb 2015.
- [AASH05] O. Aydin, A. Akdag, P. Stefanutti, and N. Hugo. Optimum controller design for a multilevel ac-dc converter system. *Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, 3 :1660–1666, March 2005.
- [Afr04] Shouaib Afri. *Observateurs adaptatifs pour l'identification en ligne et l'observation des systèmes linéaires*. PhD thesis, Université de Metz, 2004.
- [Asa06] P. Asadi. *Development and application of an advanced switched reluctance generator drive*. PhD thesis, Texas A&M University, 2006.
- [AXH13] A. Arias, X.Rain, and M. Hilairet. Enhancing the flux estimation based sensorless speed control for switched reluctance machines. *Electric Power Systems Research*, 104 :62 – 70, 2013.
- [BAG⁺15a] Bernardeli, D. A. Andrade, L. C. Gomes, G. P. Viajante, M. A. A. Freitas, and J. A. S. Voltage and current control of self-excited switched reluctance generator for variable speed drive. *Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics*, pages 1–7, Nov 2015.
- [BAG⁺15b] Bernardeli, D. A. Andrade, L. C. Gomes, G. P. Viajante, M. A. A. Freitas, and J. A. S. Voltage and current control of self-excited switched reluctance generator for variable speed drive. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference*, pages 1–7, Nov 2015.
- [BDEG17] B. Bartolo, M. Degano, J. Espina, and C. Gerada. Design and initial testing of a high-speed 45-kw switched reluctance drive for aerospace application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2) :988–997, Feb 2017.

- [BGM⁺14] M. Belhadi, G. Krebs, C. Marchand, H. Hannoun, and X. Mininger. Réduction des ondulations de couple et des efforts radiaux dans une machine à réluctance variable. *Symposium de génie électrique, EF-EPF-MGE*, Juillet 2014.
- [BM04] M. Besbes and B. Multon. Mrvsim logiciel de simulation et d'aide à la conception de machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique. *Deposit APP CNRS n IDDN FR 001 430010 000 S C 2004 000 30645*, 2004.
- [BMSU08] C. Bajracharya, M. Molinas, J.A. Suul, and T.M. Undeland. Understanding of tuning techniques of converter controllers for vsc-hvdc. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE)*, June 2008.
- [BNF⁺16] T. A. S. Barros, P. J.S. Neto, P. S.N. Filho, A. B. Moreira, and Ernesto Ruppert. Approach for performance optimization of switched reluctance generator in variable-speed wind generation system. *Renewable Energy*, 97 :114–28, March 2016.
- [BRN15] M. Mansouri Borujeni, A. Rashidi, and S. M. Saghaeian Nejad. Optimal four quadrant speed control of switched reluctance motor with torque ripple reduction based on emmpso. *Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference*, pages 310–315, Feb 2015.
- [BT16] R. R. Behera and A. N. Thakur. An overview of various grid synchronization techniques for single-phase grid integration of renewable distributed power generation systems. *International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, pages 2876–2880, March 2016.
- [CAM17] M. R. C. Reis and W. P. Calixto, W. R. H. Araújo, and C. A. Matias. Increasing efficiency of the switched reluctance generator using parametric regression and optimization methods. *International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, pages 1–6, May 2017.
- [CCF⁺15] C. E. Capovilla, I. R. S. Casella, A. J. Sguarezi Filho, T. A. dos Santos Barros, and E. Ruppert Filho. Performance of a direct power control system using coded wireless ofdm power reference transmissions for switched reluctance aerogenerators in a smart grid scenario. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(1) :52–61, 2015.
- [CD12] J. Cai and Z. Deng. Sensorless control of switched reluctance motor based on phase inductance vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(7) :3410–3423, July 2012.
- [Che00] B. Multon J. Y. Le Chenadec. *La machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique*. tel-00447847, 2000.

