

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique
Centre de Développement des Énergies Renouvelables

Mémoire de projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Commande prédictive d'un moteur asynchrone alimenté par un
onduleur triphasé – Validation sur banc d'essai

Abdeldjalil BENSLIMANE

Sous la direction de **Dr. Tarek Benhacine** et **Dr. Ali DALI**

Présenté et soutenu publiquement le (29/06/2025)

Composition du jury :

Président :	Pr. Abdelhafid HELLAL	ENP
Promoteur :	Dr. Tarek Benhacine	CDER
Co-Promoteur :	Dr. Ali DALI	CDER
Examineur :	Pr. Mohand-Oulhadj MAHMOUDI	ENP

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique
Centre de Développement des Énergies Renouvelables

Mémoire de projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Commande prédictive d'un moteur asynchrone alimenté par un
onduleur triphasé – Validation sur banc d'essai

Abdeldjalil BENSLIMANE

Sous la direction de **Dr. Tarek Benhacine** et **Dr. Ali DALI**

Présenté et soutenu publiquement le (29/06/2025)

Composition du jury :

Président :	Pr. Abdelhafid HELLAL	ENP
Promoteur :	Dr. Tarek Benhacine	CDER
Co-Promoteur :	Dr. Ali DALI	CDER
Examineur :	Pr. Mohand-Oulhadj MAHMOUDI	ENP

مُلخّص

تُعَدُّ محوّلات الإلكترونيات القدرة عنصراً أساسياً في أنظمة تحويل الطاقة، حيث تضمن الربط الفعّال بين مصادر الطاقة والآلات الكهربائية من خلال تكييف القدرة بما يتوافق مع متطلباتها التشغيلية. يهدف هذا المشروع إلى تطوير وتنفيذ استراتيجية تحكم متقدمة موجهة إلى محرك غير متزامن ثلاثي الأطوار، يتم تغذيته بواسطة مبدّل تيار. تعتمد المنهجية المقترحة على نموذج دقيق للمنظومة المُتَحَكِّم فيها باستخدام بيئة MATLAB/Simulink. تليها مرحلة تحقق تجريبية على منصة اختبار فعلية، وذلك من أجل تقييم فعالية أداء الخوارزمية المقترحة. يُشكّل الهدف الرئيسي من هذا العمل في تحسين الاستجابة الديناميكية للنظام وضمان تحكم دقيق وفعال من كل من العزم والسرعة.

الكلمات المفتاحية: التحكم التنبئي النموذجي (MPC) – المعالج الرقمي للإشارة DSP Ti F28335 – المحرك غير المتزامن (IM) – MATLAB/Simulink – مبدّل التيار (Inverter).

Abstract

Power electronics converters provide an essential interface between energy sources and electric machines by adapting the power to their specific needs. This final year project aims to develop and implement an advanced control technique for a three-phase asynchronous motor powered by an inverter. After a modeling and simulation phase using MATLAB/Simulink, the control strategy will be tested and experimentally validated on a real test bench. The objective is to optimize the dynamic performance of the motor while ensuring precise control of torque and speed.

Keywords : MPC - DSP Ti F28335 - IM Machine - Simulink/Matlab - Inverter.

Résumé

Les convertisseurs d'électronique de puissance assurent une interface indispensable entre les sources d'énergie et les machines électriques, en adaptant la puissance à leurs besoins spécifiques. Ce projet de fin d'étude vise à développer et implémenter une technique de commande avancée, pour un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur. Après une phase de modélisation et de simulation sous MATLAB/Simulink, la commande sera testée et validée expérimentalement sur un banc d'essai réel. L'objectif est d'optimiser les performances dynamiques du moteur tout en assurant un contrôle précis du couple et de la vitesse.

Mots clés : MPC- DSP Ti F28335 - Machine Asynchrone - Simulink/Matlab - Onduleur.

Dédicaces

*Je dédie ce travail à mon grand-père, **Habib Benslimane**
qu'Allah lui accorde Sa miséricorde et l'élève en dignité parmi les
croyants.*

À celui qui m'a transmis, par son exemple silencieux, les valeurs d'effort, de droiture et de patience.

À celui dont les conseils, les prières et les enseignements continuent de guider mes pas, même en son absence.

Ce mémoire est le fruit d'un parcours qu'il a contribué à tracer par ses paroles, ses sacrifices et sa sagesse.

À mes parents,

Pour votre amour inconditionnel, vos sacrifices et votre soutien sans faille.

À mes amis,

Pour les moments partagés, les conseils, et votre bienveillance.

À tous ceux,

qui de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce projet.

Avec toute ma gratitude.

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Je remercie tout particulièrement mon encadrant, **Dr. Tarek Benhacine**, pour sa disponibilité, ses conseils avisés, et son accompagnement rigoureux tout au long de ce projet.

Je remercie également **Dr. Ali Dali**, pour son co-encadrement attentif, sa bienveillance et ses remarques constructives.

Je tiens à remercier l'ensemble des enseignants, chercheurs et personnels de l'**École Nationale Polytechnique** ainsi que du **Centre de Développement des Énergies Renouvelables (CDER)** pour leur encadrement et leur appui logistique.

Je remercie sincèrement les membres du jury **Pr. A HELLAL** et **Pr. MO MAHMOUDI** pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Mes remerciements vont aussi à mes camarades, collègues de stage (**M. Amayas Zourdani** et **M. Amine Akezouh**).

Enfin, je remercie du fond du cœur ma famille pour son soutien moral indéfectible, son amour et sa patience tout au long de mon parcours universitaire.

Abdeldjalil BENSLIMANE

Table des matières

Liste des tableaux

Table des figures

Liste des acronymes

Introduction générale	13
1 État de l’art	14
1.1 Introduction	14
1.2 Introduction aux machines électriques asynchrones	14
1.2.1 Modélisation de la machines asynchrones MAS	15
1.2.1.1 Modèle dynamique	15
1.2.1.2 Mise en équations	16
1.2.1.3 Transformations Triphasé-biphasé	18
1.3 Modélisation d’un onduleur triphasé à deux niveaux	22
1.3.1 Tensions de sortie d’un onduleur	22
1.3.2 Techniques de modulation pour onduleurs	24
1.3.2.1 Modulation en largeur d’impulsion (MLI)	24
1.3.2.2 Modulation vectorielle de largeur d’impulsion (SVM)	25
1.4 Commande prédictive à base de modèle (MPC)	27
1.4.1 Principe de base du MPC	27
1.4.2 Avantages et Inconvénients de la commande prédictive à base de modèle	28
1.4.3 Classifications du MPC	29
1.4.3.1 Continuous Control Set MPC (CCS-MPC)	29
1.4.3.2 Finite Control Set MPC (FCS-MPC)	30

1.5	Conclusion	30
2	Commande prédictive de courant à base de modèle MPCC	31
2.1	Introduction	31
2.2	Modélisation de la charge RL	31
2.3	Commande Prédictive de Courant à base de modèle (MPCC)	32
2.3.1	Modèle de prédiction en temps discret	33
2.3.2	Fonction de coût	33
2.3.3	Algorithme de la stratégie de commande	34
2.4	Implémentation dans MATLAB/Simulink	35
2.4.1	Résultats de simulation	36
2.4.2	Interprétation et discussion des résultats	41
2.5	Implémentation sur la carte TMS320F28335	42
2.5.1	Carte TMS320F28335	42
2.5.2	Banc d'essais	43
2.5.2.1	Carte de mesure (USM-3IV)	45
2.5.2.2	Onduleur triphasé SPM-VFD	45
2.5.3	Schéma Simulink de la commande MPCC sur la carte F28335	46
2.5.4	Résultats expérimentaux	47
2.5.4.1	Courants triphasés mesurés	48
2.5.4.2	Tensions entre phases	49
2.5.5	Interprétation et discussion des résultats	50
2.6	Conclusion	51
3	Commande prédictive de couple à base de modèle MPTC	52
3.1	Introduction	52
3.2	Commande Prédictive de Couple à base de modèle (MPTC)	52
3.2.1	Modèle de prédiction en temps discret	53
3.2.2	Fonction de coût	53
3.2.3	Algorithme de la stratégie de commande	55
3.3	Implémentation dans MATLAB/Simulink	56
3.3.1	Résultats de simulation	56

3.3.1.1	Résultats pour $T_s = 200 \mu s$ (5 kHz)	57
3.3.1.2	Résultats pour $T_s = 66,66 \mu s$ (15 kHz)	60
3.3.1.3	Résultats pour $T_s = 10 \mu s$ (100 kHz)	61
3.3.2	Interprétation et discussion des résultats	62
3.4	Implémentation sur la carte F28335	63
3.4.1	Banc d'essais	63
3.4.2	Schéma Simulink de la commande MPTC sur la carte F28335	64
3.4.3	Résultats expérimentaux	64
3.4.4	Interprétation et discussion des résultats	65
3.5	Conclusion	66
Conclusion générale		67
Bibliographie		69
Annexes		72
Annexe A : Schémas Simulink Charge RL		72
Annexe B : Schémas Simulink Charge Moteur		78
Annexe C : Paramètres		81

Liste des tableaux

1.1	Vecteurs de tension en fonction des états de commutation	26
2.1	Paramètres du système simulé	35
2.2	Conditions de simulation dans Simulink	35
2.3	Comparaison du THD pour différentes valeurs de T_s et de courant de référence .	42
2.4	Caractéristiques principales du DSP F28335	43
2.5	Description des éléments du banc d'essai	44
2.6	Échelles de sortie de la carte de mesure USM-3IV selon le connecteur	45
2.7	Caractéristiques principales de l'onduleur triphasé SPM-VFD	46
2.8	Paramètres de simulation Simulink	46
2.9	Résumé des effets de T_s et I^* sur les performances de la commande MPCC . . .	51
3.1	Paramètres de la machine asynchrone et de la simulation	56
3.2	Évolution du THD du courant statorique en fonction du pas d'échantillonnage T_s	62
3.3	Description des éléments du banc d'essai	63
3.4	Paramètres de simulation Simulink	64
0.5	Paramètres de la machine asynchrone et conditions de test	81

Table des figures

1.1	Machine Asynchrone MAS	14
1.2	Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques	16
1.3	Passage du système triphasé au système biphasé.	18
1.4	Modélisation de la MAS dans le repère de PARK	19
1.5	Schéma électrique d'un onduleur triphasé	22
1.6	Fonctionnement d'un bras d'onduleur	23
1.7	La comparaison entre forme modulant et porteuse	24
1.8	Représentation vectorielle de la tension dans le plan $\alpha\beta$	26
1.9	Principe de l'horizon glissant	28
2.1	Schéma électrique d'une charge RL alimentée par un onduleur triphasé	31
2.2	Schéma fonctionnel de la commande prédictive de courant (MPCC)	34
2.3	Évolution temporelle de la fonction de coût pendant la simulation de la commande MPC	36
2.4	Forme du courant triphasé dans la charge	36
2.5	Forme du courant i_a dans la charge	37
2.6	Forme des courants α et β dans la charge ainsi que leurs références	37
2.7	Forme d'onde de la tension u_{ab} appliquée à la charge RL	37
2.8	Les signaux logiques de commutation	38
2.9	Forme du courant i_a dans la charge	38
2.10	Forme d'onde de la tension u_{ab} appliquée à la charge RL	38
2.11	Les signaux logiques de commutation	39
2.12	Forme du courant i_a dans la charge	39
2.13	Forme d'onde de la tension u_{ab} appliquée à la charge RL	39
2.14	Les signaux logiques de commutation	40

