

Université d'Abomey-Calavi (UAC)



École Doctorale des Sciences de l'Ingénieur (ED-SDI)

Diplôme d'Études Approfondies (DEA)

Spécialité : Génie Electrique (GE)

Rapport de stage

Thème :

Contrôle par la commande MPC linéaire du couple d'un moteur à réluctance variable pour une application de pompage électrique

Présenté par : Pierre Dourodjayé AGUEMON

Soutenu le : Mercredi 18 Janvier 2017

Sous la direction de :

Prof. Antoine VIANOU, Professeur Titulaire, CAMES

Encadré par :

Dr. Kokou Théophile HOUNGAN, Maître Assistant, CAMES

Dr. Richard Gilles AGBOKPANZO, Assistant

Laboratoire :

Laboratoire d'Électrotechnique de Télécommunications et d'Informatique Appliquée (LETIA)

Promotion 2014-2015

Résumé

Ce travail traite de la minimisation des ondulations du couple d'un moteur à réluctance variable (MRV) utilisé dans un système de pompage électrique. A cause de son caractère non linéaire, le MRV développe un couple qui présente des ondulations. La commande MPC, une des commandes robustes, est utilisée pour contrôler les ondulations du couple. La MPC effectue une prédiction selon le principe de l'horizon fuyant en générant la commande servant à minimiser les ondulations du couple. A chaque pas d'échantillonnage, une commande optimale permettant de minimiser le couple est élaborée dont seul le premier élément est appliqué au système selon le principe de l'horizon fuyant de contrôle. Cette commande permet de minimiser les courants réels du stator pour atteindre l'objectif. Les simulations ont montré qu'une ondulation de zéro pour cent peut être obtenue en agissant sur les paramètres de la MPC montrant ainsi la potentialité de cette commande.

Mots clés : MRV, MPC, Ondulations du couple, Horizon fuyant, Commande optimale, Pompage électrique

Abstract

This paper present the torque ripple minimization in switched reluctance motor (SRM) for electrical pumping. The strongly nonlinear character of the SRM makes it torque ripple. The model predictive control (MPC), one of the rugged control, is used to minimize the torque ripple. According to the receding horizon, the MPC predice the behaviour of the system by generating the control signal to minimize the torque ripple. At each sampling time, an optimal control for torque ripples minimization is elaborated and only the first element is applied to the system according to the receding horizon control. The control minimize the real stator currents to reach the objective. Simulations demonstrate that zero per cent ripples should be obtained by setting the parameters of the MPC indicating the high potential of MPC in the control of SRM.

Key words : SRM, MPC, Torque Ripples, Receding Horizon, Optimal control, electrical pumping

Dédicaces

Nous dédions ce travail à nos parents qui n'ont ménagé aucun effort pour la réussite de nos études.

Remerciements

Nous tenons à témoigner notre profonde gratitude :

- au Professeur Mohamed M. SOUMANOU, Directeur de l'Ecole Polytechnique Abomey-Calavi pour nous avoir permis de suivre cette formation de qualité ;
- au Professeur Antoine VIANOU, notre superviseur et Directeur de l'Ecole Doctorale Sciences Des Ingénieurs ;
- au Dr Kokou Théophile HOUNGAN, notre encadreur, enseignant à l'Ecole Polytechnique Abomey-Calavi, pour la qualité de ses conseils en vue de l'aboutissement de ces travaux de recherche et pour ses encouragements pendant le déroulement du travail ;
- au Dr Richard Gilles AGBOKPANZO, enseignant à l'ENSET/Lokossa, pour son apport ;
- au Professeur Marc Kokou ASSOGBA, Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique, de Télécommunication et d'Informatique Appliquée, pour avoir autorisé notre intégration dans son laboratoire ;
- à tous les enseignants de l'Ecole Doctorale Sciences Des Ingénieurs ;

- à tous les membres du Laboratoire d'Electrotechnique, de Télécommunication et d'Informatique Appliquée pour leur sympathie, encouragements et leur esprit d'ouverture.

Contenu

Dédicaces	i
Remerciements	ii
Contenu	vi
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	ix
Liste des sigles et abréviations	x
Introduction générale	1
1 Méthodes de contrôle des Moteurs à Réductance Variable	3
1.1 Généralités sur les Moteurs à Réductance Variable	3
1.1.1 Présentation du système étudié	3
1.1.2 Présentation des MRV	4
1.1.2.1 Description des MRV	4
1.1.3 Origine des ondulations du couple dans les MRV	5
1.2 Méthodes de minimisation de l'ondulation du couple dans les MRV	7
1.2.1 Méthodes utilisant un convertisseur supplémentaire	7

1.2.2	Méthode de la fonction de partage du couple	8
1.2.3	Méthode de la stratégie de commutation et des lois de commande	10
1.3	Contribution du travail	12
2	Modélisation et commande des MRV et du pont asymétrique	14
2.1	Modélisation des MRV	14
2.2	Modèle du convertisseur	16
2.2.1	Etape de magnétisation	18
2.2.2	Etape de roue libre	19
2.2.3	Etape de démagnétisation	19
2.3	Stratégie de contrôle	21
3	La Commande Prédictive de type MPC	23
3.1	Philosophie de la commande prédictive	23
3.1.1	Historique	23
3.1.2	Principes de la commande prédictive	24
3.1.3	Choix du modèle du processus	26
3.2	Mise en forme du modèle	27
3.2.1	Modèle incrémenté du système	27
3.2.2	Prédiction des variables d'état et de sortie	28
3.2.3	Critère de performance	30
3.2.4	Paramètres de réglage de la commande prédictive	32
3.3	Principe de l'horizon fuyant	33
3.4	Application de la commande prédictive au MRV	33
4	Analyse et résultats de simulation	36
4.1	Modèle du système dans l'environnement SIMULINK/MATLAB	36
4.1.1	Modèle du MRV dans l'environnement SIMULINK/MATLAB	36
4.1.2	Modèle du pont asymétrique dans l'environnement SIMULINK/MATLAB	38

4.1.3	Modèle de la commande MPC dans l'environnement SIMULINK/MATLAB	39
4.2	Analyse et résultats de simulation	40
4.2.1	Pour un fonctionnement à vitesse nominale	41
4.2.2	Pour un fonctionnement à $1060,7 \text{ tr/min}$	45
4.2.3	Analyse et comparaison	47
	Conclusion générale	51
	Références Bibliographiques	52
A	Linéarisation du modèle de MRV	57

Liste des figures

1.1	Schéma synoptique du système étudié	3
1.2	Structure des MRV à trois phases	5
1.3	Méthode de l'algorithme d'optimisation	7
1.4	Structure à convertisseur SEPIC	8
1.5	Méthode de la fonction de partage du couple	9
1.6	Méthode de la fonction de Lyapunov	9
1.7	Méthode du contrôle direct instantané du couple	10
1.8	Méthode de contrôle à partir de l'erreur de vitesse	11
1.9	Approche proposée	13
2.1	Schéma électrique par phase	14
2.2	Schéma bloc du MRV	17
2.3	Structure du pont asymétrique	17
2.4	Bornes de connexion des enroulements du stator	18
2.5	Connexion entre le pont asymétrique et le MRV	18
2.6	Etape de magnétisation	19
2.7	Etape de roue libre	19
2.8	Etape de démagnétisation	20
2.9	Forme de la tension de sortie du pont asymétrique	20
2.10	Stratégie de contrôle	21
3.1	Principe de fonctionnement de la commande prédictive	25
3.2	Boucle de réglage de la commande prédictive	26
3.3	Schéma en boucle fermée de la commande MPC	32
4.1	Implémentation du MRV dans SIMULINK	37
4.2	Sous système du MRV dans SIMULINK	37
4.3	Sous système de la partie mécanique	38

4.4	Implémentation du pont asymétrique dans SIMULINK	38
4.5	Sous système du pont asymétrique dans SIMULINK	39
4.6	Implémentation de la commande MPC dans SIMULINK	39
4.7	Sous système de la commande MPC dans SIMULINK	40
4.8	Implémentation de la régulation du couple dans SIMULINK	40
4.9	Couple régulé pour un fonctionnement nominal	42
4.10	Vitesse régulée pour un fonctionnement nominal	43
4.11	Couple régulé pour un fonctionnement nominal	44
4.12	Vitesse régulée pour un fonctionnement nominal	44
4.13	Couple régulé pour une vitesse de $1060,7 \text{ tr/min}$	45
4.14	Vitesse régulée pour une vitesse de $1060,7 \text{ tr/min}$	46
4.15	Couple régulé à $1060,7 \text{ tr/min}$ et $N_p = 12$ et $N_c = 4$	47
4.16	Résultat avant et après minimisation	48
4.17	Résultat avant et après minimisation	49
A.1	Flux pour deux positions du rotor	57

Liste des tableaux

4.1	Paramètres du MRV	36
4.2	Comparaison avec les travaux de Sweta Belliwali et al.	48
4.3	Comparaison avec les travaux de Singh et al.	49
A.1	Paramètres du point maximal	58

Liste des Symboles et abréviations

Abréviation

ACO	Ant Colony Optimization
DMC	Dynamic Matrix Control
EHAC	Extended Horizon Adaptive Control
EPSAC	Extended Prediction Self-Adapted Control
FPC	Fonction de Partage du Couple
GPC	Generalized Predictive Control
MRV	Motor à Réductance Variable
MPC	Model Predictive Control
MPHC	Model Predictive Heuristic Control
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter
PFC	Predictive Functional Control

Symboles

N_p	Horizon de prédiction
N_c	Horizon de commande
r_w	Poids de la commande

Introduction générale

Le pompage représente une solution idéale pour l’approvisionnement en eau. Un système de pompage est constitué d’un moteur électrique avec son alimentation et d’une pompe. Les premiers moteurs utilisés sont les moteurs à induction et les moteurs à courant continu conventionnels. Une étude de ces deux types de moteurs a été faite dans [1, 2, 3, 4]. Plus tard, les moteurs à courant continu à aimant permanent sans collecteur sont apparus afin d’éviter l’utilisation des moteurs à courant continu conventionnels. Ces moteurs sont utilisés dans [5, 6]. Les Moteurs à Réductance Variable (MRV), grâce aux avancés technologiques dans le domaine de l’électronique de puissance, ont fait leur apparition. A puissance égale, ils ont un prix de construction réduit (52% par rapport au prix du moteur asynchrone et seulement 30% par rapport au moteur synchrone à aimants permanents) et un poids réduit (85% du poids du moteur à aimants et 73% du poids du moteur asynchrone) [7]. Leur intégration dans le pompage serait une solution adéquate à cause de leur robustesse, fiabilité, coût compétitif, simplicité, un couple élevé par rapport à l’inertie, commande facile, bon rendement et une capacité de fonctionnement à grande vitesse [8, 9]. Une étude comparée des moteurs électriques dans le pompage a été faite dans [1, 6, 9]. Il en ressort que le moteur à réductance variable est convenable pour une application de pompage à moindre coût et avec un bon rendement. L’inconvénient majeur de ce type de moteur est que son couple ondule et est souvent accompagné des bruits de fond et de vibrations mécaniques.

Cette ondulation doit être maintenue dans les limites admissibles car elle n'est pas tolérable dans les applications d'entraînement direct [8]. Il s'avère nécessaire de minimiser cette ondulation du couple en utilisant une commande appropriée.

Ce travail s'articule autour de quatre chapitres. Le premier chapitre aborde la revue bibliographique sur les différentes méthodes de contrôle des Moteurs à Réductance Variable (MRV). Le deuxième chapitre traite de la modélisation des MRV. Le troisième chapitre présente la Commande Prédictive de type MPC ayant servi à contrôler le MRV. Le quatrième chapitre présente l'analyse et les résultats de simulation suivi de comparaison avec les travaux récents sur le même moteur. Ce document présente à la fin une conclusion suivi de quelques perspectives de recherche.

Méthodes de contrôle des Moteurs à Réductance Variable

1.1 Généralités sur les Moteurs à Réductance Variable

1.1.1 Présentation du système étudié

Le système étudié comprend un moteur à réductance variable alimentant une pompe centrifuge, un convertisseur et une alimentation continue. Il est présenté à la figure 1.1.

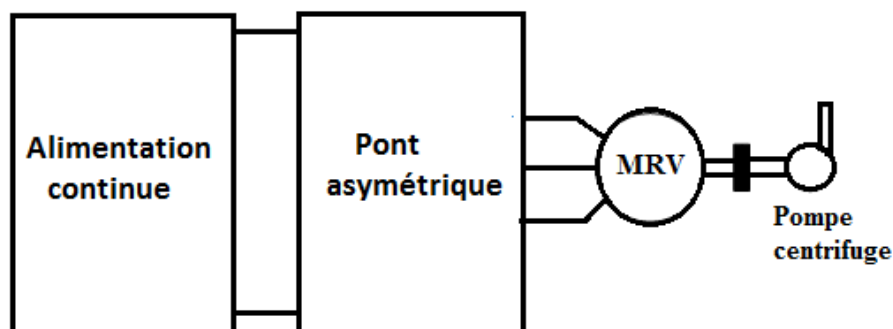


Figure 1.1 – Schéma synoptique du système étudié

Le moteur à réductance variable est un type de moteur pas à pas, un moteur électrique fonctionnant par couple de réductance. C'est un moteur apparu dans les années 1848 mais ne pouvant pas être démarré sur le réseau à cause de sa structure [10]. Le nom moteur à réductance variable lui est donné à cause de ce couple de réductance qui varie selon deux paramètres. Contrairement aux moteurs à courant continu, la puissance est fournie aux enroulements dans le stator plutôt que dans le rotor. Cela simplifie grandement la conception mécanique car la puissance n'a pas à être délivrée

à une partie mobile ; par contre cela complique la conception électrique car une sorte de système de commutation doit être utilisée pour délivrer de l'énergie aux différents enroulements. Avec les dispositifs électroniques modernes, la commutation temporisée précise n'est pas un problème [6]. Les gammes de puissance des MRV chez le fabricant ABB pour un modèle M3BP et une classe de IE2 vont de 0,25 kW à 1000 kW [10].

Une étude comparée des convertisseurs capables d'alimenter ce type de moteur est présentée dans [11, 12]. Il en ressort que le pont asymétrique est convenable pour le MRV. Le régulateur associé au pont asymétrique pour contrôler le MRV est un régulateur à hystérésis. Le choix de ce type de régulateur est lié à sa technique de commutation unipolaire [11]. Dans ce travail, le pont asymétrique est utilisé comme convertisseur du MRV. Ce pont asymétrique est contrôlé par le régulateur à hystérésis.

1.1.2 Présentation des MRV

1.1.2.1 Description des MRV

Le MRV a un rotor dont la structure est en acier laminé en forme de pôles saillants sans bobines ou aimants. Les enroulements du stator diamétralement opposés sont reliés entre eux en série ou en parallèle pour former une phase indépendante. Le rotor est aligné lorsque les pôles de stator sont excités. Les caractéristiques suivantes ont attiré les chercheurs à examiner la potentialité des MRV pour les applications de vitesse variable [13] :

- construction simple avec le rotor constitué uniquement des feuilles laminées ;
- les enroulements sont uniquement au niveau du stator ;
- absence des aimants permanents conduisant à un faible coût de fabrication ;
- capacité à fonctionner à grande vitesse et à grande température du fait que le rotor peut refroidir le stator ;
- grande fiabilité du fait que chaque phase est électriquement et magnétiquement indépendante ;

- faible inertie du fait que la machine n'a pas d'enroulement ni d'aimant permanent au rotor, elle peut donc fonctionner à une vitesse faible et à une variation rapide de la charge.

Les structures des MRV rencontrées théoriquement sont les structures à deux, trois, quatre, six et huit phases. Dans la pratique, les structures rencontrées sont trois, quatre et six phases [13]. Le principe fondamental du MRV comparé aux autres machines est la différence du nombre de pôles au stator et au rotor. Une structure de trois phases est présentée à la figure 1.2

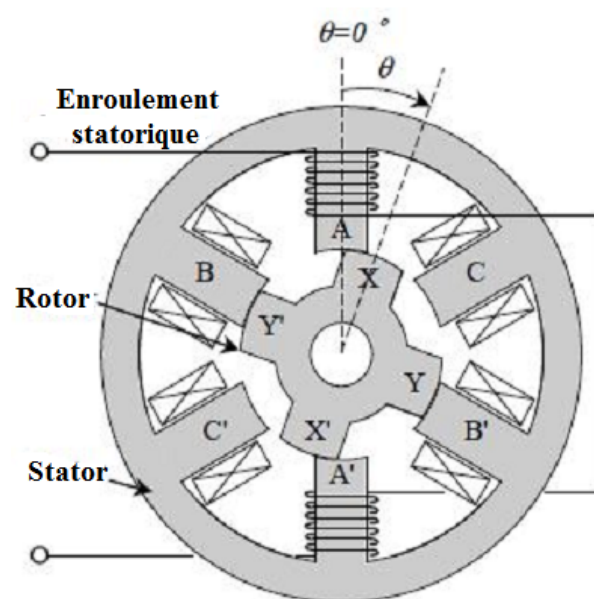


Figure 1.2 – Structure des MRV à trois phases

1.1.3 Origine des ondulations du couple dans les MRV

Le principe de fonctionnement du MRV est basé sur le fait qu'un morceau de matériau magnétique tend à s'aligner dans la position de réductance minimale lorsqu'il est placé dans un champ magnétique [14]. En effet, lorsque deux pôles opposés du stator sont excités, deux pôles du rotor s'alignent avec eux, mais un autre ensemble de pôles est hors alignement. L'alimentation d'une autre paire de pôles du stator amène encore une fois les pôles du rotor à l'alignement. Pour produire un mouvement continu du rotor, les phases doivent être excitées dans une séquence appropriée et à des

positions précises du rotor. Par le choix de la séquence d'alimentation des phases de l'enroulement statorique on peut modifier le sens de rotation du moteur. En considérant la figure 1.2, une rotation de 90° du rotor consiste à exciter par exemple dans un sens les enroulements AA' , BB' , CC' .