- [CLU92] D. E. Cameron, J. H. Lang, and S. D. Umans. The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6) :1250–1255, Nov 1992.
- [Cos96] Francois Costa. Harmoniques dans les onduleurs de tension, 20096. <https://perso.crans.org/gherault/Cours/Costa/Chapitre%202bis.pdf>.
- [CW97] Wei Min Chan and W. F. Weldon. Development of a simple nonlinear switched reluctance motor model using measured flux linkage data and curve fit. *Industry Applications Conference. Thirty-Second IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE*, 1 :318–325, 1997.
- [DDMM14] S. Diao, D. Diallo, Z. Makni, and C. Marchand. Diagnostic des capteurs pour la commande des entraînements électriques. *hal-01065242*, Sept 2014.
- [Did07] Violaine Didier. Les onduleurs pour systèmes photovoltaïques. fonctionnement, etat de l’art et étude des performances, Aout 2007. www.hespul.org.
- [DKA⁺15] A. Darkawi, T. Kovaltchouk, H B Ahmed, B. Multon, and S Hamonic. Modélisation, commande et mise en oeuvre de deux ponts triphasés back-to-back avec contrôle des flux de puissance et de la tension du bus dc : Application à l’émulation de la chaîne de conversion électrique des houlogénérateurs directs. *hal-01208538*, Oct 2015.
- [DYLL09] X. Deng, Q. Yuan, J. Lu, and X. Li. Study on the reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance motor. *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pages 1–4, March 2009.
- [EF02a] 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.
- [EF02b] 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*, pages 40–47, Feb 2002.
- [EPMOVS04] G. Espinosa-Perez, P. Maya-Ortiz, M. V. Villa, and H. Sira-Ramirez. Passivity-based control of switched reluctance motors with nonlinear magnetic circuits. *Control Systems Technology*, 12(3) :439–448, May 2004.
- [FJHJ95] C. A. Ferreira, S. R. Jones, W. S. Heglund, and W. D. Jones. Detailed design of a 30-kw switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(3) :553–561, May 1995.

- [FRG16] N. Fernandes, Bindu R., and S. George. Control of switched reluctance generator in wind energy system. *Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*, pages 1–7, Nov 2016.
- [FRU93] A. Ferrero, A. Raciti, and C. Urzi. An indirect test method for the characterization of variable reluctance motors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 42(6) :1020–1025, 1993.
- [GY14] H. Cheng et H. Yingjie G. Yu, L. Ma. Research on the control strategy of switched reluctance generator system. *International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, pages 1242–1247, 2014.
- [Han08] H. Hannoun. *Etude et mise en oeuvre de loi de commande de la machine à réluctance variablee*. PhD thesis, Université Paris 11, 2008.
- [HHM10] H. Hannoun, M. Hilaiet, and C. Marchand. Design of an srm speed control strategy for a wide range of operating speeds. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9) :2911–2921, Sept 2010.
- [HHM11] H. Hannoun, M. Hilaiet, and C. Marchand. High performance current control of a switched reluctance machine based on a gain-scheduling pi controller. *Control Engineering Practice*, 19 :1377–1386, 2011.
- [Hol06] J. Holtz. Sensorless control of induction machines with or without signal injection. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 53 :7–30, Feb 2006.
- [HRN02] I. Husain, A. Radun, and J. Nairus. Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance-generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17(1) :67–72, March 2002.
- [HSCJ14] Y. Hu, X. Song, W. Cao, and B. Ji. New sr drive with integrated charging capacity for plug-in hybrid electric vehicles (phevs). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10) :5722 – 5731, Feb 2014.
- [HWLL15] K. W. Hu, J. C. Wang, T. S. Lin, and C. M. Liaw. A switched reluctance generator with interleaved interface dc-dc converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(1) :273–284, March 2015.
- [IMPT87] M. Ilic, R. Marino, S. Peresada, and D. Taylor. Feedback linearizing control of switched reluctance motors. *IEEE Transactions of Automatic Control*, 32(5) :371–379, May 1987.
- [KKSC13] K. Kiyota, T. Kakishima, H. Sugimoto, and A. Chiba. Comparison of the test result and 3d-fem analysis at the knee point of a 60 kw srm for a hev. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(5) :2291–2294, 2013.