2.15	Forme du courant i_a dans la charge	40
2.16	Forme d'onde de la tension u_{ab} appliquée à la charge RL	40
2.17	Les signaux logiques de commutation	41
2.18	Carte Ti F28335	42
2.19	Banc d'essais	43
2.20	Carte de mesure	45
2.21	Onduleur triphasé à deux niveaux	46
2.22	Banc d'essais	47
2.23	Comportement du courant dans la charge RL (2ms/1div et 0.5A/1div).	48
2.24	Comportement du courant dans la charge RL (2ms/1div et 0.5A/1div).	48
2.25	Courants mesurés.	49
2.26	Évolution des tensions entre phases v_{ac} pour différents cas de T_s et I^*	49
2.27	Évolution des signaux de commande S_A, S_B, S_C pour différents cas de fréquence de commutation et intensité de référence.	50
3.1	Schéma fonctionnel de la commande prédictive de couple (MPTC)	55
3.2	Plaque signalétique du moteur asynchrone	56
3.3	Courant de phase A de la machine asynchrone.	57
3.4	Évolution du couple électromagnétique (T_e), du couple de référence (T_e^*) et du couple résistant (T_L) au cours du temps.	57
3.5	Couple électromagnétique : zoom sur les oscillations (ripple) à 5 kHz.	58
3.6	Vitesse de référence et vitesse mesurée de la machine.	58
3.7	Flux statorique estimé de la machine.	59
3.8	Zoom sur l'évolution du flux statorique estimé	59
3.9	Tension entre les phases A et B de la machine.	60
3.10	Zoom sur le couple électromagnétique.	60
3.11	Zoom sur le flux statorique estimé.	61
3.12	Zoom sur le couple électromagnétique.	61
3.13	Zoom sur le flux statorique estimé.	62
3.14	Banc d'essai MPTC	63
3.15	Courants de phase i_a, i_b, i_c sous commande MPTC avec $T_s = 100 \mu s$ avec $Vitesse^* = 350 Tr/min$	64

3.16 Signaux de commande S_a, S_b, S_c générés par la commande MPTC.	65
0.17 MPCC - Schéma global du modèle Simulink	72
0.18 Schéma global de la commande prédictive MPCC sous <i>Simulink</i>	73
0.19 Schéma de transformation $\alpha\text{--}\beta$ (version 2)	73
0.20 Modèle de charge RL dans l'environnement Simulink	74
0.21 Bloc de calcul de la fonction de coût	74
0.22 Modèle de l'onduleur triphasé	74
0.23 Bloc de prédiction des variables	75
0.24 Prédiction et sélection de la tension optimale V_i	75
0.25 Bloc de prédiction du courant	75
0.26 Schéma de simulation complet (page 1)	76
0.27 Mesure de la tension V_{DC} et des tensions AC	76
0.28 Choix de la tension V_i selon la minimisation du coût	77
0.29 MPTC - Schéma global du modèle Simulink	78
0.30 Schéma Simulink de la commande MPTC sur la carte F28335	78
0.31 Modèle Simulink de la machine asynchrone	79
0.32 Bloc de prédiction	79
0.33 Estimateur de flux statorique et rotorique	80

Liste des acronymes

- **MAS** : Machine Asynchrone
- **MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsion
- **SVM** : Modulation Vectorielle (Space Vector Modulation)
- **DC** : Courant Continu (Direct Current)
- **AC** : Courant Alternatif (Alternating Current)
- **MPC** : Commande Prédicative Modélisée (Model Predictive Control)
- **PID** : Correcteur Proportionnel–Intégral–Dérivatif
- **FCS-MPC** : Commande Prédicative à Ensemble Fini
- **GPC** : Commande Prédicative Généralisée
- **MPCC** : Commande Prédicative de Courant
- **MPTC** : Commande Prédicative de Couple
- **TI** : Texas Instruments
- **RMS** : Valeur Efficace (Root Mean Square)
- **ODE** : Équation Différentielle Ordinaire
- **CCS** : Code Composer Studio
- **CPU** : Unité Centrale de Traitement
- **USB** : Bus Série Universel
- **JTAG** : Interface de Test Conjointe
- **DSP** : Processeur de Signal Numérique
- **GPIO** : Entrée/Sortie Générale
- **ADC** : Convertisseur Analogique-Numérique
- **EPWM** : Modulation de Largeur d'Impulsion Améliorée
- **CAN** : Réseau de Contrôleurs
- **SCI** : Interface de Communication Série
- **SPI** : Interface Périphérique Série
- **RAM** : Mémoire Vive
- **BNC** : Connecteur coaxial (Bayonet Neill–Concelman)
- **dSPACE** : Système de prototypage et acquisition temps réel
- **IDC** : Connecteur à Déplacement d'Isolant
- **IGBT** : Transistor Bipolaire à Grille Isolée
- **PI** : Correcteur Proportionnel–Intégral
- **THD** : Taux de Distorsion Harmonique
- **WB** : Weber (Unité de flux magnétique)
- **MRAS** : Système Adaptatif à Modèle de Référence
- **RNN** : Réseau de Neurones Récurrent
- **FOC** : Commande Vectorielle Orientée Champ (Field Oriented Control)

Introduction générale

De nos jours, l'industrie repose largement sur l'utilisation des entraînements à base de machines asynchrones, notamment dans des procédés complexes et nécessitant une grande précision. La complexité croissante de ces systèmes a conduit à la recherche de stratégies de commande plus robustes que les approches classiques telles que la commande scalaire V/f ou la commande vectorielle (FOC).

Au cours des années récentes, une stratégie de commande prédictive avancée, appelée Model Predictive Control (MPC), a été développée, offrant des performances remarquables et de nombreux avantages.

Dans le cadre de ce projet de fin d'études, notre objectif principal est d'implémenter cette commande MPC sur une carte DSP robuste et économique, telle que la TI F28335, en alternative à des solutions plus coûteuses comme DSPACE.

Dans un premier temps, la commande sera testée sur une charge triphasée de type RL afin d'évaluer ses performances et sa faisabilité sur la plateforme matérielle choisie. Par la suite, nous viserons l'objectif principal du projet, à savoir l'implémentation de la commande prédictive de couple (MPTC) pour un moteur asynchrone de petite puissance (1,1 kW).

Ce travail est structuré en trois chapitres principaux :

Chapitre 1 : État de l'art.

Chapitre 2 : Commande prédictive de courant à base de modèle MPCC.

Chapitre 3 : Commande prédictive de couple à base de modèle MPTC.

La méthodologie adoptée est essentielle pour atteindre efficacement les objectifs de ce projet de fin d'études.

Chapitre 1

État de l'art

1.1 Introduction

Ce chapitre s'intéresse à trois éléments clés de la chaîne de conversion électromécanique. Il débute par la modélisation de la machine asynchrone triphasée, largement utilisée dans l'industrie pour sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre. Ensuite, il aborde la modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux, dispositif indispensable pour générer des tensions alternatives à partir d'une source continue, en s'appuyant sur des techniques de modulation telles que la MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion) et la SVM (Space Vector Modulation). Enfin, une synthèse de l'état de l'art sur la commande prédictive à base de modèle (Model Predictive Control - MPC) est présentée, en soulignant ses avantages en matière de performances dynamiques, de gestion des contraintes et d'optimisation du comportement du système.

1.2 Introduction aux machines électriques asynchrones

La machine asynchrone, également appelée moteur à induction, est l'un des moteurs électriques les plus utilisés dans l'industrie grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction, et son faible coût de maintenance. Elle joue un rôle clé dans de nombreuses applications industrielles telles que les pompes, ventilateurs, compresseurs, convoyeurs et entraînements divers.

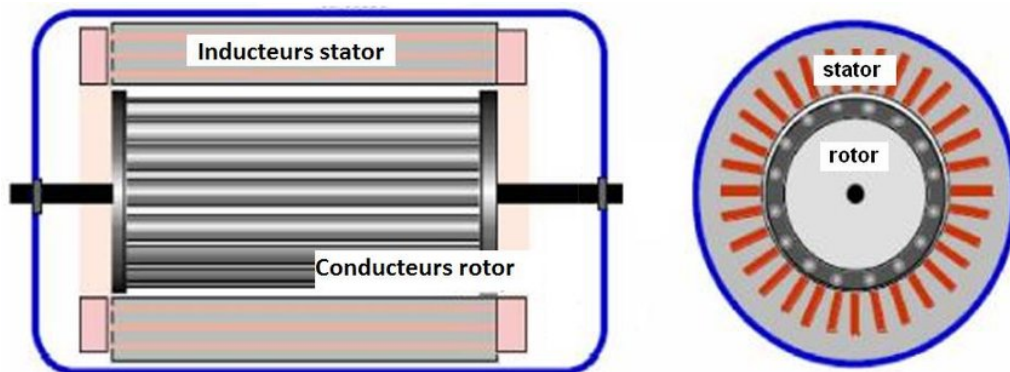


FIGURE 1.1 – Machine Asynchrone MAS

Le fonctionnement de la machine asynchrone repose sur le principe de l'induction élec-

tromagnétique. En effet, le stator, alimenté par un courant alternatif triphasé, crée un champ magnétique tournant qui induit un courant dans le rotor, sans contact électrique direct. Ce courant induit génère à son tour un champ magnétique rotorique qui interagit avec celui du stator, produisant ainsi un couple mécanique.

Le terme « **asynchrone** » provient du fait que le rotor tourne à une vitesse différente (inférieure) de la vitesse de synchronisme du champ tournant du stator. Cette différence de vitesse, appelée glissement g [1] :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (1.1)$$

Où :

- N_s : Vitesse synchrone.
- N : Vitesse de rotor.

$$N_s = \frac{60 * f}{p} \quad (1.2)$$

Où :

- f : la fréquence 50 ou 60HZ.
- p : Nombre de paires de pôles.

Grâce à son architecture simple et sa robustesse, la machine asynchrone est devenue la référence pour de nombreuses applications industrielles, mais aussi pour les systèmes modernes d'entraînement à vitesse variable via des variateurs électroniques, permettant un contrôle précis du couple et de la vitesse.

Dans ce contexte, une modélisation précise de la machine asynchrone est essentielle pour comprendre son comportement électromagnétique, développer des algorithmes de commande efficaces et optimiser ses performances énergétiques.

La machine asynchrone est modélisée en admettant les hypothèses suivantes [2] [1] :

- On suppose que l'entrefer reste constant et que la machine est symétrique.
- On suppose que les circuits magnétiques ne sont pas saturés et suffisamment feuilletés pour minimiser les pertes de fer.
- On suppose que la distribution spatiale des forces magnétomotrices est sinusoïdale le long de l'entrefer.
- On suppose que le rotor à cage est décrit par un enroulement triphasé équilibré.
- Les sections des conducteurs présentent une densité uniforme du courant.