Le flux d'une phase varie d'une manière cyclique avec la position du rotor et le courant d'alimentation [15]. La cause de l'ondulation du couple dans le MRV est principalement liée à la commutation des courants de phase dans les enroulements et de la nature fortement non linéaire de la variation d'inductance de phase lorsque le rotor tourne. Lorsque les enroulements de phase successifs sont excités en séquence pour produire une rotation continue, le couple total est la somme du couple généré par phase. L'équation (1.1) suivante permet de calculer le couple en fonction du courant statorique i et de la position rotorique θ . On constate que si des améliorations dans le profil de couple sont à atteindre, le courant i et/ou l'inductance $L(i, \theta)$ sont à modifier.

$$C_e = \frac{1}{2} \frac{dL(i(t), \theta(t))}{d\theta(t)} \cdot i^2(t) \quad (1.1)$$

Par conséquent, le couple dépend de la caractéristique courant statorique - angle rotorique. L'ondulation du couple est définie comme la différence entre le maximum et le minimum du couple instantané exprimé en pourcentage du couple moyen au cours de fonctionnement en régime permanent. Le taux d'ondulation C_{ond} du couple est exprimé par l'équation (1.2).

$$C_{ond} = \frac{C_{inst}(max) - C_{inst}(min)}{C_{moy}} \quad (1.2)$$

Où C_{inst} est le couple instantané produit lors de la commutation de chaque phase et C_{moy} est la valeur de couple moyen.

1.2 Méthodes de minimisation de l'ondulation du couple dans les MRV

Il existe trois approches pour réduire les ondulations du couple. La première est d'utiliser un convertisseur supplémentaire en plus du pont asymétrique. La deuxième méthode consiste à l'utilisation de la fonction de partage du couple. La troisième méthode est basée sur la stratégie de commutation et des lois de commande.

1.2.1 Méthodes utilisant un convertisseur supplémentaire

L'utilisation d'un convertisseur supplémentaire en plus du pont asymétrique pour alimenter le MRV est une méthode permettant de réduire les ondulations du couple. Elle est basée sur la poursuite du point maximal de puissance en tenant compte du courant statorique.

Un nouvel algorithme d'optimisation pour contrôler le MRV a été utilisé dans [16]. Le système étudié est présenté à la figure 1.3.

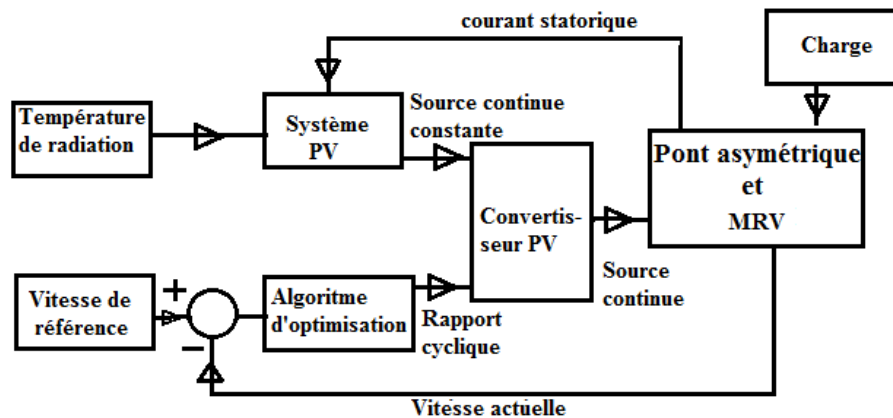


Figure 1.3 – Méthode de l'algorithme d'optimisation

Il est composé d'un système photovoltaïque comme source de tension alimentant le MRV. La boucle de commande de la vitesse est conçue en utilisant l'algorithme d'optimisation. Le signal d'erreur de la vitesse est obtenu en comparant la vitesse de référence et la vitesse réelle du moteur. L'algorithme d'optimisation génère en sa sortie le rapport cyclique du hacher (convertisseur photovoltaïque) pour alimenter le MRV. Le système

prend en compte la variation au niveau de la charge, du courant du moteur, de la température de radiation et de la vitesse de référence pour la minimisation de l'ondulation du couple.

Bhim Singh et al. ont démontré dans [17, 18] l'effet de la température et de la variation de l'insolation sur le comportement du système de pompage à moteur à réductance variable à quatre phases. A cet effet, un convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) a été utilisé comme intermédiaire entre le photovoltaïque et le pont asymétrique. Ce système est présenté à la figure 1.4.

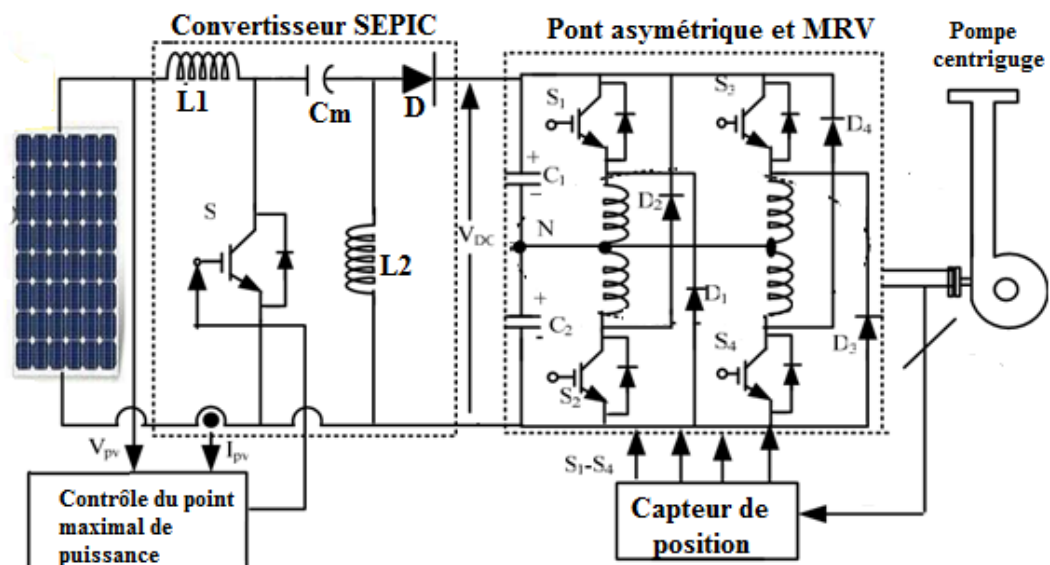


Figure 1.4 – Structure à convertisseur SEPIC

Il permet la poursuite de la tension maximale du photovoltaïque. Les travaux concernant les autres types de convertisseur comme le convertisseur à cellule de commutation canonique sont présentés dans [19, 20].

1.2.2 Méthode de la fonction de partage du couple

L'une des méthodes efficaces pour minimiser les ondulations du couple dynamique est de suivre le courant ou couple produit dans chaque phase individuelle par une fonction de partage de couple (FPC) [8, 21]. Cette méthode est présentée à la figure 1.5.

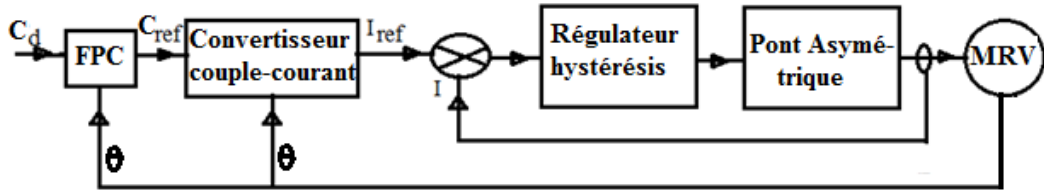


Figure 1.5 – Méthode de la fonction de partage du couple

Le contrôleur du couple permet de suivre la valeur attendue du couple à base de la fonction de partage du couple. Avec la FPC, le MRV fonctionne soit en mode de commande hystérésis ou en modulation de largeur d’impulsion. Afin de maintenir le couple instantané désiré, un régulateur de courant à haute bande passante est nécessaire [22]. La FPC ainsi définie peut être linéaire ou non.

Dans [8], une fonction d’exponentiel de la FPC désignant la position du rotor a été utilisée. La tension de la phase de référence est obtenue à partir d’une transformation à vitesse constante. Cette catégorie de fonction présente quelques limitations. Pour cela, une méthode utilisant la fonction de Lyapunov comme FPC est utilisée dans [23]. Elle permet d’éliminer la complexité et les erreurs liées à la conversion du couple de référence en courant de référence. Cette méthode est présentée à la figure 1.6.

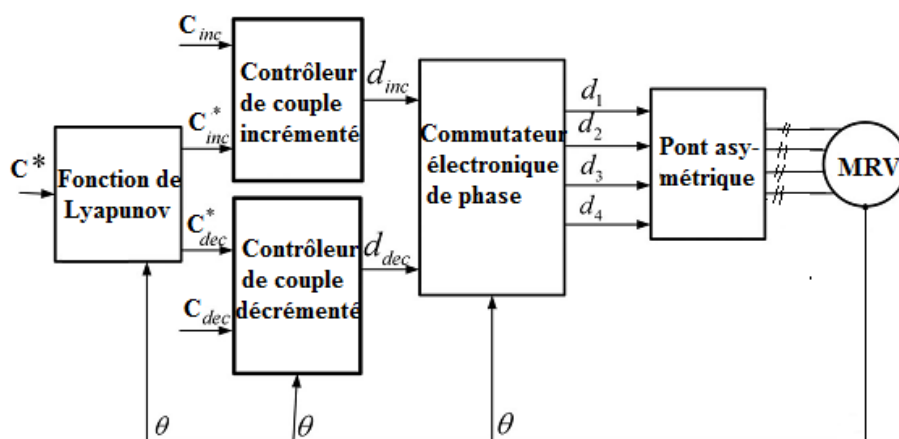


Figure 1.6 – Méthode de la fonction de Lyapunov

Le couple de référence C^* est introduit dans le block de la fonction de

partage du couple qui distribue la référence désirée du couple moteur parmi les deux phases actives (la phase croissante C_{inc}^* et la phase décroissante C_{dec}^*). Deux contrôleurs différents du couple sont utilisés pour suivre les références du couple en générant des rapports cycliques respectivement d_{inc} et d_{dec} . A partir des rapports cycliques d_{inc} et d_{dec} , les angles d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du convertisseur sont déterminés pour minimiser les ondulations du couple. On peut en déduire que la nature de la fonction de partage du couple et de son interdépendance sur la position du rotor agissent sur la minimisation des ondulations du couple.

1.2.3 Méthode de la stratégie de commutation et des lois de commande

Les angles d'ouverture et de fermeture dentaire du rotor jouent un grand rôle pour que le moteur à réductance variable développe soit un couple positif ou négatif, soit élevé ou faible. A cet effet, P. Srinivas et al. [24] ont utilisé un régulateur hystérésis du couple permettant de générer le courant statorique demandé par le moteur. Une telle méthode est aussi appelée contrôle direct instantané du couple. Elle est présentée à la figure 1.7.

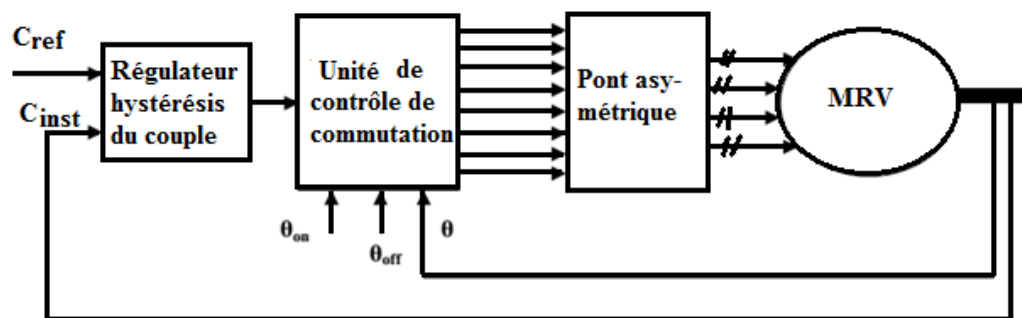


Figure 1.7 – Méthode du contrôle direct instantané du couple

Le couple de référence est comparé au couple réel généré et introduit dans le régulateur hystérésis du couple qui délivre en sortie un couple élevé ou faible. Si le couple généré par le moteur est inférieur au couple de référence, le couple en sortie augmente et dans le cas contraire, il diminue. Les positions dentaires θ_{on} et θ_{off} du rotor permettent ensuite

de déterminer les angles de commutation du convertisseur en se basant sur le couple de référence. Ces opérations ont eu lieu dans le block de l'unité de contrôle de commutation. Cette méthode ne nécessite pas une fonction de partage du couple comme cela a été fait dans [23, 25, 26].

Une méthode permettant de déterminer les angles de commutation du convertisseur à partir de l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle du moteur a été étudiée dans [27]. Elle est présentée à la figure 1.8.

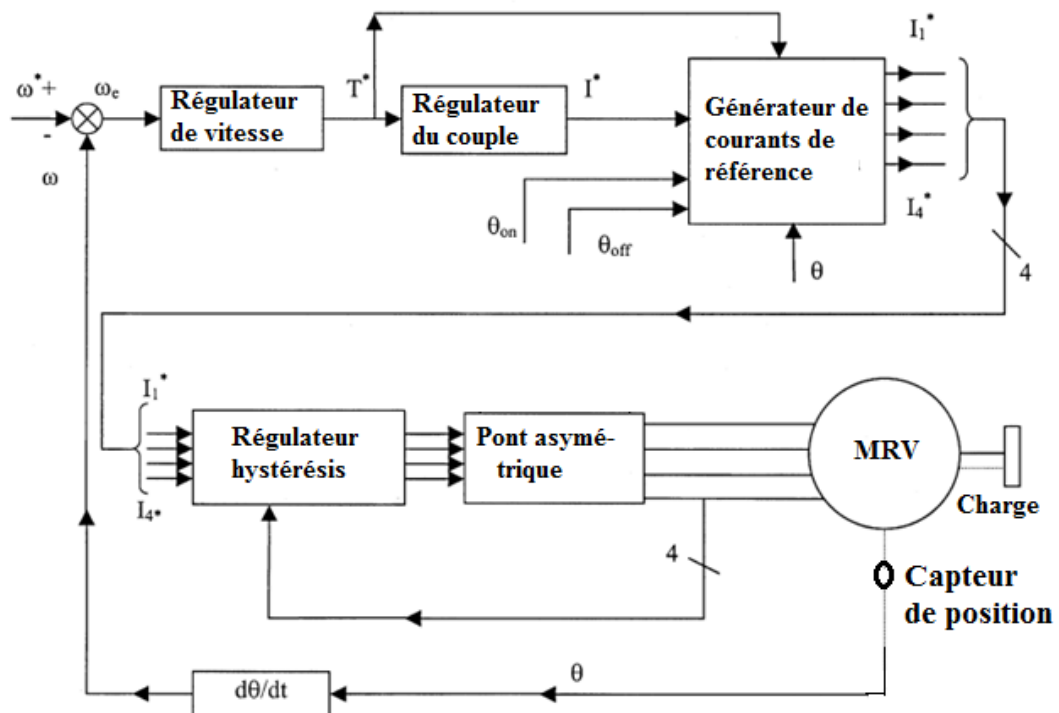


Figure 1.8 – Méthode de contrôle à partir de l'erreur de vitesse

Le principe consiste à comparer la vitesse réelle du moteur à celle de la référence pour générer les courants de référence. Ces courants sont introduits dans le régulateur hystérésis dont la sortie génère les angles d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du convertisseur.

Des lois de commande telles que le proportionnel intégrateur (PI), le proportionnel intégrateur dérivateur (PID), la logique floue et la commande prédictive ont été utilisées en tenant compte du caractère non linéaire de MRV pour minimiser les ondulations du couple. La commande (PID) a été utilisée dans [28, 29, 30] pour contrôler la position angulaire du rotor en

se basant sur la poursuite de la référence. Cette méthode calcule le flux actuel et le compare au flux de référence. Lorsque le flux actuel atteint le flux de référence, cela indique que la position inactive est atteinte. La phase actuelle devient inactive et la phase suivante devient active. Une application de la commande par logique floue pour le contrôle de l'ondulation du couple a été faite dans [31, 32]. L'ondulation du couple a été considérée comme une fonction objectif et le contrôleur logique floue est basée sur cette fonction. Une étude comparée de la commande PI, PID, logique floue a été faite dans [33, 34].

Les méthodes et commandes ci-dessus mentionnées comme contrôle des courants du stator basé sur le modèle numérique du flux de fuite, contrôle de la vitesse à la sortie, contrôle par les systèmes hybrides, PI, PID, logique floue ont contribué à réduire l'ondulation du couple des MRV.