- [KQJ05] X. Kai, Z. Qionghua, and L. Jianwu. A new simple sensorless control method for switched reluctance motor drives. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 1 :594–598, Sept 2005.
- [Kri01] R. Krishnan. *Switched reluctance motor drives. Modeling, simulation, analysis, design and applications*. CRC Press LLC, 2001.
- [KWHL15] T. S. Lin K. W. Hu, J. C. Wang and C. M. Liaw. A switched-reluctance generator with interleaved interface dc/dc converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(1) :273–284, 2015.
- [Lec03] J. P. Lecointe. *Etude et réduction active du bruit d'origine magnétique des machines à réluctance variable à double saillance*. PhD thesis, Artois, 2003.
- [LF13] C. Lin and B. Fahimi. Prediction of acoustic noise in switched reluctance machines. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3060–3065, Nov 2013.
- [LLO⁺14] X. Liang, G. Li, J. Ojeda, M. Gabsi, and Z. Ren. Comparative study of classical and mutually coupled switched reluctance motors using multiphysics finite-element modeling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(9) :5066–5074, 2014.
- [LZD10] A. Lokriti, Y. Zidani, and S. Doubabi. Comparaison des performances des régulateurs pi et ip appliqués pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone. *Conférence internationale de modélisation et simulation - MOSIM*, Mai 2010.
- [MDM⁺15] S. Medjmadj, D. Diallo, M. Mostefai, C. Delpha, and A. Arias. Pmsm drive position estimation : Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 53 :349–358, March 2015.
- [Mil01] T J E Miller. *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newnes, 2001.
- [Min05] Xavier Mininger. *Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques*. PhD thesis, ENS Cachan, 2005.
- [MLF⁺14] Q. Ma, W. Liang, F. Ferreira, D. Bi, and B. Ge. Improved flux linkage method for position sensorless control of high-speed srm. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pages 783–788, Sept 2014.
- [MMM⁺14] S. Mendez, A. Martnez, W. Milln, C. E. Montao, and F. Prez-Cebolla. Design, characterization, and validation of a 1-kw ac self-excited sr generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(2) :846–855, 2014.
- [Mor05] L. Moreau. *Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse*. PhD thesis, Ecole polytechnique de l'université de Nantes, 2005.

- [MSKT00] E. Mese, Y. Sozer, J. M. Kokernak, and D. A. Torrey. Optimal excitation of a high speed switched reluctance generator. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1 :362–368, Feb 2000.
- [MTV17] D. S. Mihic, M. V. Terzic, and S. N. Vukosavic. A new nonlinear analytical model of the srm with included multiphase coupling. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(4) :1322–1334, 2017.
- [Mul94a] B. Multon. *Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance*. ENS Cachan, 1994.
- [Mul94b] B. Multon. *Histoire des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable*. LÉSiR (URA CNRS D1375), Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1994.
- [NA89] Narendra and A. Annaswamy. Stable adaptative systems. *Information and systems sciences series*. Prentice Hall, 1989.
- [Nar10] S. Narla. *Modeling and control of switched reluctance machine for four-quadrant operation*. PhD thesis, University of Akron, 2010.
- [NHS⁺02] K. Nakata, K. Hiramoto, M. Sanada, S. Morimoto, and Y. Takeda. Noise reduction for switched reluctance motor with a hole. *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka*, 3 :971–976, April 2002.
- [NKDM13] V. Nasirian, S. Kaboli, A. Davoudi, and S. Moayedi. High-fidelity magnetic characterization and analytical model development for switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(4) :1505–1515, 2013.
- [Pol14] E. C. Polanco. *Velocity sensorless control of switched reluctance motor*. PhD thesis, Université Paris 11, 2014.
- [PRPB05] B. Parreira, S. Rafael, A. J. Pires, and P. J. C. Branco. Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine : from fem analysis to the experimental tests. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(6) :1635–1643, 2005.
- [PW97] C. Pollock and Chi-Yao Wu. Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2) :477–484, March 1997.
- [PYDZ11] H. Peng, L. Yi, W. Deng, and J. Zhu. Increasing output power of switched reluctance generator with three-level power converter. *Power and Energy Engineering Conference*, pages 1–4, March 2011.
- [Qué12] Loic Quéval. *Modeling and simulation of grid-connected superconducting wind turbine generator*. PhD thesis, University of Tokyo, 2012.