1.2.1 Modélisation de la machines asynchrones MAS

1.2.1.1 Modèle dynamique

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil étudié dans notre cas est une machine triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques est donnée [1] :

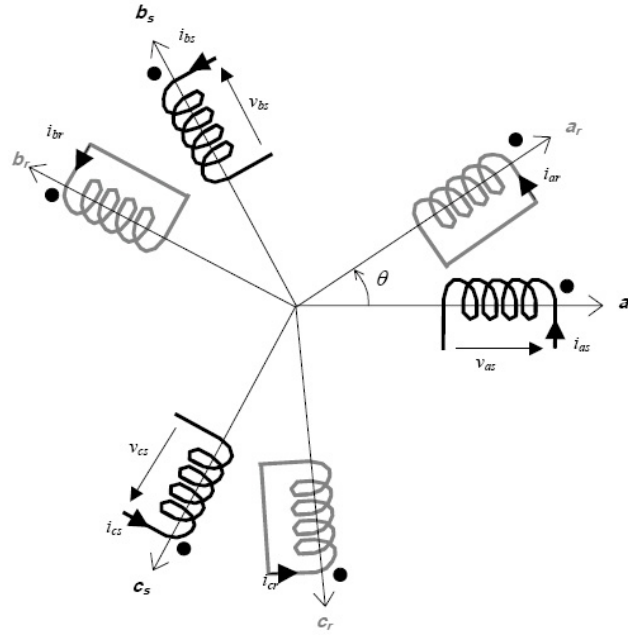


FIGURE 1.2 – Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques

La représentation des enroulements des trois phases statoriques as , bs , cs et des trois phases rotoriques ar , br , cr dans l'espace est présentée dans 1.2. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes, l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique est égal à θ .

1.2.1.2 Mise en équations

Soient les tensions, courants et flux triphasés du stator et du rotor exprimés en notation vectorielle [2] [1] :

$$\mathbf{v}_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{sabc} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad \psi_{sabc} = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

et :

$$\mathbf{v}_{rabc} = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{rabc} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad \psi_{rabc} = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$[v_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d[\psi_{sabc}]}{dt} \quad (1.5)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles donc :

$$[v_{rabc}] = [R_s] [i_{rabc}] + \frac{d[\psi_{rabc}]}{dt} = [0] \quad (1.6)$$

Où :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

et :

$$R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

R_s : Résistance par phase du stator.

R_r : Résistance par phase du rotor.

Les équations des flux s'écrivent :

Pour le stator :

$$[\psi_{sabc}] = [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (1.9)$$

Où :

$$L_s = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

l_s : Inductance statorique par phase.

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

Pour le rotor :

$$[\psi_{rabc}] = [L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \quad (1.11)$$

Où :

$$L_r = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

l_r : Inductance rotorique par phase.

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (1.13)$$

M_{sr} : Matrice des inductances mutuelles.

$$M_{sr} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

m_{sr} : Valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'équation mécanique s'écrit : L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$j \cdot \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - f_r \cdot \Omega \quad (1.15)$$

T_{em} : Couple électromagnétique.

T_r : Couple résistant.

j : Moment d'inertie.

f_r : Coefficient de frottement.

Ω : Vitesse mécanique.

ω : Vitesse électrique.

Où :

$$\omega = p.\Omega \quad (1.16)$$

1.2.1.3 Transformations Triphasé-biphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$. Il existe principalement trois transformations : Concordia, Clarke et Park [3] [2] [1].

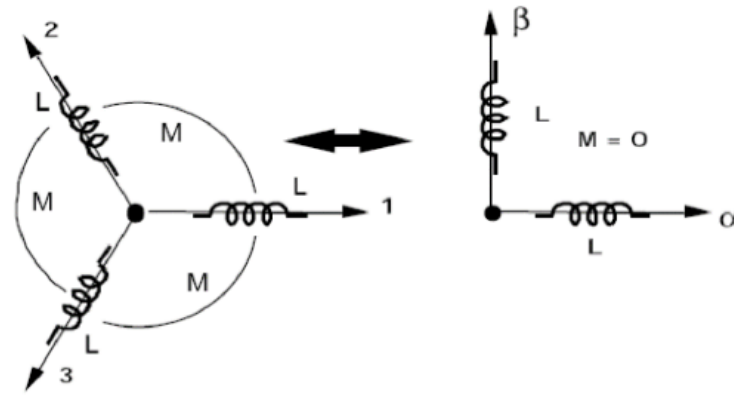


FIGURE 1.3 – Passage du système triphasé au système biphasé.

Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est une transformation normalisée de façon énergétique. Cela signifie qu'elle conserve la puissance instantanée [2].

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

De même la transformation inverse est obtenue par la matrice inverse T_{23} :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Transformation de Clark

La transformation de Clarke est une transformation qui conserve les amplitudes des grandeurs électriques, mais elle ne préserve ni la puissance instantanée ni le couple électromagnétique [1].

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Avec :

$$T_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

De même la transformation inverse est obtenue par la matrice inverse T_{23} :

$$T_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Transformation de Park

La transformation de Park consiste en une conversion des grandeurs triphasées en grandeurs biphasées, suivie d'une rotation du repère. Elle permet de passer du repère fixe (a, b, c) au repère tournant (d, q) . Cette transformation est appliquée aussi bien aux grandeurs statoriques qu'aux grandeurs rotoriques. Son principal intérêt réside dans la simplification des équations de la machine, ce qui facilite l'élaboration de modèles plus compacts et plus adaptés au contrôle vectoriel [2].

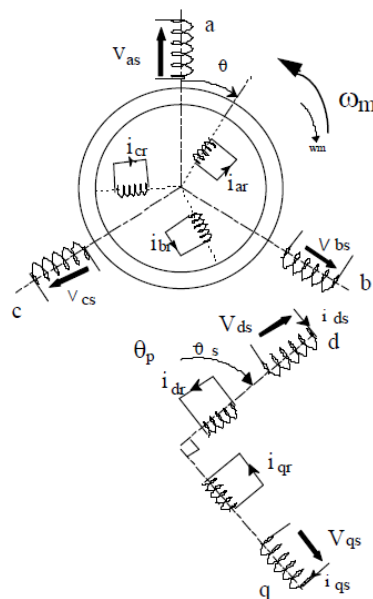


FIGURE 1.4 – Modélisation de la MAS dans le repère de PARK

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de PARK $P(\theta)$ [2] [4].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Avec :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

La seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, Ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

De même la transformation inverse est obtenue par la matrice inverse $P(\theta)^{-1}$:

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Dans le repère de PARK (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_k = d\theta_k/dt$, les équations 1.6, 1.5, 1.9 et 1.11 s'écrivent [5] :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_k \psi_{qs} & \omega_k &= \frac{d}{dt} \theta_k \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_k \psi_{ds} & \omega &= \frac{d}{dt} \theta \end{aligned} \quad (1.29)$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_k - \omega) \psi_{dr} \end{aligned} \quad (1.30)$$

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - m_s \\ L_r &= l_r - m_r \\ L_m &= \frac{3}{2} m_{sr} \end{aligned} \quad (1.32)$$

L_s : Inductances cyclique statorique.
 L_r : Inductances cyclique rotorique.
 L_m : Inductances cyclique mutuelle.

Le couple électromagnétique devient [6] :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (1.33)$$

Dans le but de simplifier l'expression et l'analyse du modèle de la machine asynchrone, les équations issues de la transformation de Park seront présentées sous forme complexe. Cette représentation permet de regrouper les composantes directes et quadrature en une seule expression, ce qui facilite la manipulation mathématique et rend le modèle plus compact et lisible [7].

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= V_{ds} + jV_{qs} \\ \bar{I}_s &= i_{ds} + j i_{qs} \\ \bar{\psi}_s &= \psi_{ds} + j \psi_{qs} \end{aligned} \quad (1.34)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_s \quad (1.35)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_r \quad (1.36)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} (\bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s) \quad (1.37)$$

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{\psi}_r &= L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \end{aligned} \quad (1.38)$$

Pour élaborer une stratégie de commande appropriée, il est nécessaire d'exprimer les équations de la machine en fonction des variables d'état. Les vecteurs du courant statorique et du flux rotorique sont alors sélectionnés comme variables d'état [8]. Le choix du courant statorique s'explique par le fait qu'il s'agit d'une grandeur mesurable, contrairement au courant rotorique. Ainsi, conformément aux travaux de ..., il est possible de formuler les équations équivalentes qui décrivent la dynamique du stator et du rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [7] [8] :

$$\bar{i}_s + \tau_\sigma \frac{d\bar{i}_s}{dt} = -j\omega_k \tau_\sigma \bar{i}_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \bar{\psi}_r + \frac{V_s}{R_\sigma} \quad (1.39)$$

$$\bar{\psi}_r + \tau_r \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = -j(\omega_k - \omega) \tau_r \bar{\psi}_r + L_m \bar{i}_s \quad (1.40)$$

Ces équations seront utilisées pour estimer les flux statorique et rotorique, ainsi que pour calculer les prédictions du courant statorique, du flux statorique et du couple électromagnétique, en utilisant leur forme adaptée en temps discret [9].

Avec :

$$\begin{aligned}
 \tau_s &= \frac{L_s}{R_s} \\
 \tau_r &= \frac{L_r}{R_r} \\
 \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \\
 k_r &= \frac{L_m}{L_r} \\
 k_s &= \frac{L_m}{L_s} \\
 R_\sigma &= R_s + R_r k_r^2 \\
 \tau_\sigma &= \frac{\sigma L_s}{R_\sigma}
 \end{aligned} \tag{1.41}$$

1.3 Modélisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Dans les systèmes d'électronique de puissance, l'onduleur triphasé à deux niveaux est largement utilisé pour alimenter des charges alternatifs telles que les moteurs électriques ou les charges RL. Ce convertisseur est utilisé pour créer des tensions alternatives triphasées à partir d'une source continue, tout en maintenant un contrôle précis de l'énergie transférée [10].

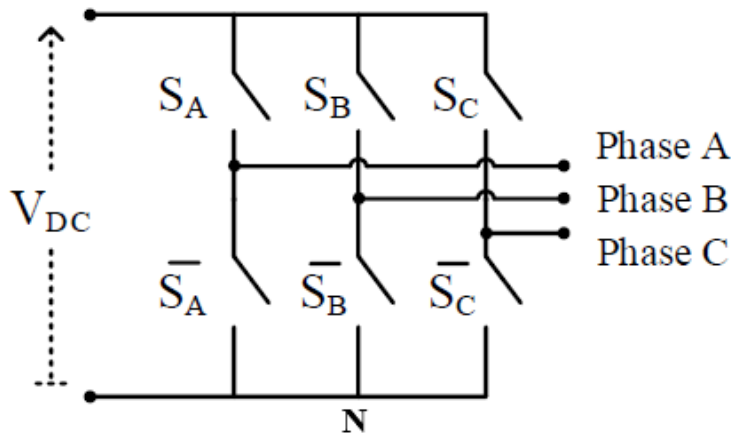


FIGURE 1.5 – Schéma électrique d'un onduleur triphasé

1.3.1 Tensions de sortie d'un onduleur

Un onduleur triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras, chacun étant commandé par deux interrupteurs supplémentaires. Chaque bras est représenté par une variable binaire **Si** ($i = A, B, C$) qui représente l'état de commutation [11].