1.3 Contribution du travail

Dans ce travail, une approche différente est poursuivie. La commande MPC est utilisée pour contrôler la minimisation de l'ondulation du couple. La commande MPC a été utilisée avec succès dans plusieurs applications de contrôles industriels. C'est une commande adaptée à plusieurs applications industrielles notamment en électronique de puissance telles que les convertisseurs DC-DC, DC-AC [35]. L'approche utilisée consiste, à partir du modèle du moteur à réductance variable, à déterminer les angles d'ouverture et de fermeture du pont asymétrique afin de minimiser les courants alimentant chaque phase du moteur en tenant compte des informations à l'entrée de la commande MPC. A chaque pas d'échantillonnage, une prédiction du couple du moteur sera faite suivant le principe de l'horizon de prédiction. Les courants au niveau du stator sont déterminés grâce à la fonction coût objectif. Une simulation complète du système sera effectuée avec le logiciel Matlab. La figure 1.9 suivante présente de façon détaillée l'approche proposée.

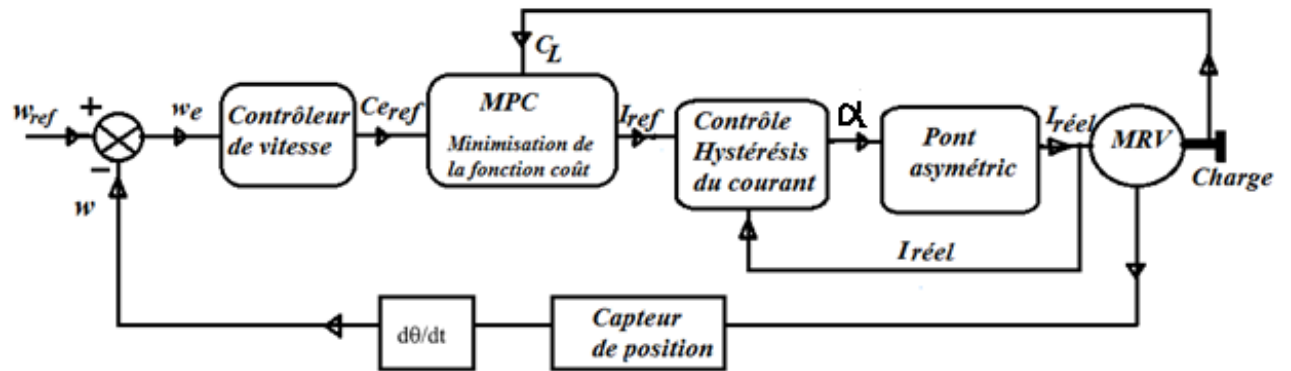


Figure 1.9 – Approche proposée

Dans la partie suivante, les outils nécessaires seront développés pour parvenir aux objectifs fixés.

Modélisation et commande des MRV et du pont asymétrique

2.1 Modélisation des MRV

La structure de MRV retenue dans la présente étude est une structure à trois phases. On suppose pour les trois phases que les résistances électriques sont identiques, les inductances sont identiques et les pôles du rotor tournent à la même vitesse. Le schéma électrique équivalent par phase est présenté à la figure 2.1.

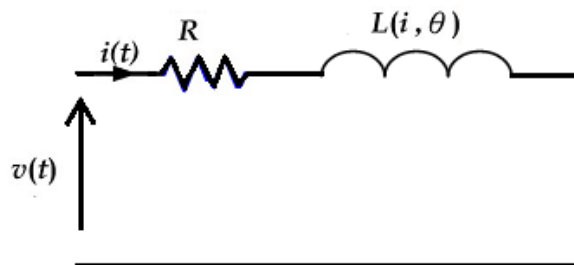


Figure 2.1 – Schéma électrique par phase

Sur cette figure :

- $v(t)$ représente la tension instantanée d'une phase du stator ;
- $i(t)$ représente le courant instantané dans une phase du stator ;
- R représente la résistance de l'enroulement d'une phase du stator ;
- $\theta(t)$ est la position instantanée du rotor ;
- $L(i(t), \theta(t))$ est l'inductance variable dépendant de la position du rotor et du courant du stator.

La tension du stator est donnée par l'équation (2.1) :

$$v(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\phi(i(t), \theta(t))}{dt} \quad (2.1)$$

Dans cette expression $\phi(i(t), \theta(t))$ est le flux créé. C'est une fonction non linéaire. On peut écrire la tension $\frac{d\phi(i(t), \theta(t))}{dt}$ par l'expression (2.2).

$$\frac{d\phi(i(t), \theta(t))}{dt} = \frac{\partial\phi(i(t), \theta(t))}{\partial i(t)} \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{\partial\phi(i(t), \theta(t))}{\partial\theta(t)} \cdot \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Dans cette expression $\frac{d\theta(t)}{dt}$ est la vitesse instantanée angulaire $\omega(t)$. L'équation (2.2) peut se réécrire sous la forme :

$$\frac{d\phi(i(t), \theta(t))}{dt} = \frac{\partial\phi(i(t), \theta(t))}{\partial i(t)} \cdot \frac{di(t)}{dt} + \omega(t) \cdot \frac{\partial\phi(i(t), \theta(t))}{\partial\theta(t)} \quad (2.3)$$

En remplaçant (2.3) dans (2.1), on obtient :

$$v(t) = R \cdot i(t) + \frac{\partial\phi(i(t), \theta(t))}{\partial i(t)} \cdot \frac{di(t)}{dt} + \omega(t) \cdot \frac{\partial\phi(i(t), \theta(t))}{\partial\theta(t)} \quad (2.4)$$

La charge mécanique est une pompe centrifuge. Elle est caractérisée par la relation $C_L(t) = k \cdot \omega^2(t)$, où k est une constante et $\omega(t)$ la vitesse instantanée d'entraînement de la pompe centrifuge. En considérant qu'en plus du couple principal centrifuge, la charge comporte une inertie J et un couple visqueux proportionnel à la vitesse, l'équation de charge est décrite par l'équation (2.5) [29, 30, 31] :

$$C_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + f \cdot \omega(t) + C_L(t) \quad (2.5)$$

Dans cette équation, f est le coefficient de frottement visqueux. Nous pouvons mettre l'équation (2.5) sous la forme :

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} [C_e(t) - C_L(t) - f \cdot \omega(t)] \quad (2.6)$$

De l'équation (2.4) nous exprimons les courants des trois phases par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_1(t)}{dt} = \frac{1}{\frac{\partial \phi_1(i_1(t), \theta_1(t))}{\partial i_1(t)}} \left[v_1(t) - R \cdot i_1(t) - \omega(t) \cdot \frac{\partial \phi_1(t)}{\partial \theta_1(t)} \right] \\ \frac{di_2(t)}{dt} = \frac{1}{\frac{\partial \phi_2(i_2(t), \theta_2(t))}{\partial i_2(t)}} \left[v_2(t) - R \cdot i_2(t) - \omega(t) \cdot \frac{\partial \phi_2(t)}{\partial \theta_2(t)} \right] \\ \frac{di_3(t)}{dt} = \frac{1}{\frac{\partial \phi_3(i_3(t), \theta_3(t))}{\partial i_3(t)}} \left[v_3(t) - R \cdot i_3(t) - \omega(t) \cdot \frac{\partial \phi_3(t)}{\partial \theta_3(t)} \right] \end{array} \right. \quad (2.7)$$

Pour une phase k , nous obtenons l'équation des MRV :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_k(t)}{dt} = \frac{1}{\frac{\partial \phi_k(i_k(t), \theta_k(t))}{\partial i_k}} \left[v_k(t) - R \cdot i_k(t) - \omega(t) \cdot \frac{\partial \phi_k(i_k(t), \theta_k(t))}{\partial \theta_k(t)} \right] \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} [C_e(t) - C_L(t) - f \cdot \omega(t)] \\ \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \end{array} \right. \quad (2.8)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'équation (1.1) de la forme :

$$C_e = \frac{1}{2} \frac{dL(i(t), \theta(t))}{d\theta(t)} \cdot i^2(t)$$

La figure 2.2 présente le schéma bloc du système (2.8).

Les équations de fonctionnement des MRV sont des équations non linéaires. Leur linéarisation est présentée dans l'annexe de ce document.

2.2 Modèle du convertisseur

Le couple électromagnétique, d'après l'équation (1.1) dépend du sens du courant dans chaque phase du moteur. Cela signifie que le convertisseur

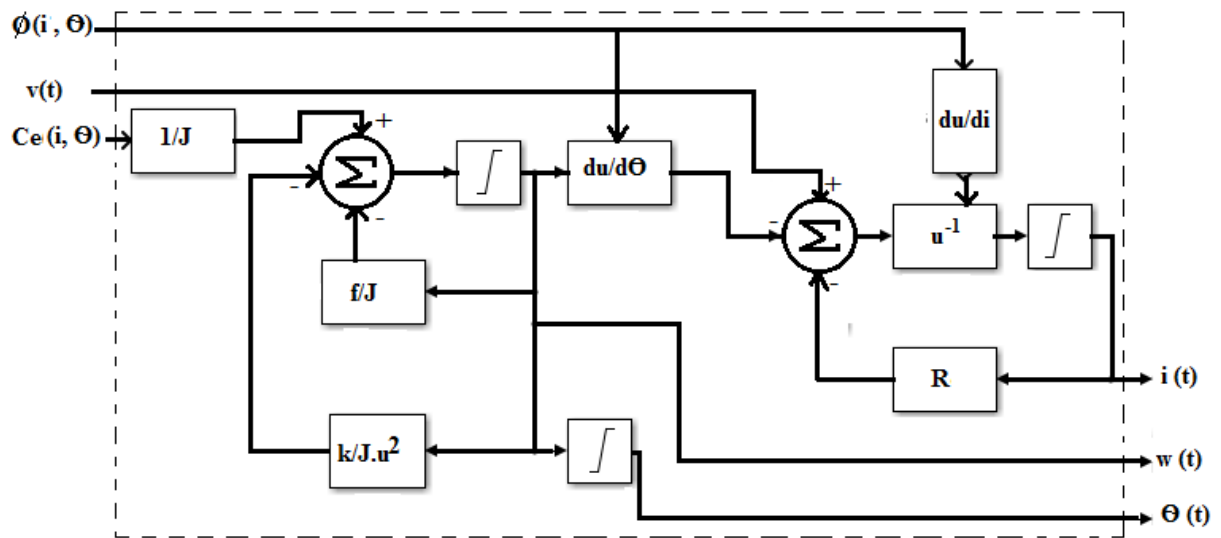


Figure 2.2 – Schéma bloc du MRV

doit fournir uniquement un courant unidirectionnel dans les enroulements du stator. Les principales topologies de circuit qui sont largement utilisées sont les topologies à deux interrupteurs par phase [36] connues sous le nom de pont asymétrique. La figure 2.3 présente une structure du pont asymétrique.

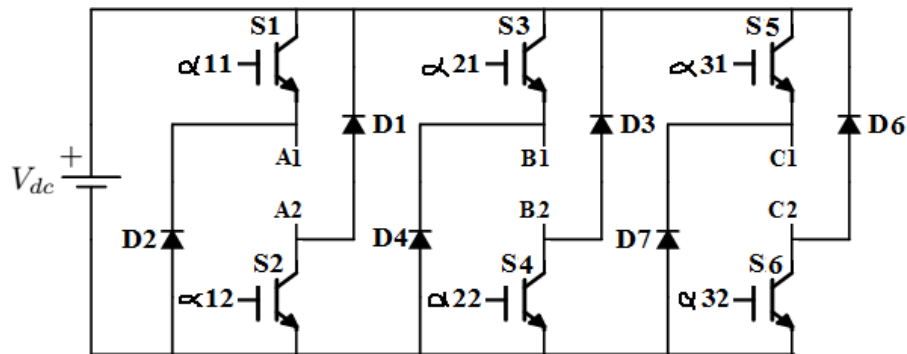


Figure 2.3 – Structure du pont asymétrique

La type d'interrupteur choisi dans la présente étude est un interrupteur à transistor IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor). Les signaux de commande des six IGBT sont respectivement α_{11} , α_{12} , α_{21} , α_{22} , α_{31} et α_{32} . Le rôle des diodes $D1$ à $D6$ est de maintenir un sens unidirectionnel du courant dans chaque phase. Les bornes de connections des trois

enroulements du stator sont présentées à la figure 2.4

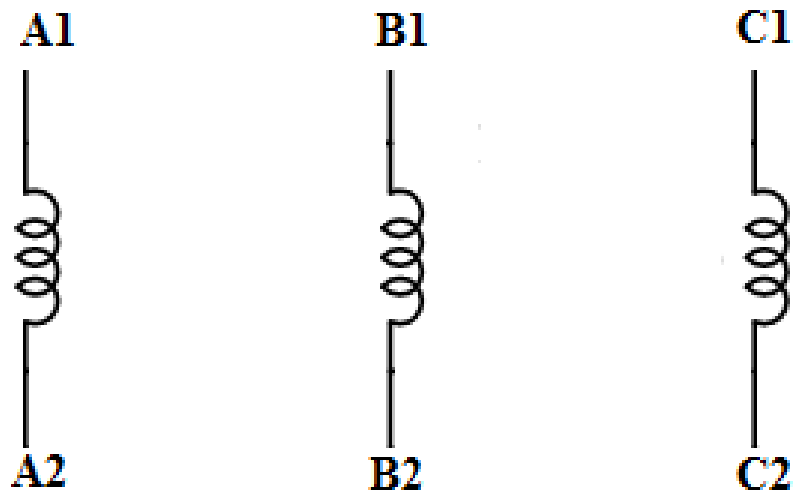


Figure 2.4 – Bornes de connexion des enroulements du stator

En connectant le pont asymétrique au MRV, nous obtenons le schéma de la figure 2.5

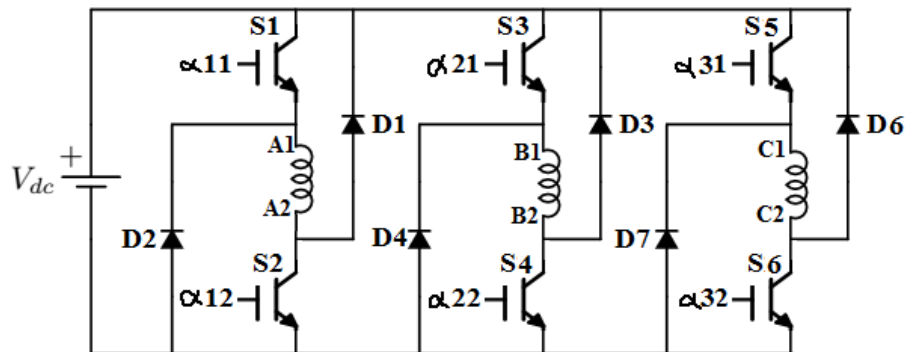


Figure 2.5 – Connexion entre le pont asymétrique et le MRV

Nous avons trois étapes de fonctionnement.

2.2.1 Etape de magnétisation

Une tension de phase positive peut être appliquée en fermant les deux interrupteurs S_1 et S_2 (Figure 2.6). Cela permet de commuter le courant dans l'enroulement de phase.

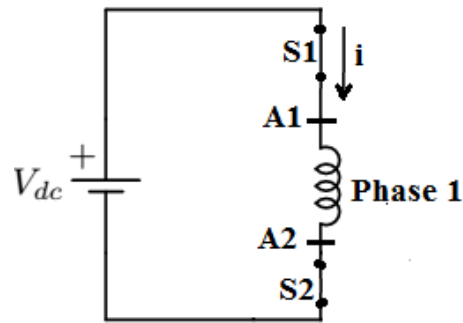


Figure 2.6 – Etape de magnétisation

2.2.2 Etape de roue libre

Une boucle de tension nulle peut être imposée sur les phases du moteur lorsque l'un des interrupteurs est désactivé alors que le courant circule à travers l'enroulement de phase. Nous avons une boucle de roue libre sur l'interrupteur S_2 et la diode D_1 (figure 2.7).

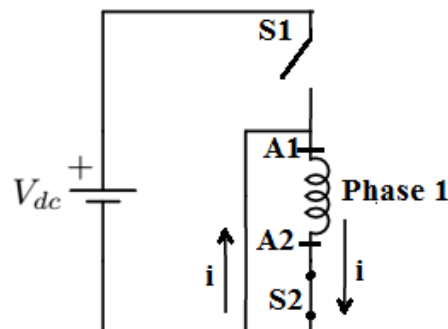


Figure 2.7 – Etape de roue libre

2.2.3 Etape de démagnétisation

Lorsque les deux dispositifs de commutation dans une branche de la phase du moteur sont désactivés, le troisième mode de fonctionnement se produit. Les deux diodes D_1 et D_2 se mettent à conduire (Figure 2.8).

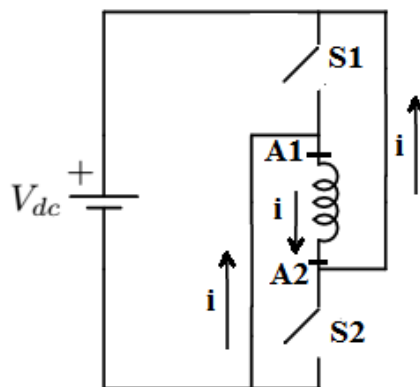


Figure 2.8 – Etape de démagnétisation

Nous allons distinguer trois états $u_1, u_2, u_3 \in \{-1, 0, 1\}$ pour les deux interrupteurs par phase. $u_1 = -1$ pour signifier que les deux interrupteurs sont ouverts, $u_2 = 1$, les deux sont fermés et $u_3 = 0$, l'un est ouvert et l'autre est fermé. Nous avons au total $3^3 = 27$ combinaisons. La forme de la tension de sortie de ce type de convertisseur est présentée à la figure 2.9.