- [Rad95] A. V. Radun. Design considerations for the switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5) :1079–1087, 1995.
- [Rai13] X. Rain. *Contribution à la commande et à la conception des machines à réluctance variable à double saillance*. PhD thesis, Université Paris 11, 2013.
- [RSI⁺14] C. P. Riley, N. P. Sawant, D. Ilea, A. Venskus, A. M. Bedford, A. M. Michaelides, X. Vinamata, P. J. Topping, J. M. Soler-Vizan, E. Odvarka, J. D. Wale, D. J. Hawke, and J. M. Reeve. Simulation based design of reluctance motors for traction applications in hybrid and electric vehicles. *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pages 1–6, April 2014.
- [RSJ09] M. Ruba, L. Szabo, and F. Jurca. Fault tolerant switched reluctance machine for wind turbine blade pitch control. *International Conference on Clean Electrical Power*, pages 721–726, June 2009.
- [SB89] S. Sastry and M. Bodson. *Adaptive Control : Stability, Convergence and Robustness*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA., 1989.
- [SBDB16] A. Sarr, I. Bahri, D. Diallo, and E. Berthelot. Sensorless control of switched reluctance machines. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 6693–6698, 2016.
- [SCLC12] N. Sun, D. Choi, J. Li, and Y. Cho. The angle control of switched reluctance generator for maximum output power. *International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications*, pages 1–4, June 2012.
- [SF13] R. Suryadevara and B. G. Fernandes. Control techniques for torque ripple minimization in switched reluctance motor : An overview. *International Conference on Industrial and Information Systems*, pages 24–29, Dec 2013.
- [SHS18] A. K. Singh, I. Hussain, and B. Singh. Double-stage three-phase grid-integrated solar pv system with fast zero attracting normalized least mean fourth based adaptive control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(5) :3921–3931, May 2018.
- [SM14] François-Michel Saragos and Alain Mailfret. *Principe des machines à réluctance variable*. Technique de l’Ingénieur, 2014.
- [SNH12] Y. Sozer S. Narla and I. Husain. Srg controls for optimal power generation and battery charging. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(5) :1452–1459, 2012.
- [Som18] Leroy Somer. Solutions à haute efficacité énergétique. solutions de moteurs et variateurs garantissant économies d’énergie et respect de l’environnement, Avri 2018. http://www.leroy-somer.com/documentation_pdf/5399_fr.pdf.