Cet onduleur à deux entrées et trois sorties possède $2^3 = 8$ combinaisons possibles des états des interrupteurs qui sont (**PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP, NPN**) tout en évitant les courts-circuits de la tension continue Vdc [11].

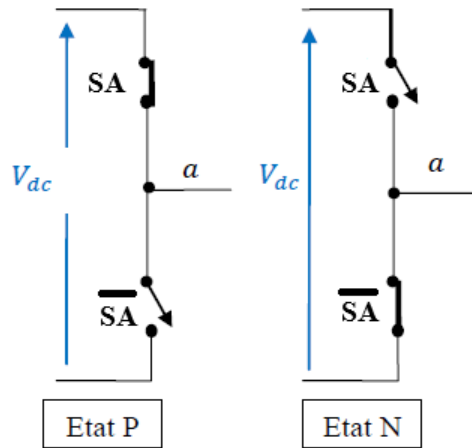


FIGURE 1.6 – Fonctionnement d'un bras d'onduleur

En se basant sur le schéma de la Figure 1.5 qui montre comment fonctionne un onduleur triphasé, il est possible d'exprimer les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue (N) par :

$$\begin{bmatrix} vaN \\ vbN \\ vcN \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SA \\ SB \\ SC \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (1.42)$$

Les tensions composées entre phases sont données par :

$$\begin{bmatrix} vab \\ vbc \\ vca \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} vaN - vbN \\ vbN - vcN \\ vcN - vaN \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, en utilisant les équations 1.42 et 1.43, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée (n) :

$$\begin{bmatrix} vab \\ vbc \\ vca \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} vaN - vbN \\ vbN - vcN \\ vcN - vaN \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SA - SB \\ SB - SC \\ SC - SA \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (1.44)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} van \\ vbn \\ vcn \end{bmatrix} = \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} vab - vca \\ vbc - vab \\ vca - vbc \end{bmatrix} = \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2SA - SB - SC \\ -SA + 2SB - SC \\ -SA - SB + 2SC \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (1.45)$$

Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source vxN peuvent prendre uniquement deux valeurs : V_{dc} et $0V$.

Les tensions composées vab , vbc , vca peuvent prendre trois valeurs : $-V_{dc}$, $0V$, V_{dc} .

Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge peuvent prendre cinq valeurs :

$$-\frac{2}{3}.V_{dc}, -\frac{1}{3}.V_{dc}, 0, \frac{1}{3}.V_{dc}, \frac{2}{3}.V_{dc}.$$

1.3.2 Techniques de modulation pour onduleurs

Pour garantir le bon fonctionnement des onduleurs, il est crucial de maîtriser les techniques de modulation, notamment en ce qui concerne la qualité de la tension de sortie et l'efficacité du transfert d'énergie.

Pour les onduleurs triphasés, diverses méthodes permettent de générer des signaux de commande adaptés aux interrupteurs de puissance, tout en préservant une synthèse précise de la forme d'onde désirée.

Parmi ces techniques, la modulation sinusoïdale par largeur d'impulsion (MLI sinus) constitue une solution simple et intuitive, tandis que la modulation vectorielle de l'espace (SVM) offre des performances supérieures en termes d'utilisation du bus continu et de qualité spectrale.

1.3.2.1 Modulation en largeur d'impulsion (MLI)

Afin d'obtenir les tensions de sortie triphasées en MLI, il est essentiel d'avoir les tensions références v_{ar} , v_{br} , v_{cr} , comme illustré dans cette figure :

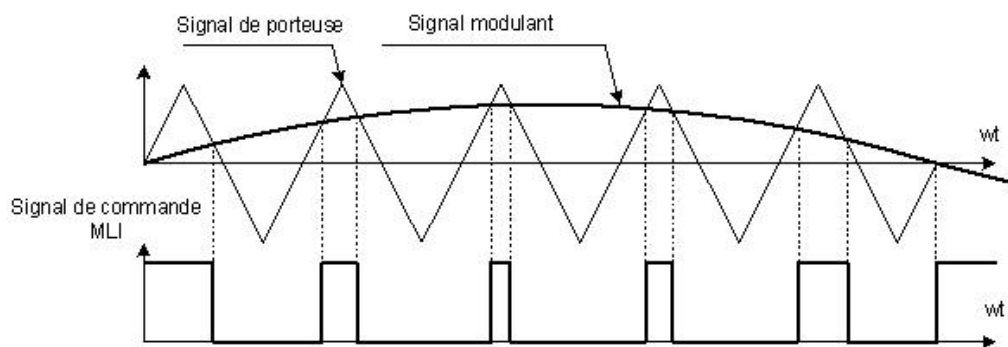


FIGURE 1.7 – La comparaison entre forme modulant et porteuse

La comparaison de chacune des trois références à la porteuse triangulaire v_p donne les signaux de commandes SA, SB et SC [12].

$$\text{Si } v_{ar} > v_p; \text{ SA} = 1$$

$$\text{Si } v_{br} > v_p; \text{ SB} = 1$$

$$\text{Si } v_{cr} > v_p; \text{ SC} = 1$$

Plusieurs paramètres clés, tels que la forme de la tension de sortie, sa fréquence, son amplitude et sa qualité harmonique, définissent la modulation sinusoïdale par largeur d'impulsion (MLI sinus). Voici les principaux paramètres [10] :

1. Coefficient de réglage r :

Coefficient de réglage mesure le rapport entre l'amplitude du signal de référence sinusoïdal

et celle du signal triangulaire (porteuse) [10] :

$$r = \frac{Vm}{Vp} \quad (1.46)$$

Où :

Vm : Amplitude du signal sinusoïdal de référence

Vp : Amplitude du signal triangulaire (porteuse)

- Zone linéaire : $ma \leq 1$: la sortie est proportionnelle à la référence.
- Zone de surmodulation : $ma > 1$: perte de linéarité, déformation du signal

2. Indice de modulation en amplitude ma :

L'indice de modulation en amplitude est défini comme le rapport entre la fréquence du signal triangulaire et celle du signal sinusoïdal [10] :

$$ma = \frac{fp}{fm} \quad (1.47)$$

Où :

fp : fréquence de la porteuse triangulaire.

fm : fréquence du signal de référence 50HZ.

Un indice élevé permet une meilleure résolution de la forme d'onde (réduction des harmoniques), mais augmente la fréquence de commutation et donc les pertes de commutation.

1.3.2.2 Modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM)

Cette technique repose sur la représentation vectorielle des tensions triphasées abc dans le plan $\alpha\beta$, obtenue à l'aide de la transformation de Clarke [13].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

En introduisant l'équation 1.45 dans cette matrice, on arrive à :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2SA & -SB & -SC \\ 0 & \sqrt{3}.SB & -\sqrt{3}.SC \end{bmatrix} \cdot Vdc \quad (1.49)$$

la tension V est définie de la manière suivante :

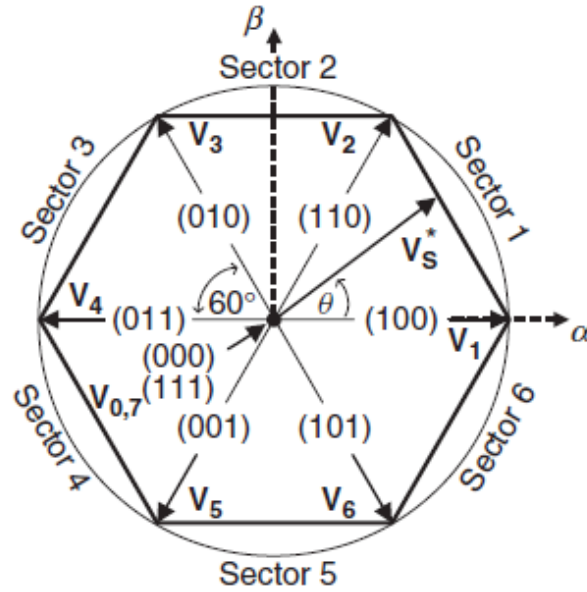
$$V = V_\alpha + jV_\beta \quad (1.50)$$

En appliquant les huit combinaisons possibles des états de commande des interrupteurs d'un onduleur triphasé, on obtient les vecteurs de tension correspondants regroupés dans le tableau ci-dessous [7] [14] :

TABLE 1.1 – Vecteurs de tension en fonction des états de commutation

S_a	S_b	S_c	$\mathbf{V}$
0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{V}_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{V}_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{V}_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{V}_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{V}_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{V}_7 = 0$

Ces vecteurs sont issus de la méthode SVM, qui permet de représenter les tensions de sortie de l'onduleur dans le plan complexe [5] [9].

FIGURE 1.8 – Représentation vectorielle de la tension dans le plan $\alpha\beta$

Comme indiqué dans le tableau 1.1, deux sont dits "nuls" (V_0 et V_7), car ils correspondent à des états où les trois phases sont connectées au même potentiel, ne générant ainsi aucune tension de ligne [7].

Les six autres vecteurs sont dits "actifs", car ils permettent de synthétiser la tension désirée dans le plan vectoriel en modulant leur durée d'activation. Ces vecteurs actifs sont disposés à intervalles réguliers de 60° dans le plan complexe et jouent un rôle central dans la génération du vecteur de tension de référence via la modulation vectorielle spatiale [7].

Il est possible de tracer graphiquement l'évolution du vecteur V dans le plan complexe $\alpha\beta$. L'analyse de cette représentation vectorielle est fondamentale pour la conception des stratégies

de commande avancées, telles que la commande prédictive ou la modulation vectorielle, et permet d'évaluer la qualité et la stabilité du signal généré.

Le fonctionnement de la modulation (SVM) repose sur plusieurs étapes clés. Tout d'abord, elle utilise le concept de vecteurs spatiaux, qui représentent les différents états des commutateurs de l'onduleur sous forme de combinaisons linéaires des tensions de phase. Ensuite, la SVM calcule un vecteur de référence correspondant à la tension triphasée désirée. Pour synthétiser ce vecteur, la méthode combine plusieurs vecteurs spatiaux en ajustant les rapports cycliques des commutateurs. Enfin, ces rapports cycliques servent à générer les signaux MLI qui pilotent les interrupteurs de l'onduleur, permettant ainsi une commande précise et efficace de la tension de sortie [11].

Pour un onduleur triphasé alimenté par une tension continue V_{dc} , la tension efficace ligne-ligne est donnée par :

$$U_{ph} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (1.51)$$

$$U_{ph} = 0.707 * V_{dc} \quad (1.52)$$

La modulation vectorielle de l'espace (SVM) permet une meilleure utilisation du bus continu par rapport à la MLI sinus classique. En effet, la SVM peut générer une tension fondamentale plus élevée, jusqu'à 15% de plus que la MLI.