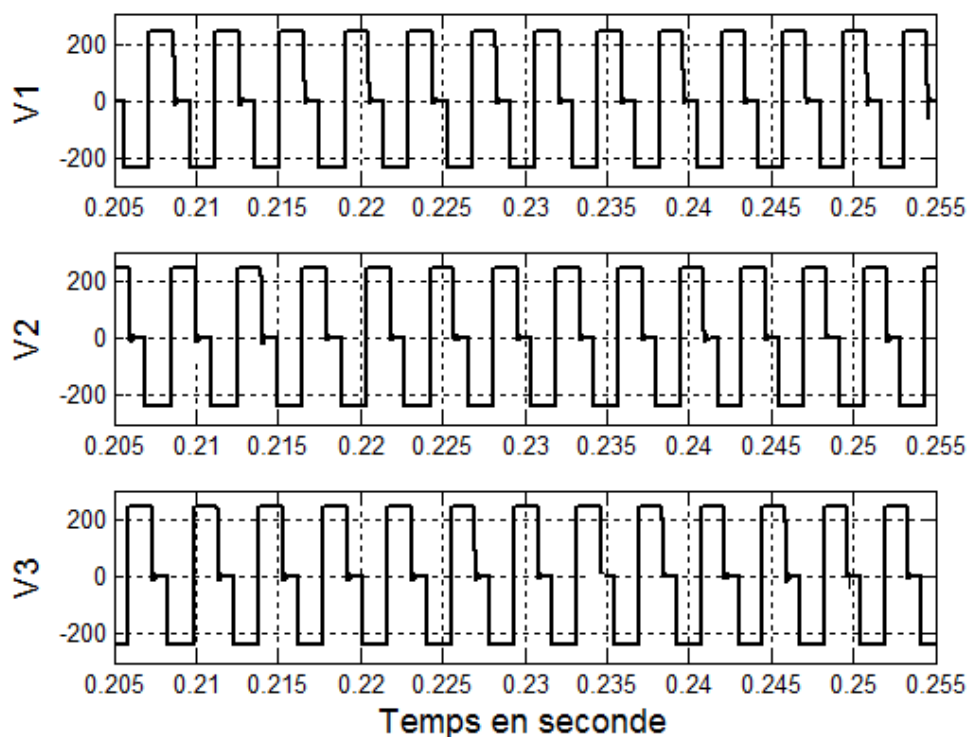


Figure 2.9 – Forme de la tension de sortie du pont asymétrique

La période vaux 4 ms . Elle doit chaque fois varier en fonction de la commande appliquée au pont asymétrique.

2.3 Stratégie de contrôle

Le schéma de la stratégie de contrôle est présenté à la figure 2.10.

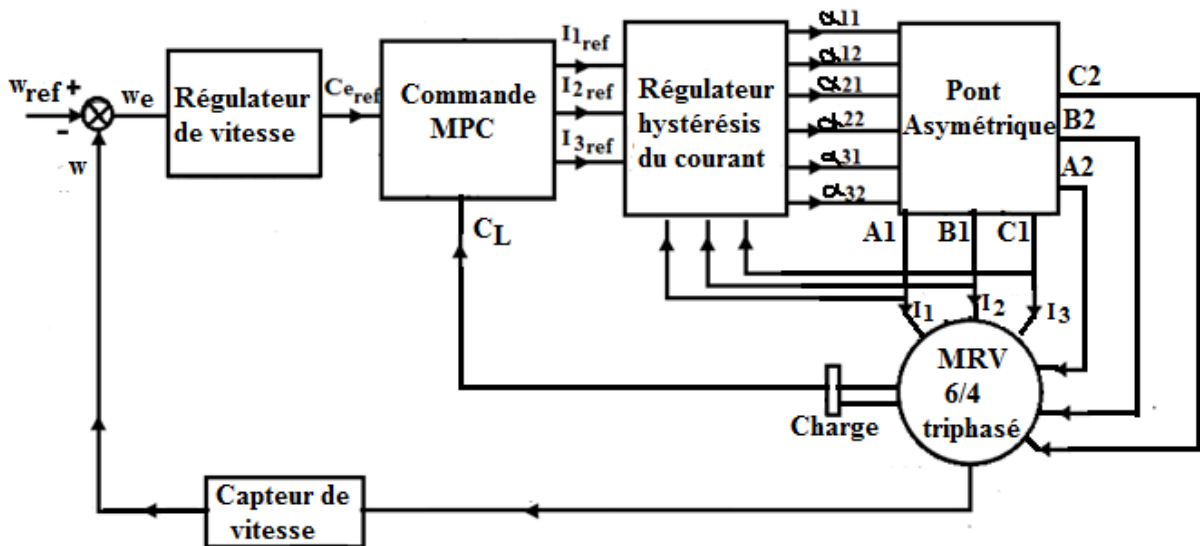


Figure 2.10 – Stratégie de contrôle

La vitesse de référence ω_{ref} est comparée à la vitesse instantanée ω du moteur fournie par le capteur de vitesse. L'erreur ω_e est introduite dans le bloc du régulateur de vitesse dont la sortie permet de générer le couple de référence $C_{e_{ref}}$ correspondant. La commande MPC permet ensuite de prédire le couple de la machine en tenant compte du couple de référence selon le principe de l'horizon de prédiction ou horizon fuyant. Elle élabore des commandes à cet effet qui sont dans ce cas des courants de référence $I_{1_{ref}}$, $I_{2_{ref}}$ et $I_{3_{ref}}$. Ces courants de référence sont introduits dans le bloc de régulateur hystérésis du courant. Le régulateur hystérésis du courant génère en sa sortie les instants de commutation de chaque interrupteur du pont asymétrique. Le pont asymétrique fournit alors les courants réels au stator du MRV à des positions déterminées du rotor.

Cependant, une bonne compréhension de la commande MPC s'avère nécessaire pour maîtriser son principe de fonctionnement. Le chapitre

suisant va donc développer la commande MPC à appliquer au MRV pour atteindre les objectifs fixés.

La Commande Prédicative de type MPC

Dans ce chapitre, il sera d'abord présenté la philosophie de la commande prédictive, ensuite son principe fondamental et enfin sa théorie.

3.1 Philosophie de la commande prédictive

Grâce à ses propriétés intrinsèques et sa facilité de mise en œuvre, la commande prédictive se situe parmi les commandes les plus utilisées dans le milieu industriel et son implémentation est simple. De nombreuses applications industrielles existent, surtout pour des systèmes pour lesquels la trajectoire à suivre est connue à l'avance, comme des robots ou bras de robots, des machines-outils, des applications dans l'industrie pétrolière, biochimique ou chimique, aéronautique, thermique, l'industrie du ciment, etc [37].

3.1.1 Historique

Depuis la fin des années 70, de nombreuses catégories et dénominations de la commande prédictive ont été proposées. La liste ci-dessous propose un aperçu non exhaustif des plus classiques [37, 38] :

- MPHC (Model Predictive Heuristic Control), connue ensuite sous le nom de MAC (Model Algorithmic Control) - Cette approche, appliquée aux systèmes industriels multivariables, basée sur des prédictions sur un horizon temporel long, impose des trajectoires de référence pour les sorties et minimise la variance de l'erreur ;
- DMC (Dynamic Matrix Control) proposée par Shell, utilise l'incrément de commande à la place de la commande dans le critère

de performance pour un horizon fini de prédiction ; cet algorithme est appliqué à des systèmes multivariables linéaires sans contraintes ; l'erreur de poursuite est minimisée en spécifiant le comportement futur des sorties ; les commandes optimales sont calculées par la méthode des moindres carrés ;

- EHAC (Extended Horizon Adaptive Control), stratégie de commande prédictive pour les systèmes monovariables, utilise des modèles E/S pour maintenir la sortie future (calculée via la résolution d'une équation diophantienne) le plus près possible de la consigne pendant une période donnée au-delà du retard pur du système ;
- EPSAC (Extended Prediction Self-Adapted Control) introduit une commande constante pour un système non-linéaire (en linéarisant le système) et utilise un prédicteur sous-optimal à la place de la résolution de l'équation diophantienne ;
- GPC (Generalized Predictive Control), cette méthode la plus connue, basée sur un modèle de type CARIMA, introduit un horizon de prédiction sur la commande, agit conformément au principe de l'horizon fuyant et peut être appliquée aux systèmes à non minimum de phase, aux systèmes instables en boucle ouverte, aux systèmes avec retards purs variables ;
- PFC (Predictive Functional Control) est un algorithme prédictif simple, utilisé surtout pour des systèmes monovariables industriels rapides et/ou non linéaires, s'avérant pratique pour l'ingénieur en permettant le réglage direct des paramètres (par exemple la constante de temps) associés au temps de montée ;

En fait, toutes ces variantes de stratégies de commande prédictive sont aujourd'hui regroupées sous le terme générique MPC, illustrant ainsi le rôle fondamental du modèle [37].

3.1.2 Principes de la commande prédictive

La commande prédictive MPC représente un moyen relativement simple d'aborder une loi de commande dans le domaine temporel, et a démontré au travers de nombreuses applications ses qualités liées à la régulation des

systèmes multivariables, des systèmes instables, des systèmes à retard, des systèmes non-linéaires, des systèmes hybrides [37]. Un modèle discret du processus permet dans un premier temps de prédire la sortie du système sur un horizon fini. Puis, à chaque instant, en minimisant un critère de performance sur cet horizon fini, une séquence de commande est obtenue dont seul le premier élément est appliqué au système. La même procédure est enfin reprise à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon fuyant. Le but est de maintenir la sortie du système la plus près possible de la référence désirée, supposée connue sur l'horizon fini de prédiction de façon à mettre en évidence un certain caractère anticipatif. Le schéma du principe de la commande prédictive est présenté à la figure 3.1 et celui de la boucle de réglage à la figure 3.2

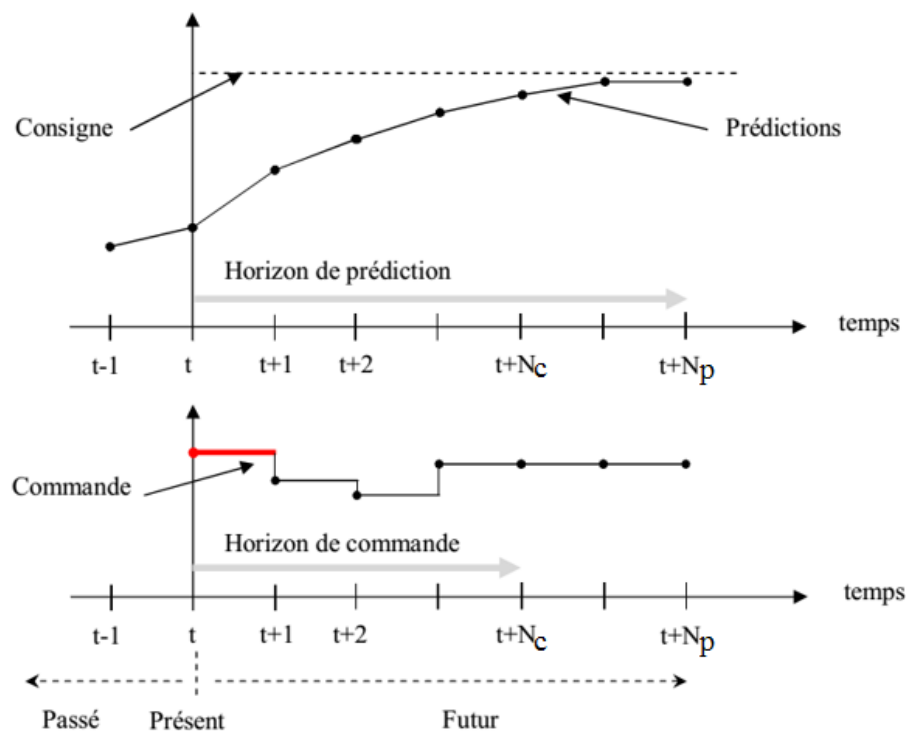


Figure 3.1 – Principe de fonctionnement de la commande prédictive

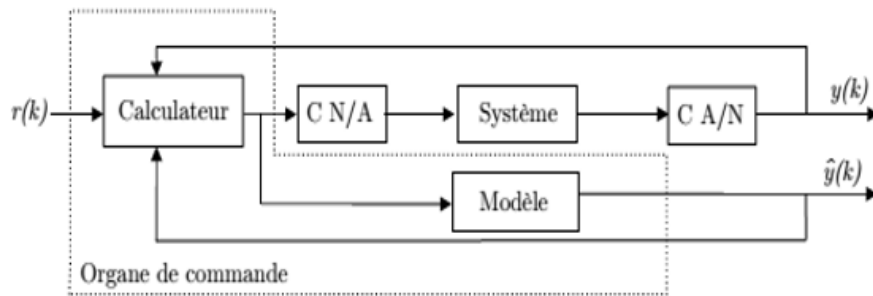


Figure 3.2 – Boucle de réglage de la commande prédictive

3.1.3 Choix du modèle du processus

La loi de commande prédictive implique la connaissance du comportement futur du système prédit à l'aide d'un modèle du processus. Ainsi l'élément central de la commande MPC est le modèle du système. Ce point fort peut devenir aussi son point faible, selon la qualité du modèle. Trouver le bon modèle (le plus simple possible, mais malgré tout suffisamment significatif et adapté aux besoins, en offrant des prédictions suffisamment précises) implique une connaissance appropriée du système.

Les modèles résultent souvent d'une phase d'identification, qui peut se faire en utilisant les lois de la physique, de la chimie ou encore de façon expérimentale en effectuant diverses expériences sur le système [37]. Le modèle doit être capable de prédire le comportement du système en réponse à une sollicitation donnée [39]. Certes, les systèmes réels sont rarement linéaires, mais dans la pratique, la représentation choisie est souvent linéaire, induisant en l'absence de contraintes une structure linéaire de la loi de commande prédictive. Ainsi, de cette manière, l'optimisation et l'analyse hors ligne du comportement en boucle fermée sont beaucoup plus faciles. En dernier lieu, si la modélisation linéaire s'avère insuffisante, une mise en œuvre via un modèle non-linéaire peut s'envisager. Ces modèles servant à la prédiction sont classiquement des modèles à temps discret, dès lors que la commande prédictive est plutôt implémentée sous forme discrète sur ordinateur. Malgré tout, des techniques de synthèse à temps continu existent [37].

Plusieurs structures de représentation linéaire d'un système physique

sont utilisées pour la modélisation (fonctions de transfert, équations aux différences, représentation d'état). On a choisi l'approche MPC parce que celle-ci est basée sur la représentation d'état qui permet de traiter naturellement les systèmes multivariables contrairement à l'approche GPC qui utilise un modèle Entrée/Sortie (matrice de transfert) rendant ainsi la synthèse plus complexe [39, 37].

3.2 Mise en forme du modèle

Le point de départ consiste à définir le modèle du système à étudier. Considérons pour cela un modèle discret multivariable linéaire invariant dans le temps sous forme d'état de dimension n_1 , avec m entrées et p sorties [40] :

$$\begin{cases} x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u(k) \\ y(k) = C_m x_m(k) \end{cases} \quad (3.1)$$

où les matrices (à coefficients réels) $A_m \in \mathbb{R}^{n_1 \times n_1}$, $B_m \in \mathbb{R}^{n_1 \times m}$, $C_m \in \mathbb{R}^{p \times n_1}$ sont respectivement les matrices d'état, de commande et d'observation, représentant le système multivariable, le vecteur $x_m \in \mathbb{R}^{n_1 \times 1}$ contient les états du modèle, le vecteur $u \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ décrit les entrées du modèle, $y \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ représente le vecteur des sorties.

3.2.1 Modèle incrémenté du système

L'incrément du signal $u(k)$ est beaucoup plus utilisé. En soustrayant $x_m(k)$ de chacun des membres de la première équation du système (3.1), nous obtenons :

$$x_m(k+1) - x_m(k) = A_m(x_m(k) - x_m(k-1)) + B_m(u(k) - u(k-1)).$$

Posons la variation des variables d'état :

$$\Delta x_m(k+1) = x_m(k+1) - x_m(k); \Delta x_m(k) = x_m(k) - x_m(k-1)$$

et la variation des variables d'entrées :

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1)$$

ces expressions sont les incréments des variables $x_m(k)$ et $u(k)$. Avec cette transformation, la variation de l'équation d'état devient :

$$\Delta x_m(k + 1) = A_m \Delta x_m(k) + B_m \Delta u(k) \quad (3.2)$$

L'étape suivante est de relier $\Delta x_m(k)$ à la sortie $y(k)$. Pour cela le nouveau vecteur d'état suivant est choisi

$$x(k) = [\Delta x_m(k) \ y(k)]^T,$$

l'exposant T indique la transposé de la matrice. Notons que

$$\begin{aligned} y(k + 1) - y(k) &= C_m(x_m(k + 1) - x_m(k)) \\ &= C_m \Delta x_m(k + 1) \\ &= C_m A_m \Delta x_m(k) + C_m B_m \Delta u(k) \end{aligned} \quad (3.3)$$

En combinant l'équation (3.2) et (3.3) nous obtenons :

$$\begin{array}{c} \overbrace{\left[\begin{array}{c} \Delta x_m(k + 1) \\ y(k + 1) \end{array} \right]}^{x(k+1)} = \overbrace{\left[\begin{array}{cc} A_m & 0_m^T \\ C_m A_m & I_{p \times p} \end{array} \right]}^A \overbrace{\left[\begin{array}{c} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{array} \right]}^{x(k)} + \overbrace{\left[\begin{array}{c} B_m \\ C_m B_m \end{array} \right]}^B \Delta u(k) \end{array} \quad (3.4)$$

avec 0_m la matrice zéro de dimension $p \times n_1$. Le modèle incrémenté du système est défini par :

$$\begin{cases} x(k + 1) = Ax(k) + B\Delta u(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (3.5)$$

3.2.2 Prédiction des variables d'état et de sortie

Supposons qu'à l'instant k_i , $k_i > 0$, le vecteur d'état $x(k_i)$ est connu. Ce vecteur d'état fournit les informations courantes du système. La trajectoire

future de commande est la suivante :

$$\Delta u(k_i), \Delta u(k_i + 1), \dots, \Delta u(k_i + N_c - 1)$$

Avec N_c l'horizon de commande. Les informations fournies par $x(k_i)$ permettent de prédire les variables d'état futures sur l'horizon N_p , appelé horizon de prédiction. Nous définissons les variables d'états futures comme suit :

$$x(k_i + 1|k_i), x(k_i + 2|k_i), \dots, x(k_i + m|k_i), \dots, x(k_i + N_p|k_i),$$

où $x(k_i + m|k_i)$ désigne le vecteur d'état prédit à l'instant $k_i + m$ à partir de celui connu à l'instant k_i .