- [SSC⁺18a] Y. Saadi, R. Sehab, A. Chaibet, M. Boukhniher, and D. Diallo. Sensorless control of switched reluctance motor for ev application using a sliding mode observer with unknown inputs. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 516–521, Feb 2018.
- [SSC⁺18b] Y. Saadi, R. Sehab, A. Chaibet, M. Boukhniher, and D. Diallo. Sensorless control of switched reluctance motor with unknown load torque for ev application using extended kalman filter and second order sliding mode observer. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 522–528, Feb 2018.
- [TGN⁺06] A. Takahashi, H. Goto, K. Nakamura, T. Watanabe, and O. Ichinokura. Characteristics of 8/6 switched reluctance generator excited by suppression resistor converter. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(10) :3458–3460, Oct 2006.
- [Tor02] D. A. Torrey. Switched reluctance generators and their control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1) :3–14, Feb 2002.
- [VAC⁺14] G. P. Viajante, D. A. Andrade, E. N. Chaves, V. R. Bernadelli and C. A. Queiroz, M. A. A. Freitas, J. A. Santos, and L. C. Gomes. A grid connection scheme of a switched reluctance generator using p-resonant controller. *Electric Power Systems Research*, 141 :572–579, Dec 2014.
- [VBG⁺01] A. De Vries, Y. Bonnassieux, M. Gabsi, F. d’Oliveira, and C. Plasse. A switched reluctance machine for a car starter-alternator system. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 323–328, June 2001.
- [VDR97] P. Vedagarbha, D.M. Dawson, and W. Rhodes. An adaptive controller for a general class of switched reluctance motor models. *Automatica*, 33(9) :1647–1655, 1997.
- [Vis16] Codrut Visat. *Commande non linéaire et observateurs : application à la MRV en grande vitesse*. PhD thesis, Université de Lyon, 2016.
- [VTB⁺14] V. Valdivia, R. Todd, F. J. Bryan, A. Barrado, A. Lzaro, and A. J. Forsyth. Behavioral modeling of a switched reluctance generator for aircraft power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(6) :2690–2699, 2014.
- [VV00] V. Vujicic and S. N. Vukosavic. A simple nonlinear model of the switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 15(4) :395–400, 2000.
- [XLA15] Z. Xu, D. Lee, and J. Ahn. Design and performance of a new hybrid switched reluctance motor for hammer breaker application. *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, pages 701–706, June 2015.

- [YI10] A. Yazdani and R. Iravani. *Voltage sourced converters in power systems*. John Wiley & Sons, 2010.
- [YLD14a] H. Yahia, N. Liouane, and R. Dhifaoui. Differential evolution method-based output power optimisation of switched reluctance generator for wind turbine applications. *IET Renewable Power Generation*, 8(7) :795–806, September 2014.
- [YLD14b] H. Yahia, N. Liouane, and R. Dhifaoui. Differential evolution method-based output power optimisation of switched reluctance generator for wind turbine applications. *IET Renewable Power Generation*, 8 :795–806, 2014.
- [Zha18] Man Zhang. *Modélisation multiphysique du couplage électromagnétique/mécanique et développement de contrôles de vibration appliqués aux machines à réluctance variable*. PhD thesis, Université Paris Sud, 2018.
- [ZLZ⁺09] W. Zeng, C. Liu, Q. Zhou, J. Cai, and L. Zhang. A new flux/current method for srm rotor position estimation. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pages 1–6, Nov 2009.

Titre : Amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un actionneur électrique à réluctance variable

Mots clés : GRV, MRV, correcteur résonant, optimisation, commande sans capteur, observateurs adaptatifs

Résumé : Le travail proposé dans cette thèse porte sur l'amélioration de l'efficacité énergétique et de la sûreté de fonctionnement de la Machine à Réluctance Variable (MRV). D'abord, nous avons présenté la commande de la MRV en modes moteur et générateur débitant sur bus continu. Pour le mode moteur, on cherche à réguler la vitesse de rotation et le couple, alors qu'en mode générateur, l'objectif de la commande est de maintenir constante la tension du bus malgré les fluctuations de la vitesse et de la charge. Une démarche itérative est proposée pour la maximisation du rendement global. Trois paramètres de réglage ont été choisis : L'angle d'amorçage (ψ), l'angle de conduction (θ_p) et le courant de référence des phases (I_{ref}). L'efficacité de l'algorithme est évaluée à travers des simulations et des tests expérimentaux. Un rendement global maximal de 70% est atteint pour des vitesses et couples élevés. Ensuite, on s'est intéressé à la connexion de la Génératrice à Réluctance Variable (GRV) au réseau alternatif monophasé ou triphasé dans le cadre d'une application éolienne. La tension continue à la sortie de la GRV est convertie en une tension alternative par un convertisseur DC-AC. Le premier objectif est de maintenir la tension du bus continu à sa valeur nominale; le second est de contrôler la qualité du courant injecté dans le réseau. En monophasé, trois types de correcteur sont testés pour réguler le courant si-