1.4 Commande prédictive à base de modèle (MPC)

La commande prédictive à base de modèle (**Model Predictive Control MPC**) a été introduite dans les années 1960, principalement pour répondre aux besoins de régulation des procédés dans les industries pétrochimiques et chimiques [9] [15].

L'apparition de microprocesseurs capables de résoudre des problèmes d'optimisation multivariables en temps réel a favorisé son essor au cours des années 1980 [9].

De nos jours, les convertisseurs de puissance nécessitent des fréquences d'échantillonnage et de commande de l'ordre de quelques dizaines à plusieurs centaines de microsecondes [9] [16]. Étant donné que la commande prédictive à base de modèle requiert une capacité de calcul significativement plus importante qu'un régulateur PID conventionnel, son déploiement en électronique de puissance n'a été rendu possible qu'avec l'avènement de microprocesseurs modernes et performants. Ainsi, son adoption s'est généralisée à partir des années 2000 et le nombre de publications scientifiques traitant de ce sujet double approximativement tous les trois ans [9].

1.4.1 Principe de base du MPC

La **commande prédictive à base de modèle (MPC)** est une stratégie de contrôle avancée qui repose sur la prédiction de l'évolution future du système à partir d'un modèle mathématique. À chaque instant k , le contrôleur prédit les sorties futures $y(k+i|k)$ sur un *horizon de prédiction* allant de k à $k+N$, en utilisant les valeurs actuelles des états et des entrées. Parallèlement, il détermine la séquence optimale des commandes futures $u(k+i|k)$ sur

un *horizon de commande* plus court, noté N_u , afin de minimiser une fonction objectif [17] :

$$J = \sum_i^n \lambda_i |x_i^* - x_i^p| \quad (1.53)$$

- n : est le nombre de variables contrôlées
- x_i : est la variable contrôlée (elle n'apparaît pas dans la fonction, mais elle est mentionnée ici à titre indicatif)
- x_i^* : est la valeur de référence de la variable contrôlée
- x_i^p : est la valeur prédite de la variable contrôlée
- λ_i : est le facteur de pondération

tout en respectant les contraintes imposées sur les variables du système [16].

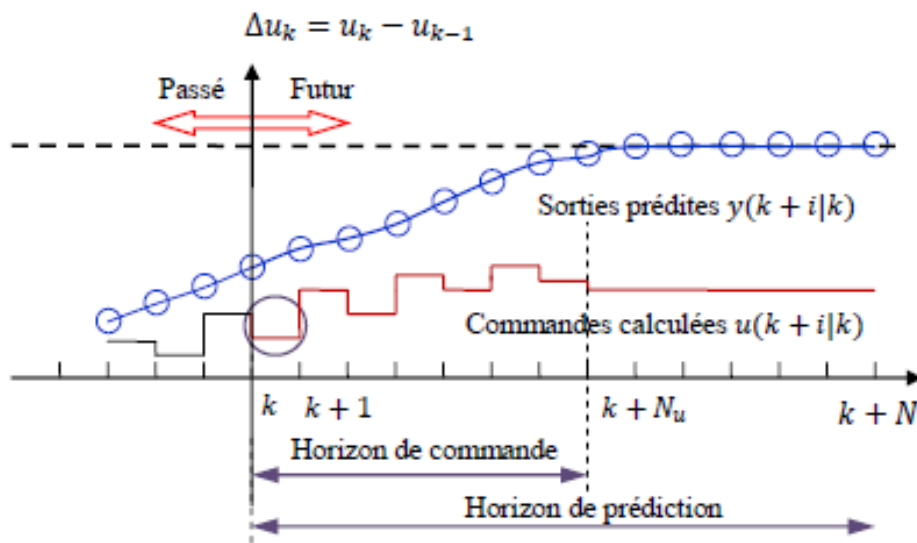


FIGURE 1.9 – Principe de l'horizon glissant

Seule la première commande de cette séquence est appliquée au système, puis à l'instant suivant ($k+1$), une nouvelle optimisation est effectuée en tenant compte des mesures actualisées, selon une approche dite d'*horizon glissant* (receding horizon control). Comme illustré dans la figure 1.9, cette méthode permet d'anticiper les comportements futurs du système, de réduire les écarts par rapport à la consigne, et d'assurer une transition progressive des commandes en maîtrisant les variations $\Delta u_k = u_k - u_{k-1}$. Ce principe rend la MPC particulièrement adaptée aux systèmes dynamiques nécessitant précision, réactivité et robustesse [18].

1.4.2 Avantages et Inconvénients de la commande prédictive à base de modèle

La commande prédictive à base de modèle présente de nombreux avantages, parmi lesquels [19] :

- Possibilité de **prendre en compte explicitement les contraintes** sur les variables contrôlées.
- Fournit une **compréhension intuitive et approfondie** du comportement du système, facilitant l'analyse et l'évaluation des performances.

- Garantit une **commande douce**, limitant les variations excessives des variables manipulées.
- Capacité d'**adaptation automatique** en cas de perturbations mesurables.
- Technique particulièrement adaptée aux **problèmes de suivi de trajectoire**, notamment lorsque la trajectoire est parfaitement connue et planifiée à l'avance, même en présence de contraintes.
- La **forme explicite de la solution** autorise une évaluation rapide de la fonction de coût, ce qui la rend adaptée aux systèmes nécessitant un calcul en temps réel.
- Contribue généralement à un **gain économique significatif** grâce à une gestion optimisée.

Toutefois, cette technique présente également certaines limites qu'il convient de prendre en considération [19] :

- Le principal inconvénient est le **temps de calcul élevé** nécessaire pour résoudre le problème d'optimisation en ligne. De ce fait, la MPC est surtout utilisée pour les procédés industriels lents, comme les procédés chimiques, où les longues périodes d'échantillonnage rendent l'application des méthodes numériques faisable.
- En général, il n'existe **aucune règle universelle** pour le choix des paramètres de réglage, ceux-ci sont souvent déterminés par des compromis empiriques fondés sur l'expérience.
- Cette méthode requiert une **modélisation précise et fidèle** du système, ce qui constitue un défi scientifique et technique important.

1.4.3 Classifications du MPC

Le MPC appliqué aux convertisseurs de puissance peut être classé en deux groupes principaux [16] :

- Continuous Control Set MPC (CCS-MPC).
- Commande prédictive à ensemble de commande fini (FCS-MPC).

1.4.3.1 Continuous Control Set MPC (CCS-MPC)

La stratégie CCS-MPC (Continuous Control Set Model Predictive Control) est basée sur l'utilisation des variables de commande continues, ce qui permet de résoudre le problème d'optimisation en ligne, le plus souvent par des méthodes de programmation quadratique ou en utilisant une commande prédictive généralisée (GPC). Une autre alternative consiste à calculer la solution hors ligne sous forme explicite, à l'aide de structures affines plus complexes (MPC explicite), afin de réduire la charge de calcul en temps réel [16].

Dans le cas de la commande continue, il est nécessaire d'employer un modulateur pour convertir la sortie continue du contrôleur prédictif en états de commutation, ce qui assure une fréquence de commutation fixe. Toutefois, le principal inconvénient du CCS-MPC réside dans la complexité du problème d'optimisation induite par les non-linéarités du modèle, rendant sa résolution en ligne difficile avec des plateformes matérielles numériques classiques [16].

1.4.3.2 Finite Control Set MPC (FCS-MPC)

La stratégie **FCS-MPC** (Finite Control Set Model Predictive Control) est basée sur l'utilisation des variables de commande discrètes, le temps de calcul est réduit en évaluant la fonction de coût pour un nombre fini d'états de commutation et en sélectionnant l'action de commande qui minimise cette fonction [16].

Cette approche présente plusieurs avantages [16] :

- Prend en compte la nature discrète du convertisseur de puissance.
- Offre une réponse dynamique rapide et de bonnes performances en régime permanent.
- Facile à appliquer aux systèmes multivariables.
- S'adapte à une large gamme d'applications de conversion et d'entraînement.
- Simple et pratique à mettre en œuvre.

Le développement d'un contrôle FCS-MPC suit les étapes ci-après [16] :

1. Collecter les signaux de retour nécessaires au modèle prédictif et au calcul des consignes.
2. Définir les valeurs de référence selon l'application, puis estimer leur évolution future.
3. Élaborer un modèle dynamique décrivant le comportement du système contrôlé.
4. **Discrétisation du modèle** : Transformer le modèle en une représentation discrète adaptée à la prédiction numérique.
5. Prédire les valeurs futures des grandeurs à contrôler pour chaque configuration de commutation possible.
6. Résoudre le problème d'optimisation en minimisant la fonction de coût afin de déterminer l'action de commande optimale.

1.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté les éléments fondamentaux nécessaires à la compréhension et à la mise en œuvre de la commande prédictive appliquée aux systèmes d'électronique de puissance.

On a tout d'abord exposé la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur à deux niveaux, qui constituent la base du système étudié. Ensuite, on a décrit les principales techniques de modulation permettant de contrôler efficacement l'onduleur. Enfin, un état de l'art a été réalisé pour situer la commande prédictive dans son contexte théorique et mettre en évidence ses avantages et ses limites.

Ce cadre théorique servira de support pour aborder dans le chapitre suivant, la conception et l'application de la commande prédictive de courant (MPCC) pour une charge inductive RL.

Chapitre 2

Commande prédictive de courant à base de modèle MPCC

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons l'étude d'un système composé d'une charge RL alimentée par un onduleur triphasé. Nous commençons par détailler la modélisation de l'ensemble du système, en mettant en évidence les équations électriques qui le régissent. Par la suite, nous décrivons le principe de fonctionnement, l'algorithme ainsi que l'architecture de la commande prédictive de courant à base de modèle (**Model Predictive Current Control – MPCC**). Enfin, nous mettons en œuvre la stratégie de commande proposée à l'aide de MATLAB/Simulink et procédons à l'analyse des résultats de simulation pour évaluer ses performances dynamiques et stationnaires. En complément, une implémentation pratique de cette commande est réalisée en utilisant la carte **Texas Instruments TMS320F28335**, afin de valider son fonctionnement en conditions réelles.