Les expressions des variables d'état prédites à partir du modèle incrémenté sont :

$$\begin{aligned} x(k_i + 1|k_i) &= Ax(k_i) + B\Delta u(k_i) \\ x(k_i + 2|k_i) &= Ax(k_i + 1) + B\Delta u(k_i + 1) \\ &= A^2x(k_i) + AB\Delta u(k_i) + \Delta u(k_i + 1) \\ &\vdots \\ x(k_i + N_p|k_i) &= A^{N_p}x(k_i) + A^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + A^{N_p-2}B\Delta u(k_i + 1) \\ &\quad + \dots + A^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i + N_c - 1). \end{aligned} \tag{3.6}$$

Les variables de sorties prédites à partir des variables d'état prédites sont :

$$\begin{aligned} y(k_i + 1|k_i) &= CAx(k_i) + CB\Delta u(k_i) \\ y(k_i + 2|k_i) &= CA^2x(k_i) + CAB\Delta u(k_i) + CB\Delta u(k_i + 1) \\ y(k_i + 3|k_i) &= CA^3x(k_i) + CA^2B\Delta u(k_i) + CAB\Delta u(k_i + 1) \\ &\quad + CB\Delta u(k_i + 2) \\ &\vdots \\ y(k_i + N_p|k_i) &= CA^{N_p}x(k_i) + CA^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + CA^{N_p-2}B\Delta u(k_i + 1) \\ &\quad + \dots + CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i + N_c - 1). \end{aligned} \tag{3.7}$$

Posons les vecteurs :

$$Y = \left[y(k_i + 1|k_i) \ y(k_i + 2|k_i) \ y(k_i + 3|k_i) \ \dots \ y(k_i + N_p|k_i) \right]^T \quad (3.8)$$

$$\Delta U = \left[\Delta u(k_i) \ \Delta u(k_i + 1) \ \Delta u(k_i + 2) \ \dots \ \Delta u(k_i + N_c - 1) \right]^T \quad (3.9)$$

Les dimensions de Y et U sont respectivement $p \times N_p$ et $m \times N_c$. De l'équation (3.7), l'équation (3.8) peut être mise sous la forme matricielle compacte suivante :

$$Y = Fx(k_i) + \Phi \Delta U, \quad (3.10)$$

$$\text{avec } F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}; \Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & CA^{N_p-3}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix}.$$

3.2.3 Critère de performance

Un autre élément essentiel de la loi de commande prédictive consiste à définir le critère de performance, dont la minimisation fournit le vecteur des commandes futures. Avec des consignes $r(k_i)$ données à l'instant k_i , l'objectif de la commande prédictive est d'amener les sorties prédites la plus proche possible de ces consignes. Pour atteindre cet objectif il faut trouver la commande ΔU nécessaire pour minimiser l'erreur entre les valeurs prédites et les consignes [41, 38].

Soit $r(k_i) = \left[r_1(k_i) \ r_2(k_i) \ \dots \ r_p(k_i) \right]^T$ le vecteur contenant les consignes des p sorties du système. Soit R_s , le vecteur contenant les références :

$$R_s = \overbrace{\left[I_{p \times p} \ I_{p \times p} \ \dots \ I_{p \times p} \right]}^{N_p} r(k_i) = \overline{R}_s r(k_i),$$

avec

$$\overline{R}_s = \overbrace{\left[I_{p \times p} \ I_{p \times p} \ \dots \ I_{p \times p} \right]}^{N_p}.$$

Nous définissons la fonction coût reflétant l'objectif de commande par :

$$J = (R_s - Y)^T(R_s - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U, \quad (3.11)$$

Avec $\bar{R} = r_w I_{N_c \times N_c}$, $r_w \geq 0$, un paramètre de réglage du système. En remplaçant (3.8) dans (3.11), J devient :

$$\begin{aligned} J &= (R_s - Fx(k_i))^T(R_s - Fx(k_i)) - 2\Delta U^T \Phi^T(R_s - Fx(k_i)) \\ &+ \Delta U^T(\Phi^T \Phi + \bar{R})\Delta U \end{aligned} \quad (3.12)$$

La dérivée première de la fonction coût donne :

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = -2\Phi^T(R_s - Fx(k_i)) + 2(\Phi^T \Phi + \bar{R})\Delta U. \quad (3.13)$$

La condition nécessaire pour que J soit minimum est :

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = 0$$

Nous retrouvons alors la solution optimale pour le signal de commande définit comme suit :

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T(R_s - Fx(k_i)) \quad (3.14)$$

L'existence du minimum de la fonction coût est conditionnée à l'existence de la matrice $(\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1}$. Le vecteur de commande optimale est lié aux références $r(k_i)$ et aux variables d'état $x(k_i)$ par la relation suivante :

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T(\bar{R}_s r(k_i) - Fx(k_i)) \quad (3.15)$$

Afin d'identifier les paramètres K_y , K_x et K_{mpc} en boucle fermée de la MPC, nous allons réécrire l'expression de la commande trouvée précédemment.

$$\begin{aligned} \Delta u(k_i) &= \overbrace{[I_m 0_m \dots 0_m]}^{N_c} (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T(\bar{R}_s r(k_i) - Fx(k_i)) \\ &= K_y r(k_i) - K_{mpc} x(k_i) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Avec I_m et 0_m respectivement matrice identité et matrice zéro de dimension $m \times m$. K_x est le premier élément de K_{mpc} .

$$K_y = \overbrace{[I_m 0_m \dots 0_m]}^{N_c} (\Phi^T \Phi + \overline{R})^{-1} \Phi^T \overline{R}_s$$

$$K_{mpc} = \overbrace{[I_m 0_m \dots 0_m]}^{N_c} (\Phi^T \Phi + \overline{R})^{-1} \Phi^T F$$

Le schéma de la MPC en boucle fermée est présentée à la figure 3.3

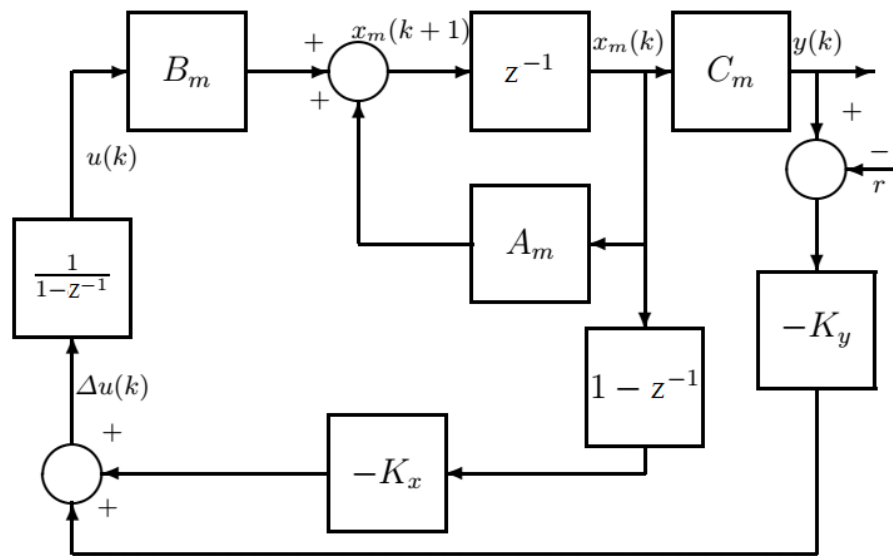


Figure 3.3 – Schéma en boucle fermée de la commande MPC

3.2.4 Paramètres de réglage de la commande prédictive

Choisir le bon modèle du système et un correcteur MPC comme stratégie de commande ne résout pas encore le problème. Il reste à déterminer les paramètres de réglage spécifiques de la commande prédictive, qui interviennent généralement dans le critère de minimisation. Ces paramètres de réglage sont les suivants :

- l’horizon de prédiction N_p sur la sortie ;
- l’horizon de prédiction N_c sur la commande ;
- la pondération de l’entrée r_w : le paramètre r_w caractérise le compromis entre la poursuite de la référence et la minimisation de

la commande.

Si N_p augmente, les performances nominales en boucle fermée sont améliorées. Une autre règle générale est de choisir $N_p - N_c$ supérieur au temps de réponse. L'horizon de commande N_c doit être inférieur ou égal à l'horizon de prédiction N_p .

3.3 Principe de l'horizon fuyant

Le principe de l'horizon fuyant impose que seuls les m éléments du vecteur de commande Δu soient appliqués au système à l'instant k_i en ignorant le reste de la séquence. La même procédure est reprise à la période d'échantillonnage suivante [40].

3.4 Application de la commande prédictive au MRV

Les équations (2.6) et (2.7) qui constituent les équations de fonctionnement du MRV sont linéarisées autour du point maximal utilisant la méthode développée dans [42]. Le résultat est donné par l'équation (3.17) suivant :

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (3.17)$$

Avec

$$x(k) = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \omega \\ \theta \\ C_e \end{bmatrix}$$

le vecteur d'état,

$$u(k) = \begin{bmatrix} I_{1ref} \\ I_{2ref} \\ I_{3ref} \end{bmatrix}$$

le vecteur de commande et $y(k)$ la sortie ; ω est la vitesse, θ la position du rotor, C_e le couple et I_{1ref} , I_{2ref} , I_{3ref} les courants de référence. Les matrices d'état, de commande et d'observabilité sont respectivement données par :

$$A = \begin{bmatrix} -R/a & 0 & 0 & -b/a & 0 & 0 \\ 0 & -R/a & 0 & -b/a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/a & -b/a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (k\omega_m^2 + f)/J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 1 & C_{e_{max}} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/a & 0 & 0 \\ 0 & 1/a & 0 \\ 0 & 0 & 1/a \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

.

R est la résistance d'une phase du stator. Le programme matlab permettant de calculer les constantes a , b , $C_{e_{max}}$ est présenté en annexe. Le modèle linéarisé du MRV ainsi que le point maximal sont présentés aussi en annexe.

Ce chapitre a présenté dans un premier temps et d'une manière succincte la philosophie de la loi de commande prédictive associée à la création d'un effet anticipatif. Il a ainsi été montré que, pour pouvoir prédire le comportement futur du système, un modèle du comportement du processus est exigé. En se basant sur ces prédictions, un critère de performance est construit et ensuite minimisé afin d'obtenir une séquence de commandes futures. Conformément au principe de l'horizon glissant, seule la première valeur de cette séquence est appliquée au système, toute cette démarche prédictive étant réitérée à la période d'échantillonnage

suivante. La partie suivante va consister à implémenter le système.

Analyse et résultats de simulation

Cette partie est consacrée à analyser les résultats de simulation. Une comparaison est faite par rapport aux autres auteurs.

4.1 Modèle du système dans l'environnement SIMULINK/MATLAB

4.1.1 Modèle du MRV dans l'environnement SIMULINK/MATLAB

Les caractéristiques du MRV que nous avons utilisé sont présentées dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 – Paramètres du MRV

Grandeurs	Valeurs
Puissance	6 kW
Vitesse	1500 tr/min
Nombre de phase	3
Nombre de pôles du stator	6
Nombre de pôles du rotor	4
Résistance du stator R_s	0.72 Ω
Inductance alignée L_d	23.62 mH
Inductance non alignée L_q	0.67mH
Inertie J	0.008 kg.m ²
Frottements f	0.02 N.m.s/rad

Le MRV a été implémenté en tenant compte des équations établies dans les sections précédentes. La figure 4.1 présente son implémentation dans SIMULINK.

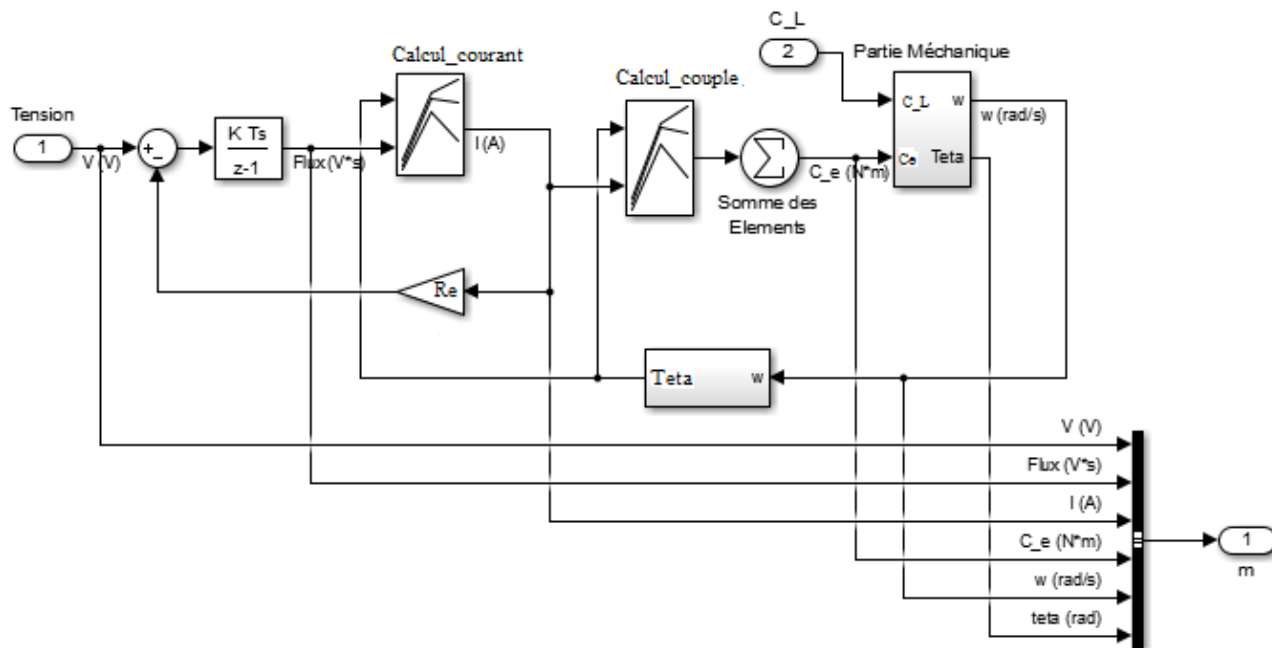


Figure 4.1 – Implémentation du MRV dans SIMULINK

La figure 4.2 présente le MRV sous forme de sous système.

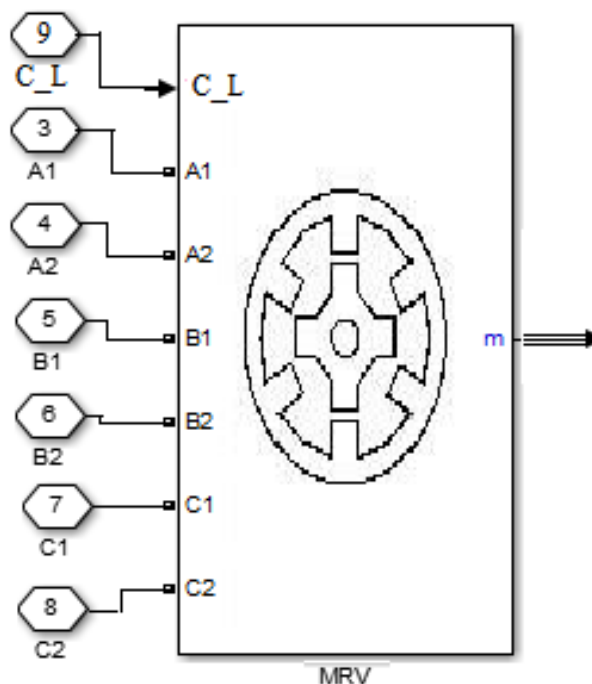


Figure 4.2 – Sous système du MRV dans SIMULINK

Le sous système de la partie mécanique est présenté à la figure 4.3

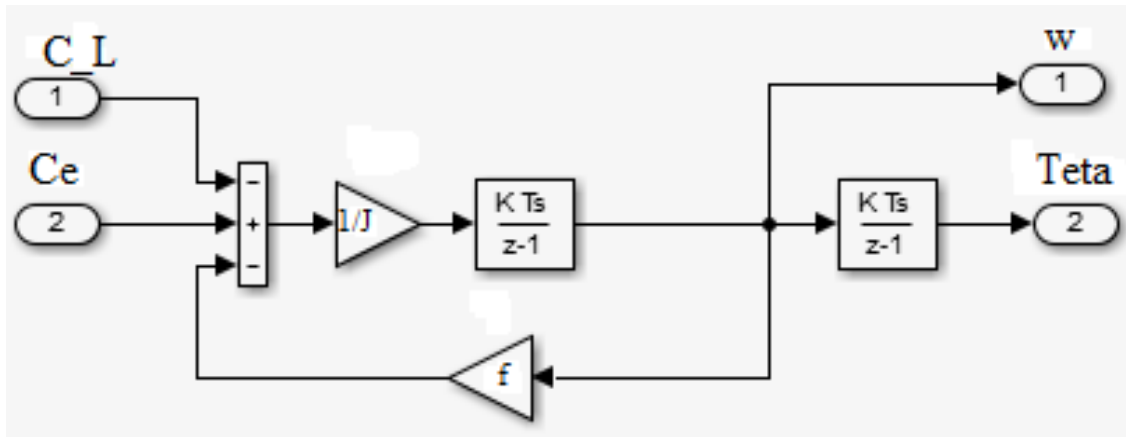


Figure 4.3 – Sous système de la partie mécanique

4.1.2 Modèle du pont asymétrique dans l'environnement SIMULINK/MATLAB

Le convertisseur pont asymétrique que nous avons implémenté a une tension continue en entrée $V_{DC} = 240 V$. Son implémentation est présentée à la figure 4.4.