nusoïdal (un correcteur PI, un correcteur Résonant et un correcteur Proportionnel-Résonant). En triphasé, une commande VQ dans le référentiel de Park est adoptée: La tension du bus continu est contrôlée à travers le courant i_d et la puissance réactive est contrôlée par le courant i_q . Les résultats de simulation montrent qu'on obtient des courants quasi-sinusoïdaux avec un taux de distorsion harmonique inférieur à 1% aussi bien en monophasé qu'en triphasé. Enfin, pour améliorer la sûreté de fonctionnement de l'actionneur et réduire les coûts liés à l'utilisation de capteurs mécaniques, trois stratégies de commande sans capteur de position sont présentées. La première est basée sur la technique d'injection. La deuxième repose sur l'estimation du flux. La troisième s'appuie sur les observateurs adaptatifs. On trouve que la technique d'injection et la méthode basée sur la mesure du flux fonctionnent de façon complémentaire. La première est efficace en basses vitesses et ne dépend pas de la charge, la deuxième est performante en hautes vitesses et pour des charges élevées. L'observateur adaptatif proposé assure une convergence exponentielle de la position malgré le modèle analytique simplifié de l'inductance utilisé pour la synthèse. Son principal avantage réside dans sa robustesse aux variations paramétriques et au couple de charge qui est estimé.

Title : Improvement of the functional safety of a Switch Reluctance Actuator

Keywords : SRG, SRM, resonant controller, optimisation, sensorless control, adaptive observer

Abstract : The work proposed here focuses on the improvement of the energy efficiency and the safety of the Switched Reluctance Machine (SRM). First, the control of the SRM in motor and generator modes is presented. In motor mode, the speed and the torque are regulated, while in generator mode, the objective is to keep constant the DC bus voltage. An iterative optimization algorithm is proposed for maximizing the global efficiency. The analysis of the electromechanical energy conversion has shown that there is an optimal combination of the control variables - turn on angle (ψ), conduction angle (θ_p) and reference current (I_{ref}) - to maximize the efficiency. The strategy is evaluated using intensive numerical simulations and experimental validation. Thanks to the optimization, the global efficiency reaches 70% almost from half the nominal speed to the maximum speed. Then, the Switched Reluctance Generator (SRG) is used as an AC generator for a Wind Energy Conversion (WEC) application. The produced DC power is converted into AC power by means of voltage inverter and delivered to the AC grid. The first issue of the WEC control is to maintain constant the output DC voltage despite the wind speed variations and the load uncertainty. The second issue is to control the quality of the current. In single-phase AC network, three controllers are tested to regulate the AC current

(PI controller, Resonant controller, Proportional-Resonant controller). In three-phase AC network, a VQ control in Park's frame is adopted: The DC bus voltage is controlled through the direct current and the reactive power injected into the grid is controlled through the quadrature current. Simulation results show that quasi-sinusoidal currents with a harmonic distortion rate less than 1% are obtained in both cases. Finally, we address the problem of sensorless control. In fact, the control of the SRM requires that the rotor position is known. A mechanical encoder is used generally to measure the position. The elimination of this position sensor would reduce the cost and packaging requirements of the drive. Three methods to estimate the rotor position are presented. The first one named inductance-method is an active as it is based on the pulse injection technique. The second one named flux-method is a passive one as it used the current measurement. The third one is based on the state observers for the flux, position, and velocity and load torque estimation. The simulations results have shown that the inductance-based method is efficient in low speed region and the flux-based one is more efficient in high-speed region. It is also shown that, observers are exponentially convergent even when a simple analytical modelling, that neglects saturation effect, is used to design the observer.