2.2 Modélisation de la charge RL

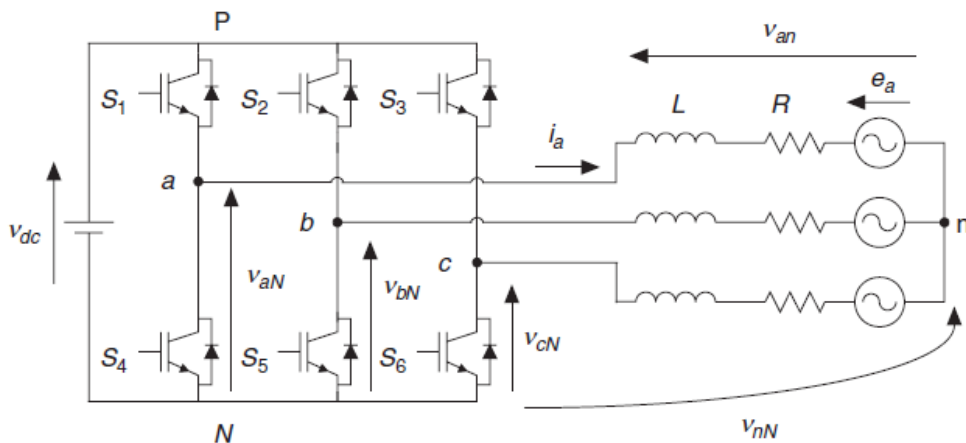


FIGURE 2.1 – Schéma électrique d'une charge RL alimentée par un onduleur triphasé

Afin d'analyser le comportement dynamique du système et d'appliquer la commande prédictive, il est nécessaire d'établir les équations électriques qui régissent le fonctionnement de la charge RL. D'après la figure ci dessus[7].

Les équations différentielles qui relient la tension, le courant et les paramètres de la charge s'écrivent comme suit [20][21] :

$$\begin{aligned} v_{aN} &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{nN} \\ v_{bN} &= L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{nN} \\ v_{cN} &= L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{nN} \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} v_{aN} &= v_{an} + v_{nN} \\ v_{nN} &= \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \end{aligned}$$

Où :

- L : Inductance en (H)
- R : Résistance en (Ω)
- v_{nN} : Tension de décalage entre le neutre source et le neutre de la charge.
- v_{xN} : Tension entre la phase x ($x = a, b, c$) et le neutre de la source.
- v_{xn} : Tension entre la phase x ($x = a, b, c$) et le neutre de la charge.

On peut décrire la dynamique du courant de charge en utilisant l'équation différentielle ci-dessous :

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

2.3 Commande Prédictive de Courant à base de modèle (MPCC)

La commande prédictive de courant (**Model Predictive Current Control, MPCC**) est une technique avancée de contrôle utilisée principalement dans les systèmes de commande de convertisseurs électriques, particulièrement pour gérer de manière précise le courant dans les charges inductives RL [7].

L'objectif de cette commande est de minimiser l'erreur entre les courants de référence et les courants prévus pour l'horizon de prévision [16].

Le principe de la MPCC consiste à [21] :

- Prédire l'évolution du courant pour chaque vecteur de commutation possible de l'onduleur.
- Evaluer une fonction de coût associée à chaque prédiction.
- Choisir le vecteur de tension (ou état de commutation) qui réduit cette fonction pour l'appliquer à l'onduleur.

Le MPCC supprime les régulateurs classiques tels que PI tout en tenant compte de la dynamique du système en une seule étape [7].

2.3.1 Modèle de prédiction en temps discret

La dérivée d'une fonction $f(t)$ par rapport au temps est définie, selon la définition mathématique classique, par la limite suivante [22] [16] [14] :

$$\frac{df(t)}{dt} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t+h) - f(t)}{h} \quad (2.3)$$

Dans un contexte numérique, notamment lors de la discrétisation d'un modèle continu, cette dérivée peut être approximée en supposant que h est petit mais non nul. On remplace alors h par le pas d'échantillonnage T_s , ce qui donne l'approximation suivante, connue sous le nom de méthode d'Euler explicite [22][16] :

$$\frac{df(t)}{dt} \approx \frac{f(t+T_s) - f(t)}{T_s} \quad (2.4)$$

En notation discrète, cette expression devient :

$$\frac{df}{dt} \approx \frac{f(k+1) - f(k)}{T_s} \quad (2.5)$$

En utilisant cette approximation, on peut transformer une équation différentielle continue en une équation à temps discret qui peut être utilisée pour prédire dans les algorithmes de commande, comme la commande prédictive.

En se basant sur cette définition, on peut substituer la fonction $f(t)$ par le courant $i(t)$, on obtient alors :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (2.6)$$

En s'appuyant sur l'équation 2.2, il est possible de déterminer le courant au pas $k+1$ pour chacune des sept valeurs possibles du vecteur tension $v(k)$ générées par l'onduleur [7] [21].

Où :

$$i^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} v(k) \quad (2.7)$$

2.3.2 Fonction de coût

La commande prédictive de courant vise principalement à réduire au minimum l'écart entre les courants mesurés et leurs valeurs de référence. Cette exigence peut être formalisée par la fonction de coût suivante [16] [20] :

$$g = |i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha^p(k+1)| + |i_\beta^*(k+1) - i_\beta^p(k+1)| \quad (2.8)$$

Où :

Les grandeurs $i_\alpha^p(k+1)$ et $i_\beta^p(k+1)$ représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du vecteur courant de charge prédit $i^p(k+1)$ pour un vecteur de tension donné. Les courants de référence $i_\alpha^*(k+1)$ et $i_\beta^*(k+1)$ représentent respectivement les parties réelle et imaginaire du vecteur courant de référence $i^*(k+1)$. On suppose que le courant de référence ne varie pas durant un intervalle d'échantillonnage, ce qui permet de considérer [7] :

$$i^*(k+1) = i^*(k) \quad (2.9)$$

Pour calculer cette fonction, il est nécessaire de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$ via la transformation de Clarke suivante [3] [2] :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.3.3 Algorithme de la stratégie de commande

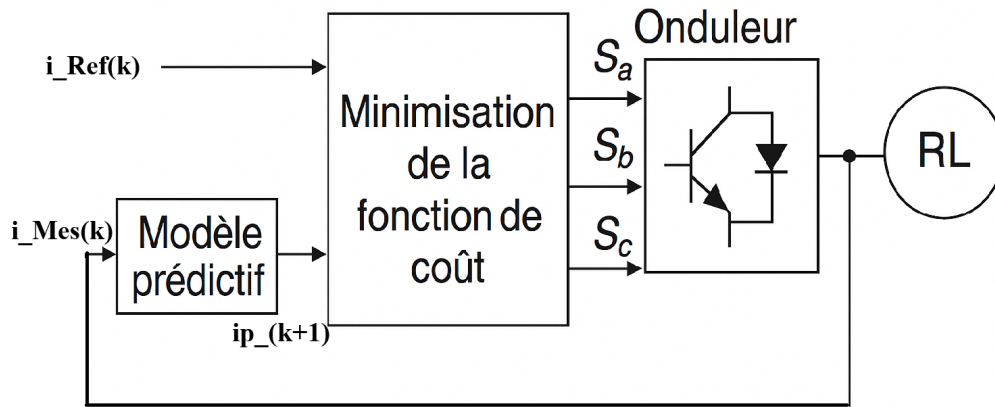


FIGURE 2.2 – Schéma fonctionnel de la commande prédictive de courant (MPCC)

La figure 2.2 présente un schéma fonctionnel de la stratégie de commande prédictive appliquée au contrôle du courant d'un onduleur triphasé.

Le contrôle du courant s'effectue en cinq étapes [16] :

1. Le courant de référence $i^*(k)$ est déterminée à partir d'une boucle de régulation externe ou bien imposée manuellement selon les exigences de l'application.
2. Retour de courant de charge mesuré par un capteur.
3. Le modèle prédictif est ensuite utilisé pour prédire la valeur du courant de charge à l'instant d'échantillonnage suivant $ip(k+1)$ pour les sept vecteurs de tension possibles.
4. La fonction de coût g permet d'évaluer l'erreur entre le courant de référence et le courant prédit à l'instant suivant, pour chaque vecteur de tension.
5. Le vecteur de tension minimisant cette fonction de coût g est sélectionné, et les signaux de commande de l'état de commutation correspondants sont générés.

2.4 Implémentation dans MATLAB/Simulink

Dans cette section, une simulation est réalisée afin de valider le fonctionnement de la commande MPCC appliquée à une charge RL et d'évaluer les performances dynamiques du système.

Le tableau ci-dessous présente l'ensemble des paramètres utilisés pour la simulation du système :

TABLE 2.1 – Paramètres du système simulé

Paramètre	Valeur
R	$50 \, \Omega$
L	$200 \, mH$
V_{dc}	$150 \, V$

Le choix des valeurs de la résistance R et de l'inductance L est crucial pour garantir la précision de la prédiction et la stabilité du contrôle.

Ces paramètres définissent la constante de temps électrique $\tau = \frac{L}{R}$, qui doit être cohérente avec le pas d'échantillonnage T_s .

De manière générale, pour assurer une bonne performance prédictive, il est recommandé que le pas d'échantillonnage soit significativement plus petit que la constante de temps du système, typiquement $T_s < \frac{\tau}{10}$.

Le tableau suivant présente les paramètres de configuration utilisés pour réaliser les simulations :

TABLE 2.2 – Conditions de simulation dans Simulink

Paramètre	Valeur
Temps de début	$0 \, s$
Temps de fin	$0.04 \, s$
Type de solveur	Pas fixe (Fixed-step)
Solveur utilisé	ode5 (Dormand-Prince)

Avant de présenter et d'analyser en détail les résultats de la forme des courants et des tensions obtenus sous différentes conditions de simulation, nous introduisons tout d'abord l'évolution de la fonction de coût au cours du temps.

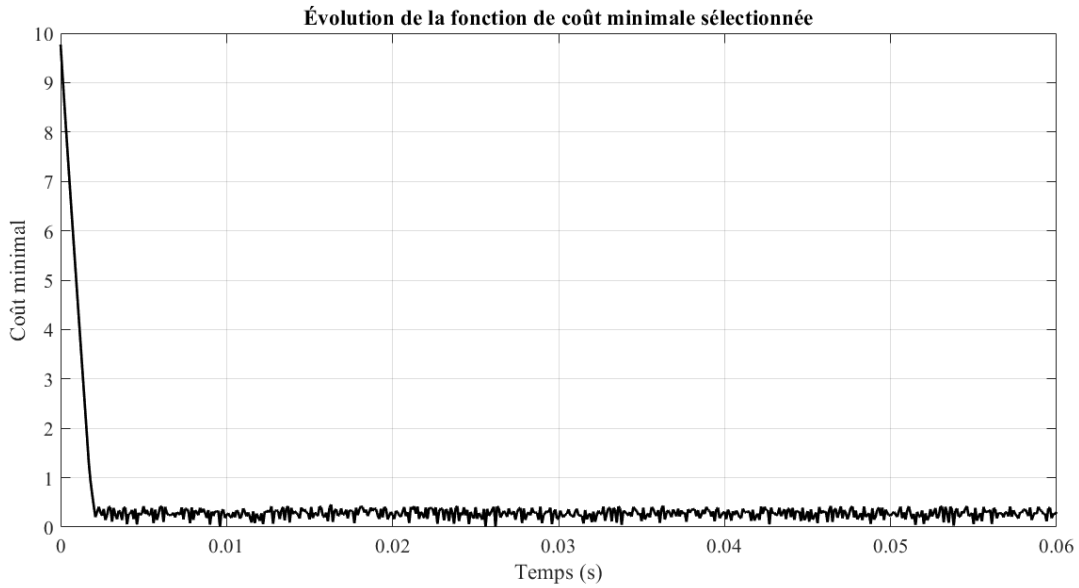


FIGURE 2.3 – Évolution temporelle de la fonction de coût pendant la simulation de la commande MPC

Cette courbe constitue une vérification préalable essentielle, permettant de s'assurer que l'algorithme de commande prédictive minimise correctement l'erreur à chaque pas d'échantillonnage et applique une séquence de commutation cohérente avec les performances attendues.