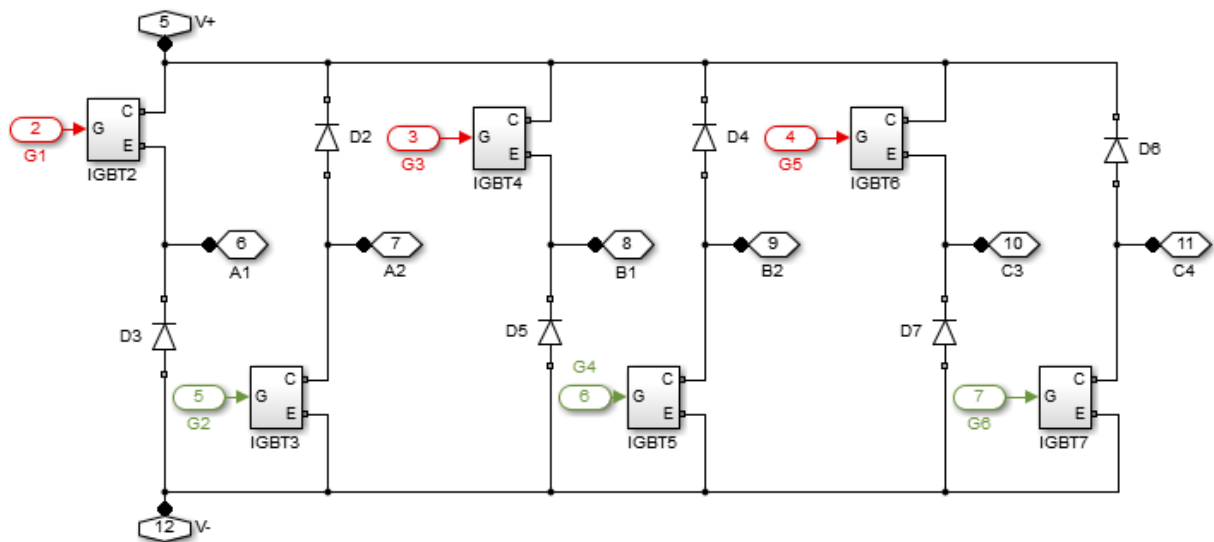


Figure 4.4 – Implémentation du pont asymétrique dans SIMULINK

Son sous système est présenté à la figure 4.5

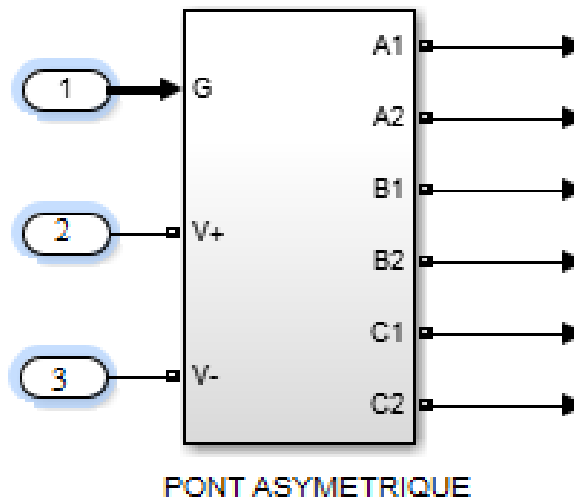


Figure 4.5 – Sous système du pont asymétrique dans SIMULINK

4.1.3 Modèle de la commande MPC dans l'environnement SIMULINK/MATLAB

La commande MPC a été implémentée en considérant le schéma en boucle fermée (Figure 4.6).

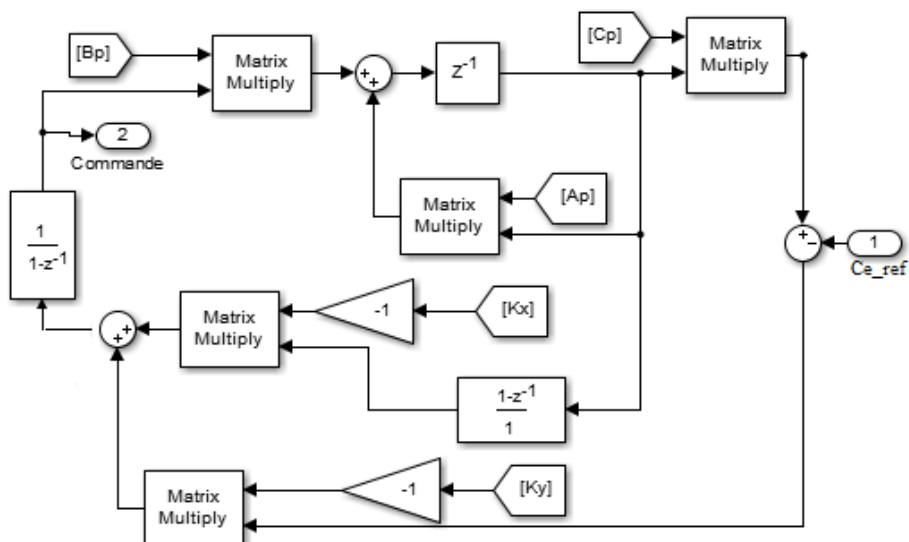


Figure 4.6 – Implémentation de la commande MPC dans SIMULINK

Son sous système est présenté à la figure 4.7

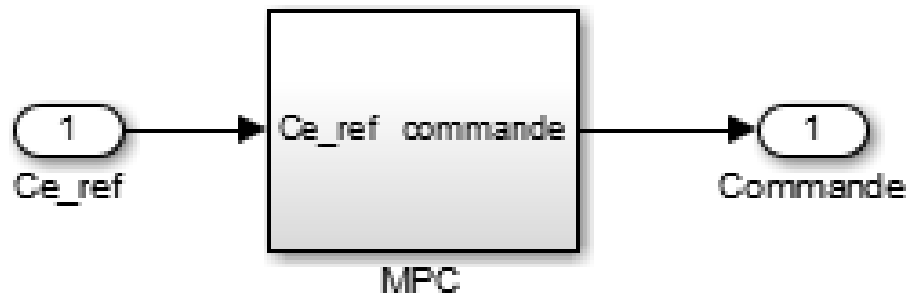


Figure 4.7 – Sous système de la commande MPC dans SIMULINK

Le schéma en boucle fermée de la régulation du couple est présenté à la figure 4.8

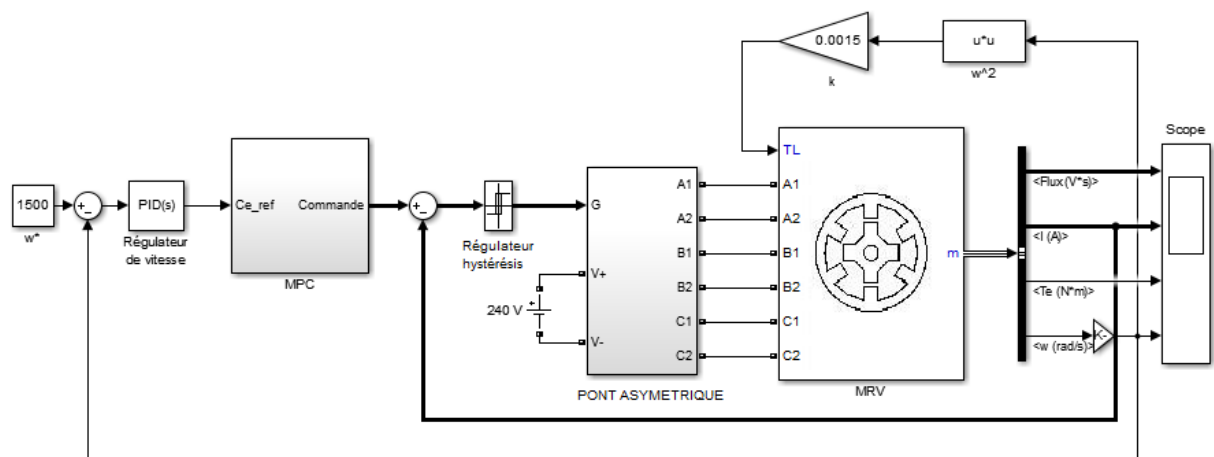


Figure 4.8 – Implémentation de la régulation du couple dans SIMULINK

4.2 Analyse et résultats de simulation

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation d'un moteur de 6 kW et dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 4.1. Cette puissance de 6 kW est plus utilisée dans la littérature. Elle a été choisie dans ce travail dans le but de pouvoir comparer les résultats obtenus

ici à ceux de la littérature. La charge est une pompe centrifuge de la forme $C_L = k\omega^2 N.m$, avec k un coefficient. En utilisant la vitesse nominale et la puissance nominale du moteur, k peut être évalué :

$$P_{nm} = C_L \omega_{nm} = k\omega_{nm}^3 \Rightarrow k = \frac{P_{nm}}{\omega_{nm}^3} = \frac{6000}{\left(\frac{\pi}{30} \times 1500\right)^3} = 0,0015$$

Le couple nominal $C_{e_{nm}}$ correspondant à la valeur de k trouvée est évalué par :

$$\begin{aligned} C_{e_{nm}} &= C_{L_{nm}} + C_{v_{nm}} \\ C_{L_{nm}} &= \frac{P_{nm}}{\omega_{nm}} = \frac{6000}{\left(\frac{\pi}{30} \times 1500\right)} = 38,197 N.m \\ C_{v_{nm}} &= f\omega_{nm} = 0,02 \times \frac{\pi}{30} \times 1500 = \pi N.m \\ C_{e_{nm}} &= 38,197 + \pi = 41,339 N.m \end{aligned}$$

. Le système est asservi à la référence du couple nominal de $41,339 N.m$ correspondant à une vitesse nominale de référence de $1500 tr/min$. Le point de fonctionnement sera changé ensuite et la commande MPC sera bien paramétrée pour minimiser les ondulations du couple.

4.2.1 Pour un fonctionnement à vitesse nominale

Deux cas sont considérés pour le choix des paramètres de la commande MPC.

- Pour $N_p = 3$, $N_c = 2$ et $r_w = 0,05$

La figure 4.9 présente le résultat de simulation.

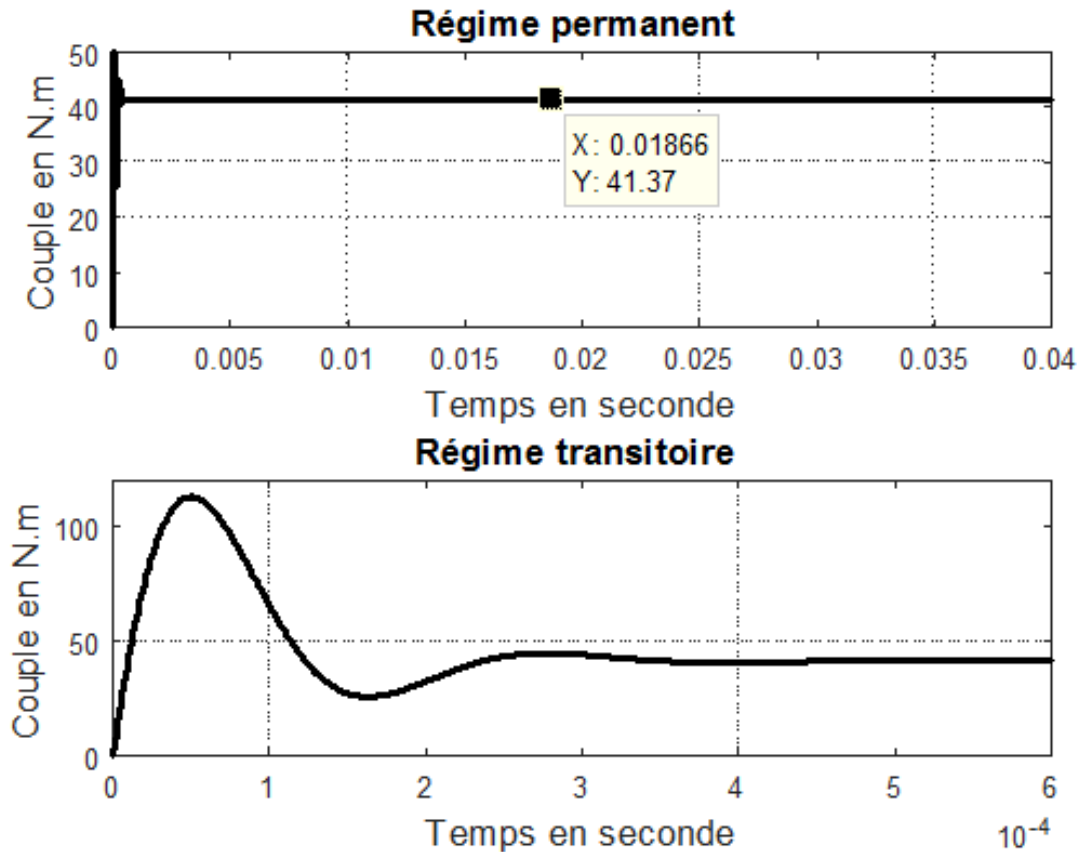


Figure 4.9 – Couple régulé pour un fonctionnement nominal

Le MRV a développé un couple élevé pendant le régime transitoire. Le régime permanent est atteint après un temps de réponse de 0,35 *ms*. Les ondulations sont atténuées dans ce régime permanent montrant ainsi la potentialité de la commande MPC. La vitesse instantanée du MRV est présentée à la figure 4.10.

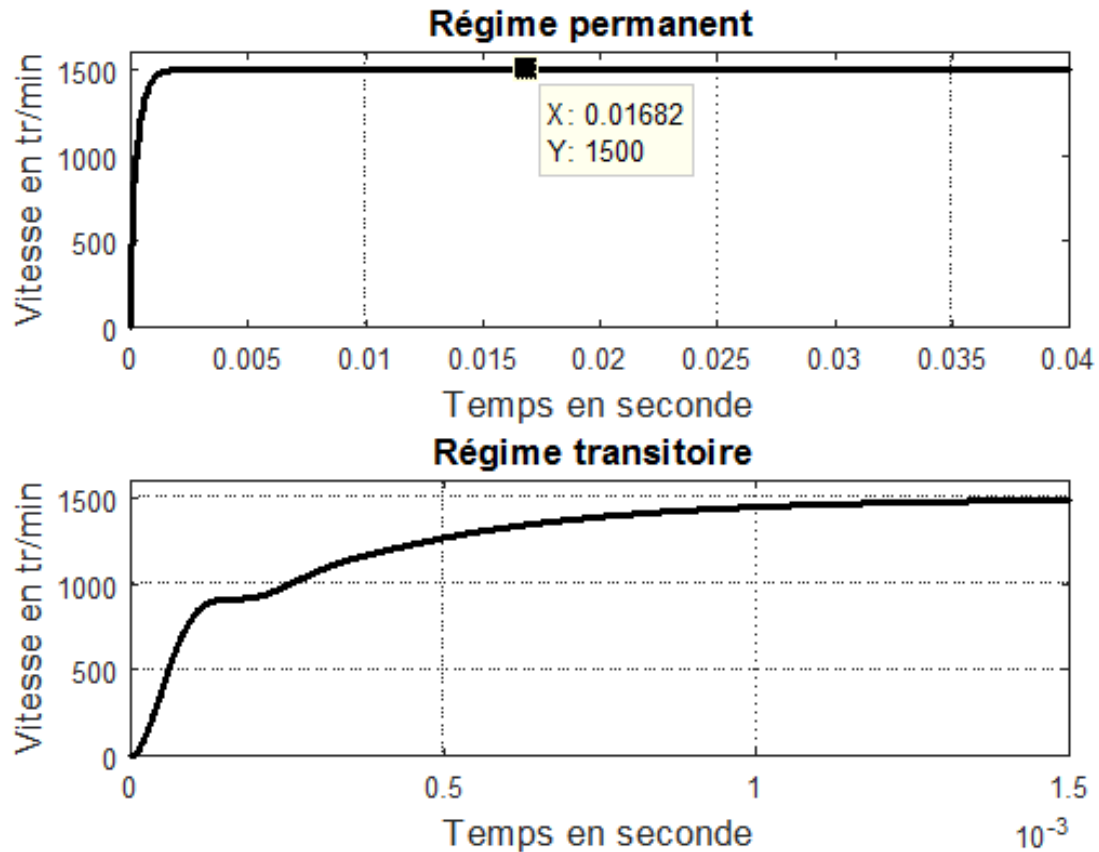


Figure 4.10 – Vitesse régulée pour un fonctionnement nominal

Le temps de réponse de la vitesse pour atteindre le référence de 1500 $N.m$ est de 1 ms . La réponse du couple et celle de la vitesse sont rapides. Toutes fois une comparaison avec les autres travaux pourrait faire ressortir la rapidité de la commande MPC.