2.4.1 Résultats de simulation

Dans cette section, on analyse l'impact du pas d'échantillonnage T_s sur les performances de la commande MPCC appliquée à une charge RL pour un courant de référence de valeur maximale $I_{max} = 0.7A$.

Pour $T_s = 2.10^{-4}s$

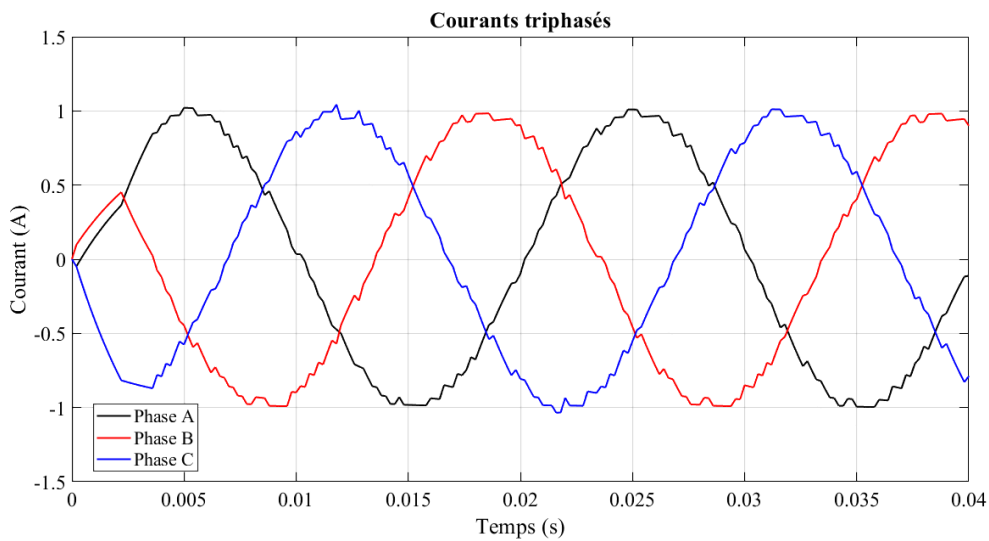
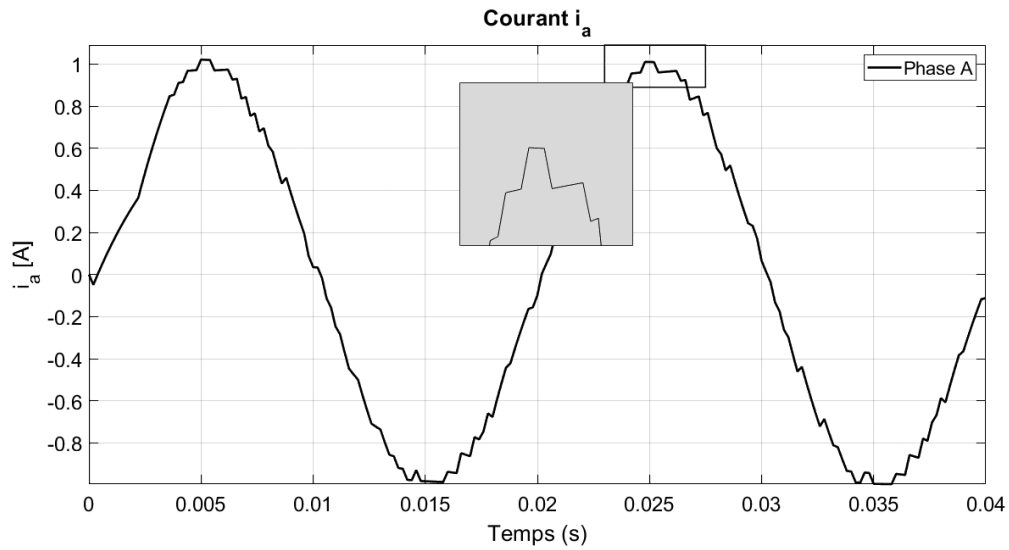
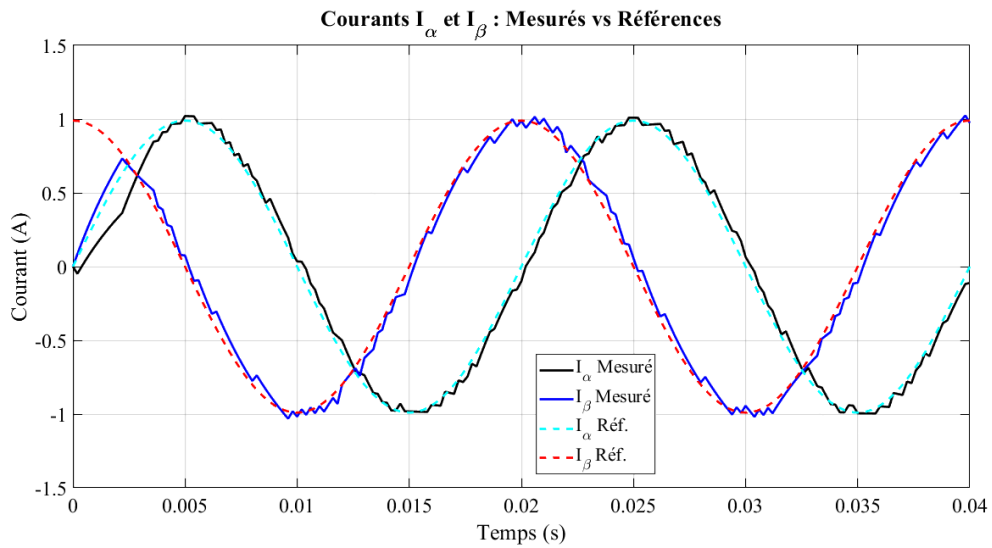
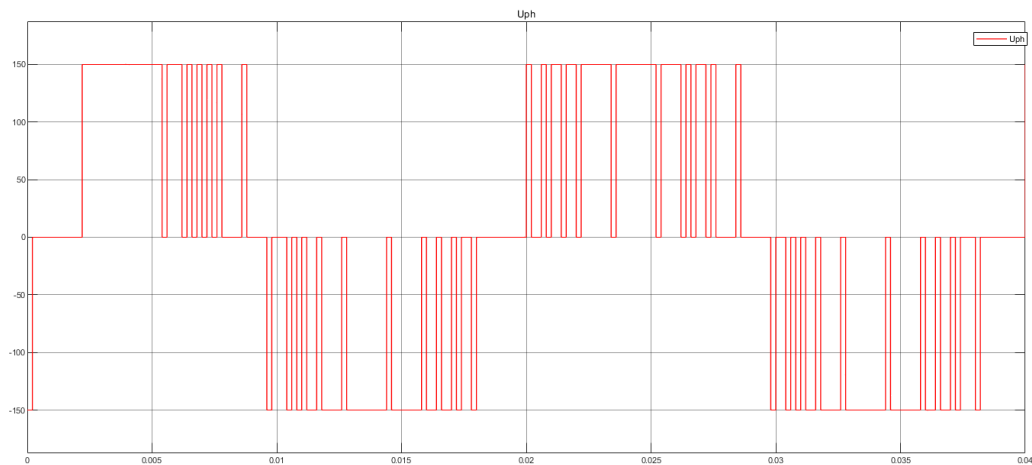


FIGURE 2.4 – Forme du courant triphasé dans la charge


 FIGURE 2.5 – Forme du courant i_a dans la charge

 FIGURE 2.6 – Forme des courants α et β dans la charge ainsi que leurs références

 FIGURE 2.7 – Forme d'onde de la tension u_{ab} appliquée à la charge RL

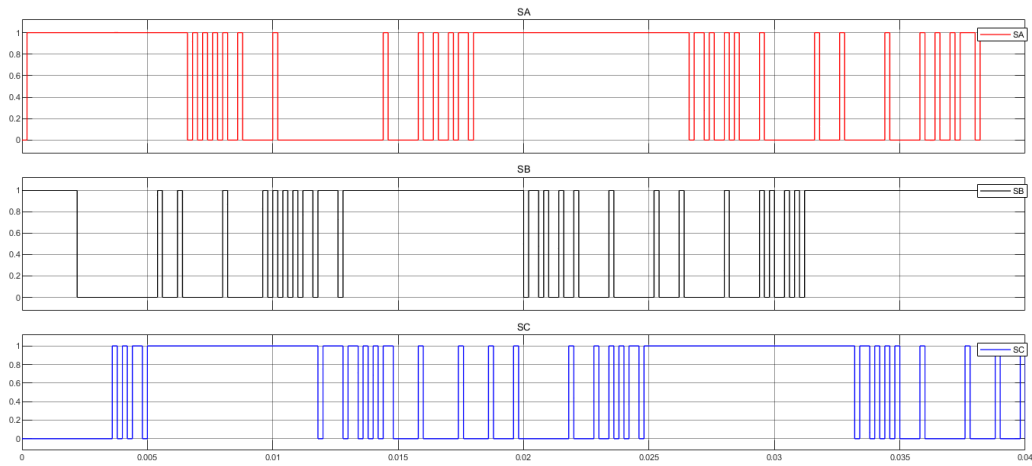
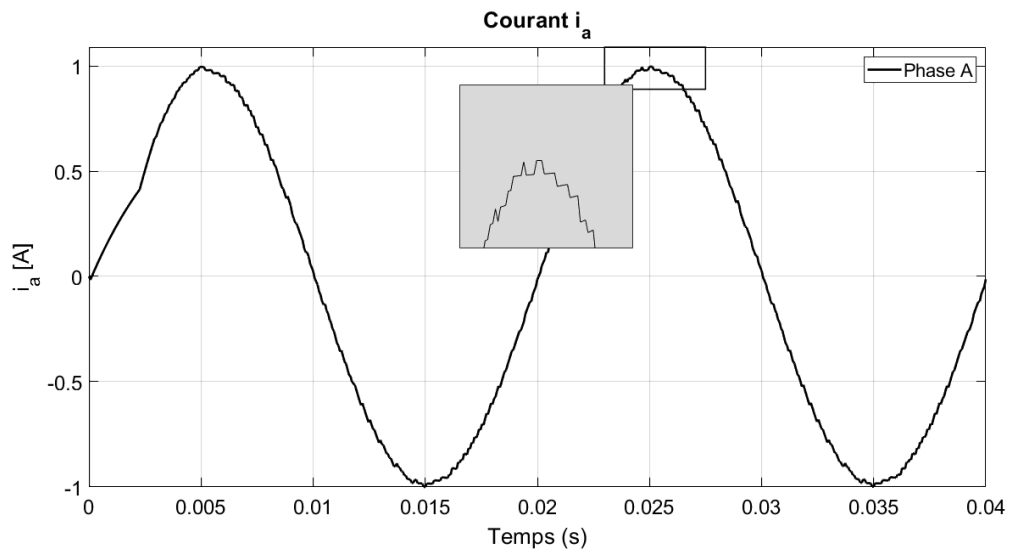
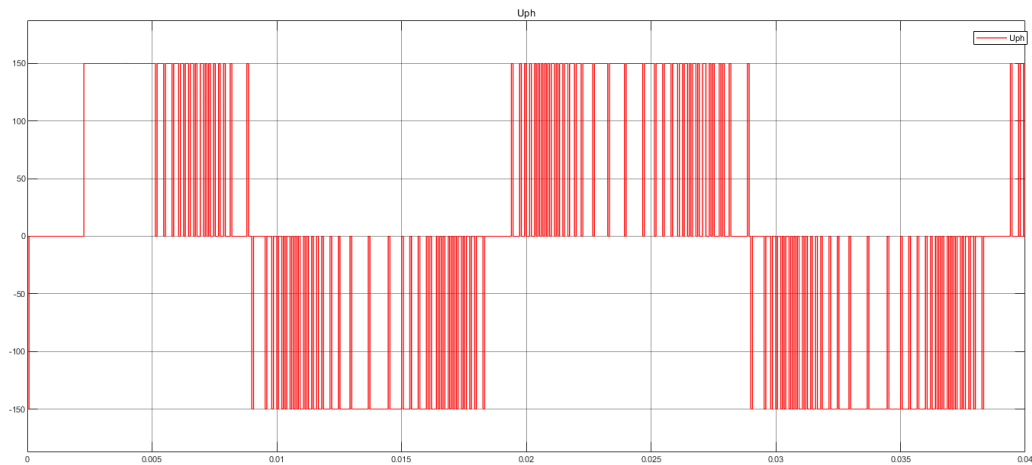