- Pour $N_p = 10$, $N_c = 2$ et $r_w = 0,05$

L'horizon de prédiction est augmenté à $N_p = 10$ et les deux autres paramètres sont maintenus à la valeur précédente. La figure 4.11 présente la réponse du couple.

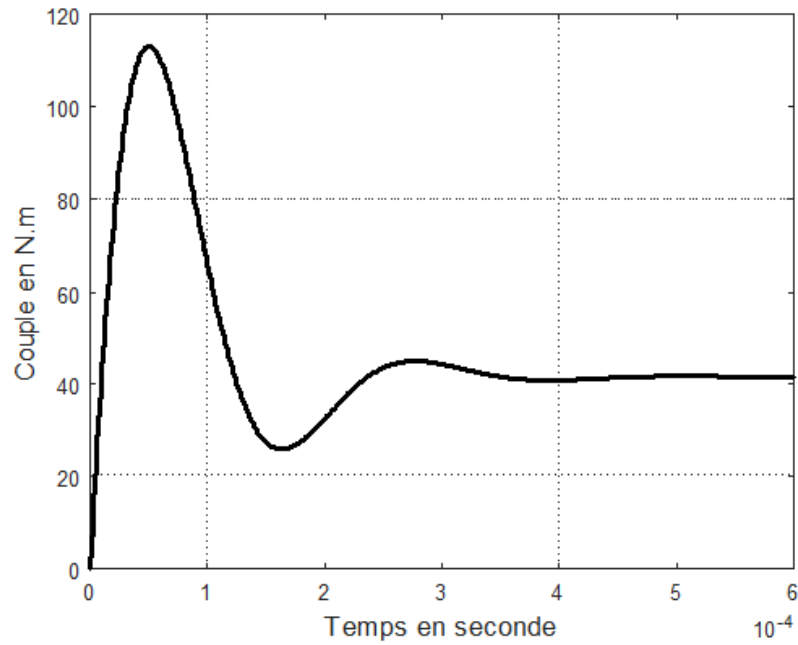


Figure 4.11 – Couple réglé pour un fonctionnement nominal

Cette réponse du couple est la même que dans le cas où $N_p = 3$. Par contre la réponse de la vitesse s'est améliorée de $0,5 \text{ ms}$ (voir figure 4.12).

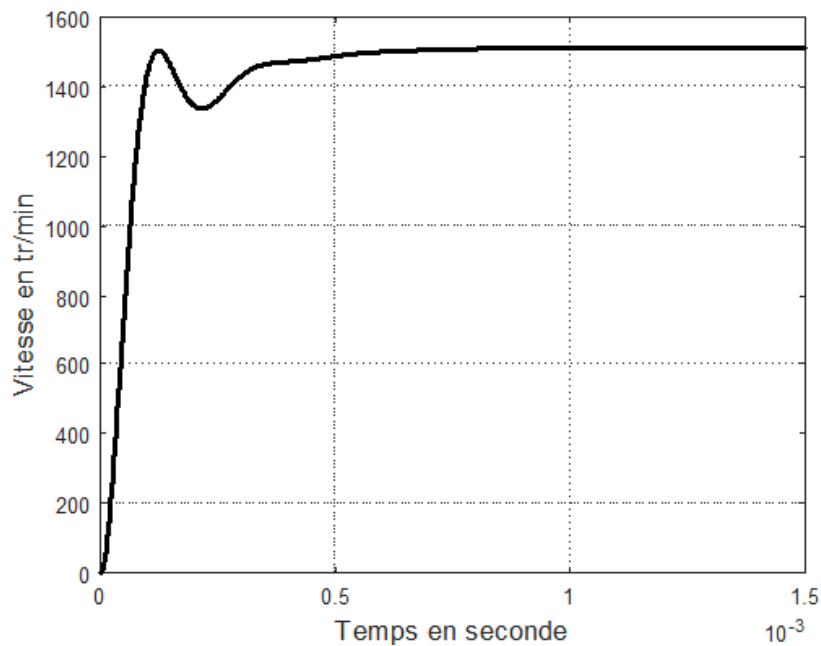


Figure 4.12 – Vitesse réglée pour un fonctionnement nominal

4.2.2 Pour un fonctionnement à $1060,7 \text{ tr/min}$

Ce fonctionnement correspond à un couple de 50% du nominal soit $20,669 \text{ N.m}$ (Cette valeur de $1060,7 \text{ tr/min}$ de la vitesse correspondant à un couple de 50% du couple nominal a été trouvée par essai et erreur dans la simulation.). La même procédure est suivie pour la commande MPC.

- Pour $N_p = 3$, $N_c = 2$ et $r_w = 0.05$

Les paramètres de la commande MPC sont maintenus à $N_p = 3$, $N_c = 2$ et $r_w = 0.05$. Les figures 4.13 et 4.14 présentent respectivement la réponse du couple et celle de la vitesse. .

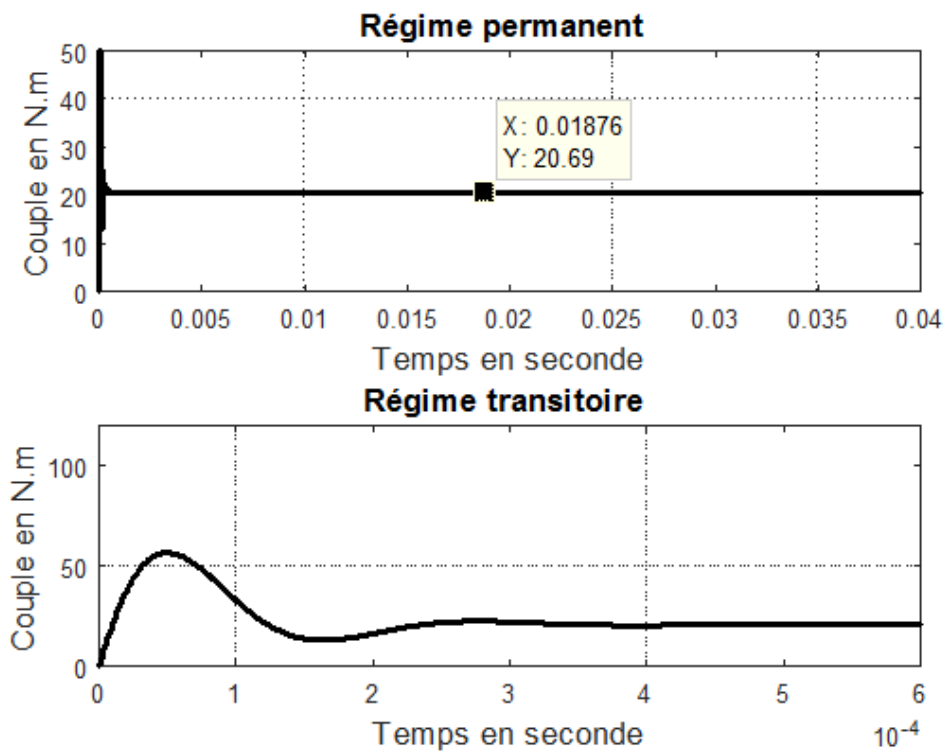


Figure 4.13 – Couple régulé pour une vitesse de $1060,7 \text{ tr/min}$

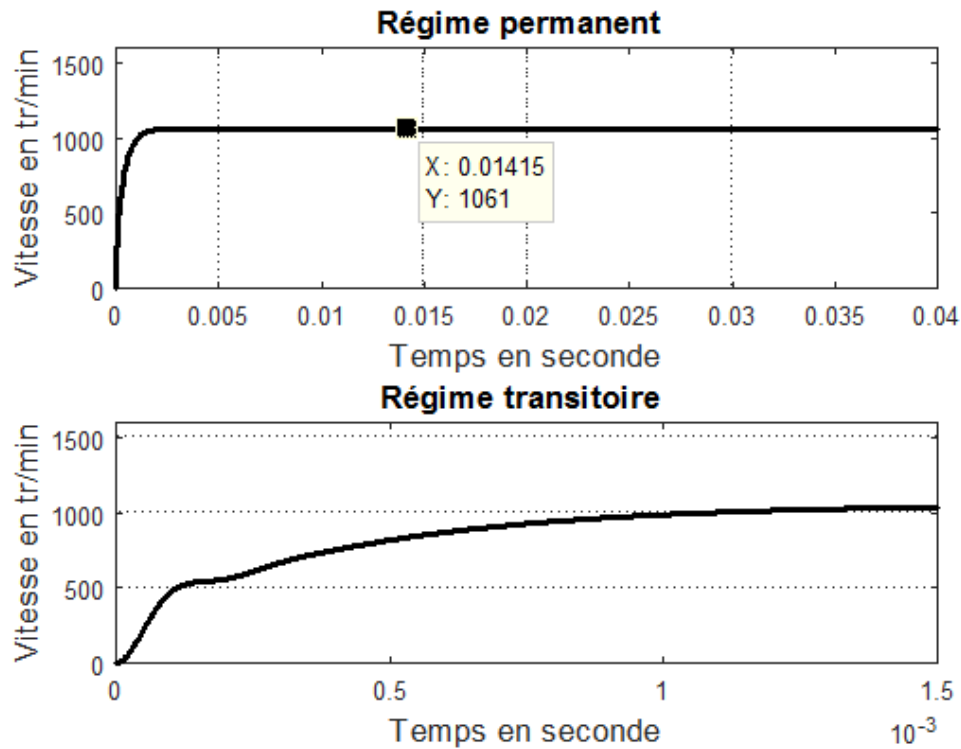


Figure 4.14 – Vitesse régulée pour une vitesse de $1060,7 \text{ tr/min}$

Le temps de réponse du couple pour une référence de $20,669 \text{ N.m}$ est de $0,28 \text{ ms}$ et celui de la vitesse pour une référence de $1060,7 \text{ tr/min}$ est aussi $0,8 \text{ ms}$. Ces temps sont meilleurs par rapport à ceux de fonctionnement nominal. Toute fois, un bon paramétrage de la commande MPC peut nous garantir un meilleur temps de réponse.

- Pour $N_p = 12$, $N_c = 4$ et $r_w = 0.05$

La figure 4.15 présente la réponse du couple.

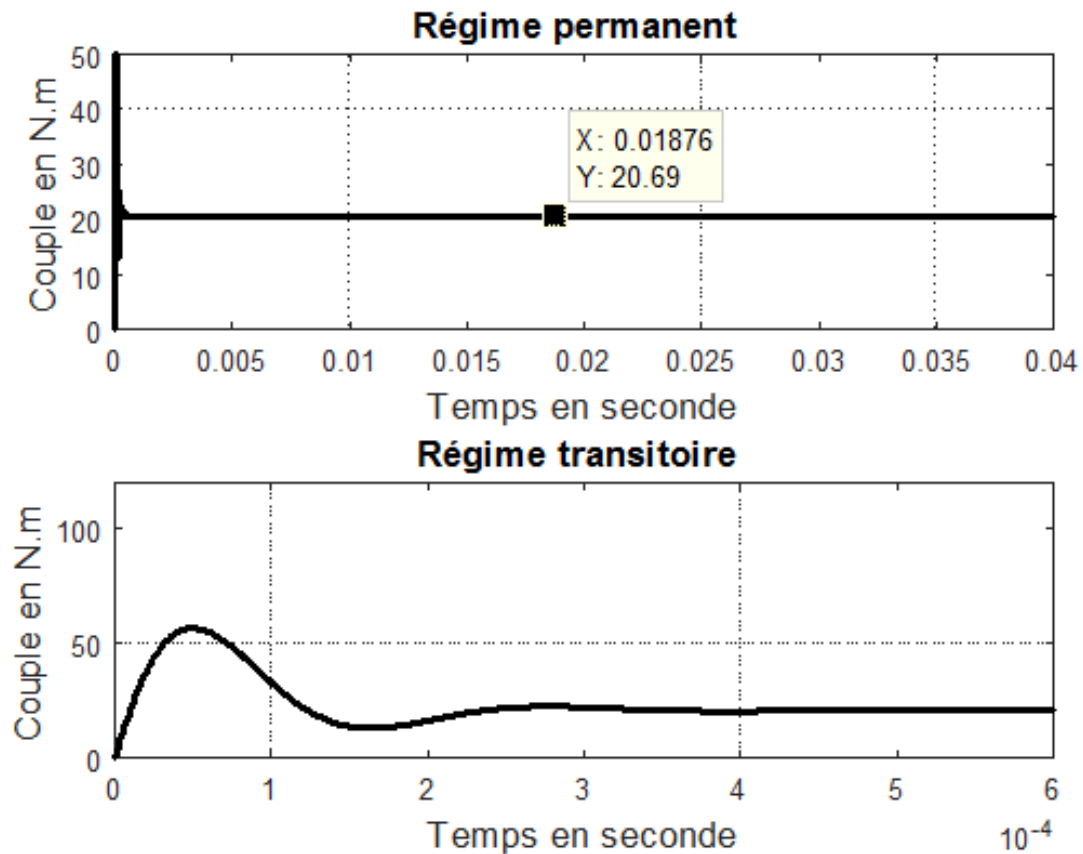


Figure 4.15 – Couple réglé à $1060,7 \text{ tr/min}$ et $N_p = 12$ et $N_c = 4$

Le temps de réponse du couple est de 0.28 ms . Cette réponse est obtenue après plusieurs essais de simulation principalement pour le choix de N_p et N_c garantissant un bon temps de réponse. Le couple et la vitesse réglés dans les deux cas de fonctionnement présente un régime permanent sans ondulation. Une comparaison avec les autres auteurs est indispensable afin d’apprécier ce travail.

4.2.3 Analyse et comparaison

La réponse du couple obtenue est liée au bon paramétrage de la commande MPC. Le couple et la vitesse de la machine sont sans ondulation. Ce résultat est obtenu par Sweta Belliwali et al. [14] (Figure 4.16).

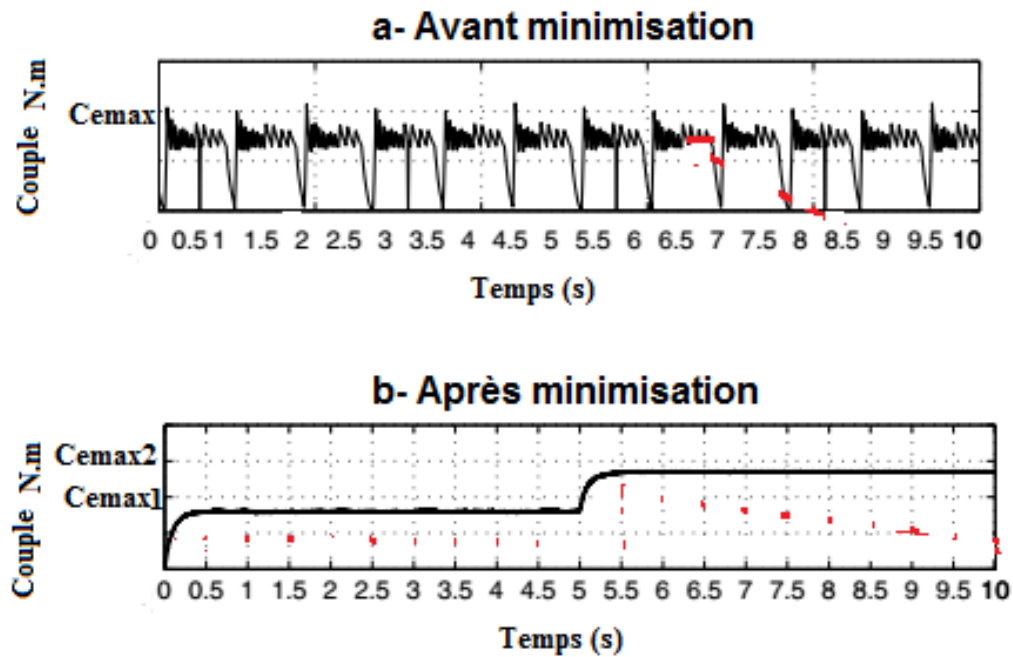


Figure 4.16 – Résultat avant et après minimisation

La charge entraînée par le moteur est aussi une pompe centrifuge comme le cas dans ce document. Les ondulations sont réduites jusqu'à zéro pour cent après un temps de réponse de 0,5 s. Tous les éléments de comparaison sont présentés dans le tableau 4.2 :

Tableau 4.2 – Comparaison avec les travaux de Sweta Belliwali et al.

	Travaux de Sweta Belliwali et al.	Nos travaux
Charge	variable	variable
Taux d'ondulation	0 %	0 %
Temps de réponse	0,5 s	0,28 ms ($N_p = 12$)

D'après le 4.2, la commande MPC est plus rapide en terme de temps de réponse que le système de commande utilisé par Sweta Belliwali et al..

Les travaux utilisant un convertisseur supplémentaire en plus du pont asymétrique ont donné un couple et une vitesse sans ondulation. Ces travaux sont effectués dans [17, 18, 19, 20]. La charge est une pompe centrifuge comme le cas dans ce document. La méthode consiste à faire varier la tension à l'entrée du pont asymétrique en utilisant un convertisseur

supplémentaire de type SEPIC ou à cellule de commutation canonique. Le résultat est présenté à la figure 4.17 :

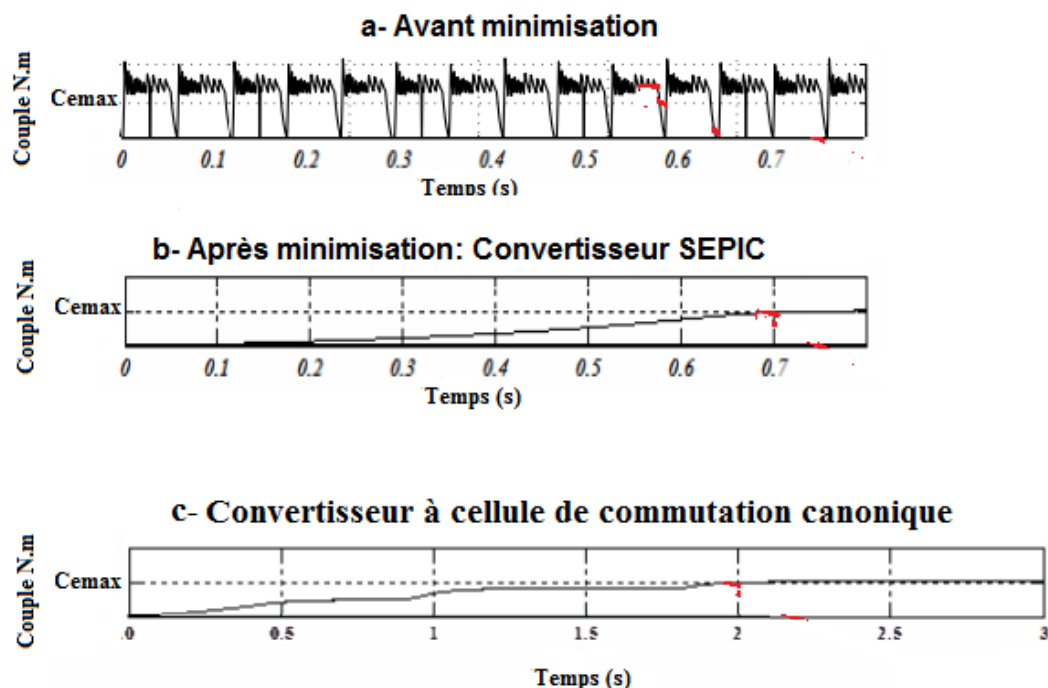


Figure 4.17 – Résultat avant et après minimisation

Tous les éléments de comparaison sont présentés dans le tableau 4.3 :

Tableau 4.3 – Comparaison avec les travaux de Singh et al.

	Travaux de Singh et al.	Nos travaux
Charge	variable	variable
Taux d'ondulation	0 %	0 %
Temps de réponse	0,7 s (SEPIC) 2 s (Autres)	0,28 ms ($Np = 12$) 0,35 ms ($Np = 3$)
Coût du système	Augmentation	Réduction
Encombrement	Avec encombrement	Sans encombrement

D'après le tableau 4.3, nous avons un système qui réagit plus vite que celui de Singh et al.. L'utilisation d'un convertisseur supplémentaire augmente non seulement le coût du système de pompage mais aussi l'encombrement. L'objectif est d'avoir un système sans ondulation à

moindre coût. La commande MPC a été utilisée dans ce travail en lieu et place du convertisseur supplémentaire pour atteindre cet objectif. Les résultats dans ce travail sont comparables avec un coût réduit et sans encombrement.

En somme, un bon paramétrage de la commande MPC peut garantir une minimisation jusqu'à zéro pour cent des ondulations du couple des MRV.

Conclusion générale

Ce travail a été effectué dans le cadre de la minimisation des ondulations du couple d'un moteur à réluctance variable pour une application de pompage électrique. Différentes méthodes de minimisation ont été présentées dans le premier chapitre. La méthode utilisée dans ce travail est développée dans le deuxième chapitre. Elle a consisté à l'utilisation de la commande MPC pour contrôler le couple produit par le MRV. La commande MPC élabore le couple de référence du MRV suivant l'horizon de prédiction afin de minimiser les courants réels du stator. Le troisième chapitre a servi à développer cette commande MPC. Les analyses et les résultats de simulation ont été présentés dans le quatrième chapitre. La méthode utilisée est fiable, robuste et efficace car le comportement du système peut être modifié en agissant sur les paramètres de la commande MPC.

Il serait intéressant d'envisager les perspectives suivantes pour les futurs travaux :

- une simulation Hardware In the Loop (HIL) du système.
- une intégration du système pour une alimentation photovoltaïque au fil du soleil ;
- une validation expérimentale du système ;

Références Bibliographiques

- [1] Aicha ZNIDI Said CHNIBA et Emna BOUAZIZI. Etude d'une installation de pompage solaire à moteur à courant continu. *2ème conférence Internationale des énergies renouvelables CIER, Vol.3*, pages 116–122, 2014.
- [2] Abdelmalek Mokeddem et al. Test and analysis of a photovoltaic dc-motor pumping system. *ICTON-MW*, pages 1–7, 2007.
- [3] B. Brahmaiah Ch.Venkateswra rao et S.S.Tulasiram. Pvg based smart energy modeling for agricultural sector. *International Journal of Electrical Engineering and Technology, Volume 4, Issue 2*, pages 1–9, March - April 2013.
- [4] Ahmed M. Kassem and Ali M.Yousef. Fuzzy-logic based self-tuning pi controller for high-performance vector controlled induction motor fed by pv-generator. *Journal of Engineering Sciences, Assiut University, Vol. 40, No. 4*, page 1.13, 2012.
- [5] Bhim Singh et Rajan Kumar. Solar photovoltaic array fed water pump driven by brushless dc motor using landsman converter. *IET Renewable Power Generation*, pages 1–11, 2015.
- [6] Loïc Quéval et al. Photovoltaic motors review, comparison and switched reluctance motor prototype. *Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pages 1–8, December 2015.

- [7] David G. Dorell et al. Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles. *Energy Conversion Congress and Exposition ECCE, Atlanta, GA*, pages 3352–3359, 2010.
- [8] S. Jebarani Evangeline et al. Minimization of torque ripple in switched reluctance motor drive : A review. *Advanced Electrical and Electronics Engineering, LNEE 87*, pages 287–294, 2011.
- [9] A. MOUSSI A. BETKA. Rendement maximisé d'un moteur asynchrone alimenté par une source photovoltaïque. *Larhyss Journal, ISSN 1112-3680, no 02*, pages 1–10, Juin 2003.
- [10] JEAN GUILHEM. Les moteurs électriques. *GUIDE D'ACHAT*, Avril 2014.
- [11] Samia M. Mahmoud et al. Studying different types of power converters fed switched reluctance motor. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering Vol. 1, No. 4*, pages 281–290, December 2013.
- [12] R. ArulRaj et al. A closed loop speed control of a switched reluctance motor with a new converter topology. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Volume 11, Issue 1*, pages 2320–3331, Jan. ? Feb 2016.
- [13] Amissa Arifin et al. State of the art of switched reluctance generator, energy and power engineering. *EEE*, pages 1–12, 2012.
- [14] Sweta Belliwali et al. Mathematical modelling and simulation of directly coupled pv water pumping system employing switched reluctance motor. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, India*, pages 1–5, 2011.
- [15] Dan Ilea. *Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 25 Octobre 2011.
- [16] A. S. Oshaba et al. Speed control of switched reluctance motor fed by pv system using ant colony optimization algorithm. *WSEAS Transactions on Power Systems, Volume 9*, pages 376–387, 2014.

- [17] L. Quéval et al. Photovoltaic switched reluctance motor modeling and simulation. *978-1-4799-7993-6/15 IEEE*, 2015.
- [18] Singh S. and Anjaneer Kumar Mishra. Performance of solar photovoltaic array fed water pumping system utilizing switched reluctance motor. *International Journal of Engineering, Science and Technology, Joint International Conference, Vol. 7*, pages 1–9, 2015.
- [19] Singh S. and Anjaneer Kumar Mishra. Canonical switching cell converter fed srm drive for spy array based water pumping. *978-9-3805-4416-8/15 IEEE*, 2015.
- [20] Singh S. et al. Solar powered water pumping system employing switched reluctance motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications, 0093-9994 (c)*, 2016.
- [21] Jin Ye et al. An offline torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion, 0885-8969*, 2015.
- [22] STELLA K. and NISHA G. K. State of the art of switched reluctance motor for torque ripple minimization. *International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering, Volume-2, Issue-12*, December 2014.
- [23] S. K. Sahoo S. K. Panda and J. X. Xu. A lyapunov function-based robust direct torque controller for a switched reluctance motor drive system. *IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 27, no. 2*, pages 555–564, February 2012.
- [24] P. Srinivas and P. V. N. Prasad. Torque ripple minimization of 4 phase 8/6 switched reluctance motor drive with direct instantaneous torque control. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics : Volume 3, Number 4*, pages 488–497, 2011.
- [25] Saman Abbasian. Simulation and testing of a switched reluctance motor by matlab /simulink and dspace, 2013. Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.

- [26] V. Vasan P. al. A comparative study of operating angle optimization of switched reluctance motor with robust speedcontroller using pso and ga. *J Electr Eng Technol*, 2015.
- [27] Hamid Ehsan Akhter at al. Determination of optimum switching angles for speed control of switched reluctance motor drive system. *Indian Journal of Engineering & Materials Sciences*, Vol. 11, pages 151–168, 2004.
- [28] Antonio Loria et al. A novel pid-based control approach for switched-reluctance motors. *51st IEEE Conference on Decision and Control*, pages 1–8, December 10-13 2012.
- [29] R. A. Gupta Rajesh Kumar S. K. Bishnoi. Modeling and control of nonlinear switched reluctance motor drive. *Journal of Electrical Engineering*, 2011.
- [30] Radim Visinka. 3-phase switched reluctance sensorless motor control using a 56f80x, 56f8100 or 56f8300 device. *Freescale Semiconductor*, Rev. 2, February 2005.
- [31] S. R. MOUSAVI-AGHDAM. A new method to reduce torque ripple in switched reluctance motor using fuzzy sliding mode. *Iranian Journal of Fuzzy Systems Vol. 9, No. 1*, pages 1–12, 2012.
- [32] Shun-Chung Wang and Yi-Hwa Liu. A modified pi-like fuzzy logic controller for switched reluctance motor drives. *EEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 58, no 5, pages 1–14, May 2011.
- [33] Dr. E. V. C. Sekhara Rao. Torque ripple minimization of a switched reluctance motor using fuzzy logic control. *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, Volume : 3 Issue : 7, pages 1–8, July 2015.
- [34] K. Radha Rani et al. Comparative study of speed control of 6/4 switched reluctance motor using hybrid fuzzy logic controller. *IJCTA*, Vol.8, No.1, pages 1–11, Jan-June 2015.
- [35] J. Villegas et al. Model predictive control of a switched reluctance machine using discrete space vector modulation. *978-1-4244-6392-3/10 IEEE*, 2010.

- [36] Mohamed A. Aboungem et al. Steady-state analysis of 6/4 switched reluctance motor using matlab/simulink environment. *Proc. of the Intl. Conf. on Advances in Computer Science and Electronics Engineering, CSEE*, 2014.
- [37] Cristina Nicoleta STOICA. *Robustification des lois de commande prédictives multivariables*. PhD thesis, PhD thesis, Ecole Doctorale, Université de Paris-Sud, 11, 09 Décembre 2008.
- [38] BELAHMAR Ishak and HAMACHE Djawad. Commande prédictive d'un dispositif upfc équipant une ligne ht d'un réseau électrique, Juin 2011. Mémoire de Magister, ENP Alger.
- [39] Saida Flila. *Identification optimale et commande prédictive : applications en génie des procédés*. PhD thesis, Ecole Doctorale, Université Claude Bernard Lyon 1, Février 2010.
- [40] Liuping Wang. Model predictive control system design and implementation using matlab. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2009.
- [41] Boumaza hamza. Commande prédictive approximante, 21 November 2013. Mémoire de Magister, Université Constantine 1.
- [42] H. Le-Huy and P. Brunelle. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. *31st Annual Conference of IEEE*, pages 1556–1561, November 2005.

 Linéarisation du modèle de MRV

Nous pouvons linéariser le modèle de MRV en considérant deux positions du rotor [42]. La figure A.1 présente les deux positions du rotor considérées.

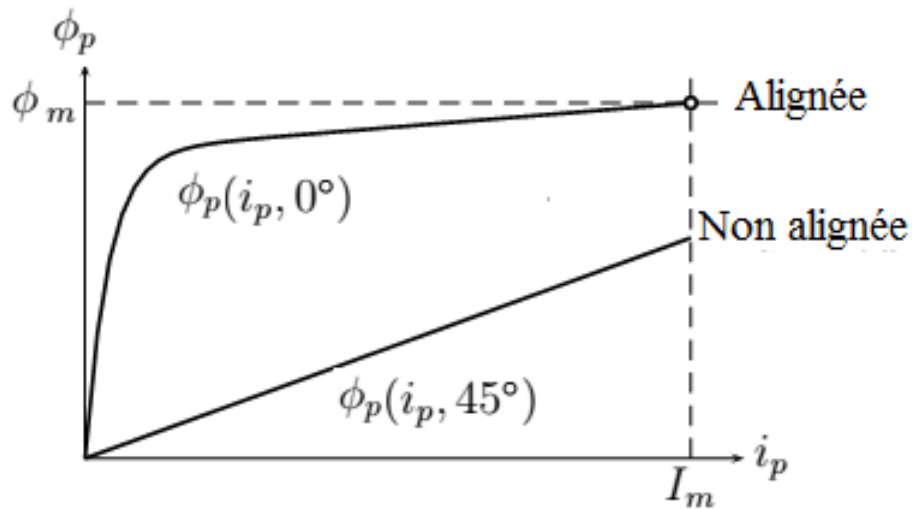


Figure A.1 – Flux pour deux positions du rotor

- Position alignée

Dans cette position $\theta = 0^\circ$ et le flux est une fonction non linéaire :

$$\phi_p(i_p, 0^\circ) = L_{dsat}i_p + A(1 - e^{-Bi_p}) \quad (\text{A.1})$$

Où L_{dsat} désigne l'inductance de saturation, A et B des constantes telles que

$$A = \phi_m - L_{dsat}I_m \quad (\text{A.2})$$

et

$$B = (L_d - L_{dsat})/(\phi_m - L_{dsat}I_m) \quad (\text{A.3})$$

où L_d est l'inductance en position alignée, I_m est le courant maximal de phase correspondant au flux maximal de fuite ϕ_m

– Position non alignée

Dans cette position $\theta = 45^\circ$ et le flux est une fonction linéaire dépendant du courant i_p du stator et de l'inductance L_q en position non alignée.

$$\phi_p(i_p, 45^\circ) = L_q i_q \quad (\text{A.4})$$

Les courbes d'aimantation pour les positions intermédiaires sont obtenues par interpolation entre les deux courbes extrêmes. Nous avons :

$$f(\theta_p) = \begin{cases} 128\theta_p^3/\pi^3 - 48\theta_p^2/\pi^2 + 1 & \text{si } \theta_p \in [0, \pi/4] \\ f(\pi/2 - \theta_p) & \text{si } \theta_p \in [\pi/4, \pi/2] \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Le flux peut être donc réévalué selon l'équation (A.6)

$$\phi_p(i_p, \theta_p) = L_q i_q + [L_{dsat} i_q + A(1 - e^{-B i_p}) - L_q i_q] f(\theta_p) \quad (\text{A.6})$$

et le couple électromagnétique est donné par l'équation (A.7)

$$T_{e,p}(i_p, \theta_p) = \left[\frac{L_{dsat} - L_q}{2} i_q^2 + A i_q - \frac{A}{B} (1 - e^{-B i_p}) \right] f'(\theta_p) \quad (\text{A.7})$$

Les paramètres du point maximal sont présentés dans le tableau A.1 :

Tableau A.1 – Paramètres du point maximal

Grandeurs	Valeurs
I_m	450 A
θ_m	15 degré
ϕ_m	0.468 Wb

Le script matlab permettant de calculer les différentes constantes de l'équation (3.17) est donné par :

$$\begin{aligned} pphi_m &= 0.468; I_m = 450; Thetam = 15; \\ Nr &= 4; Ld = 23.62e - 3; Ldsat = 0.15e - 3; Lq = 0.67e - 3; \\ R &= 0.72; J = 0.05; f = 0.02; wm = 1500; k = 0.1; \\ A &= pphi_m - Ldsat * I_m; \\ B &= (Ld - Ldsat) / (pphi_m - Ldsat * I_m); \\ f &= (2 * Nr^3 / pi^3) * Thetam^3 - (2 * Nr^2 / pi^2) * Thetam^2 + 1; \\ df &= (6 * Nr^3 / pi^3) * Thetam^2 - (6 * Nr^2 / pi^2) * Thetam; \\ a &= Lq + f * (Ldsat - Lq); \\ b &= Lq * I_m + (Ldsat * I_m + A - Lq * I_m) * df; \\ Cemax &= ((Ldsat - Lq) * I_m^2 / 2 + A * I_m - A / B) * df; \end{aligned}$$