FIGURE 2.8 – Les signaux logiques de commutation

Pour $T_s = 66,66 \cdot 10^{-6} s$


 FIGURE 2.9 – Forme du courant i_a dans la charge

 FIGURE 2.10 – Forme d'onde de la tension u_{ab} appliquée à la charge RL

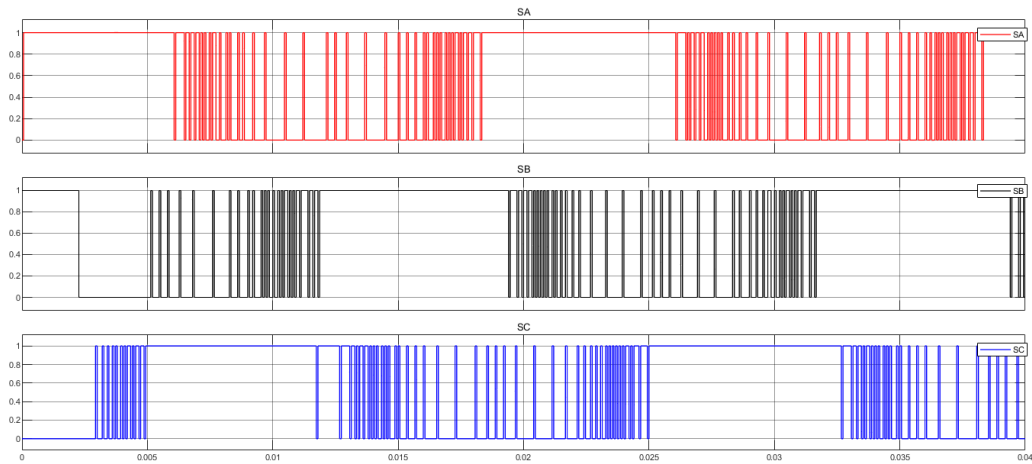


FIGURE 2.11 – Les signaux logiques de commutation

Pour $I_{max} = 0.4A$ et $T_s = 66.66 \cdot 10^{-6}s$

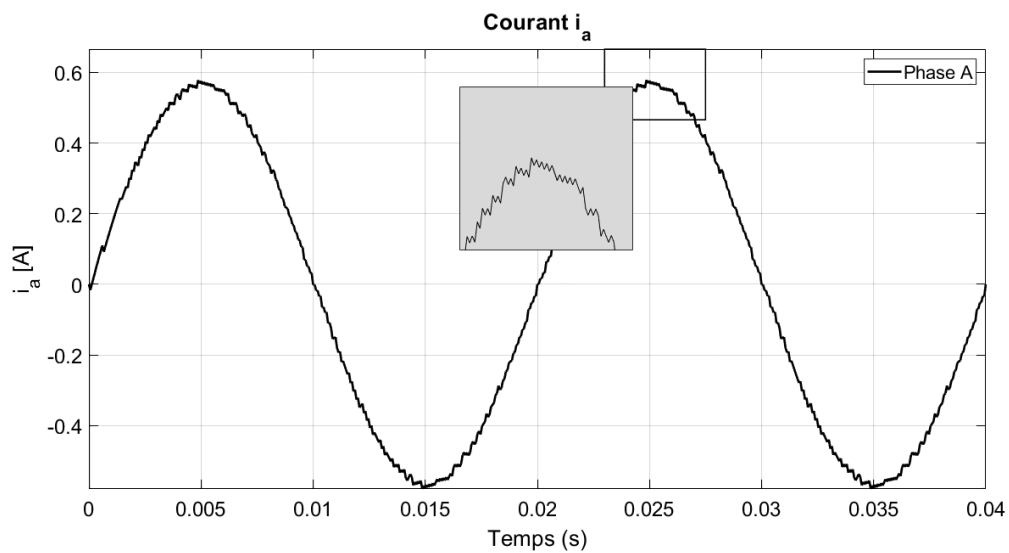


FIGURE 2.12 – Forme du courant ia dans la charge

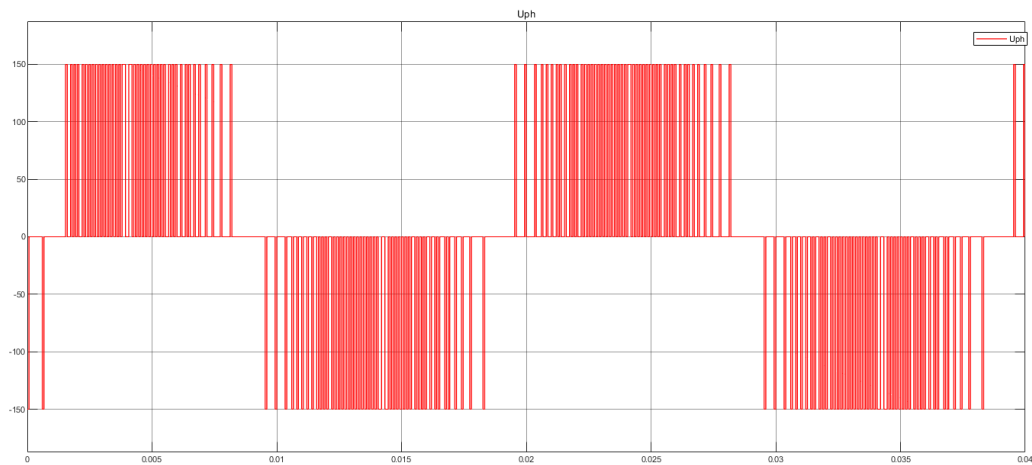


FIGURE 2.13 – Forme d'onde de la tension uab appliquée à la charge RL

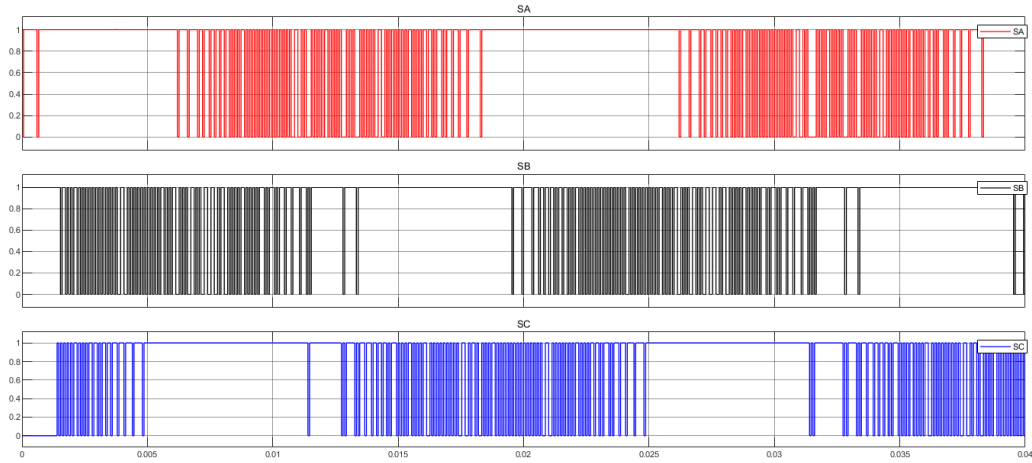


FIGURE 2.14 – Les signaux logiques de commutation

Pour $I_{max} = 0.7A$ et $T_s = 1.10^{-5}s$

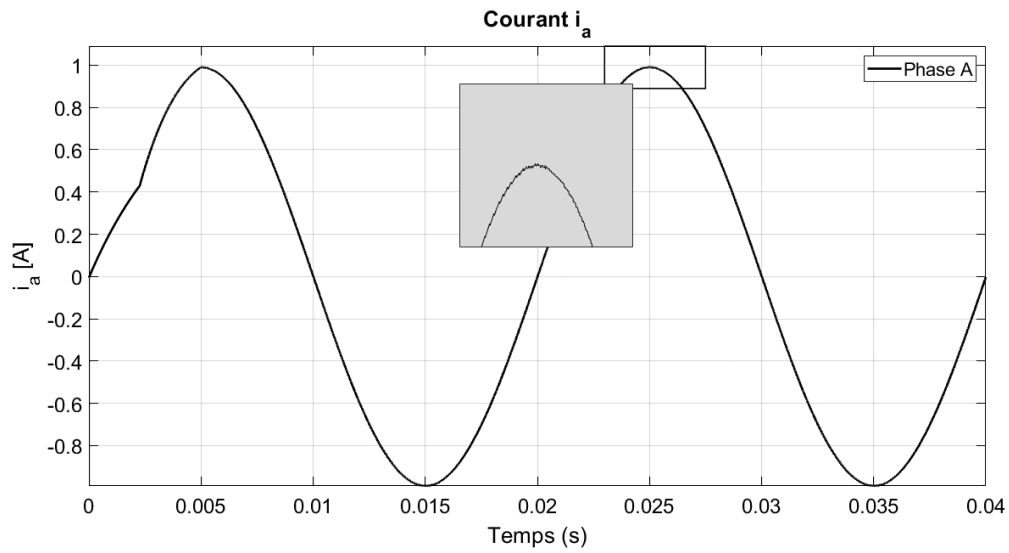


FIGURE 2.15 – Forme du courant ia dans la charge

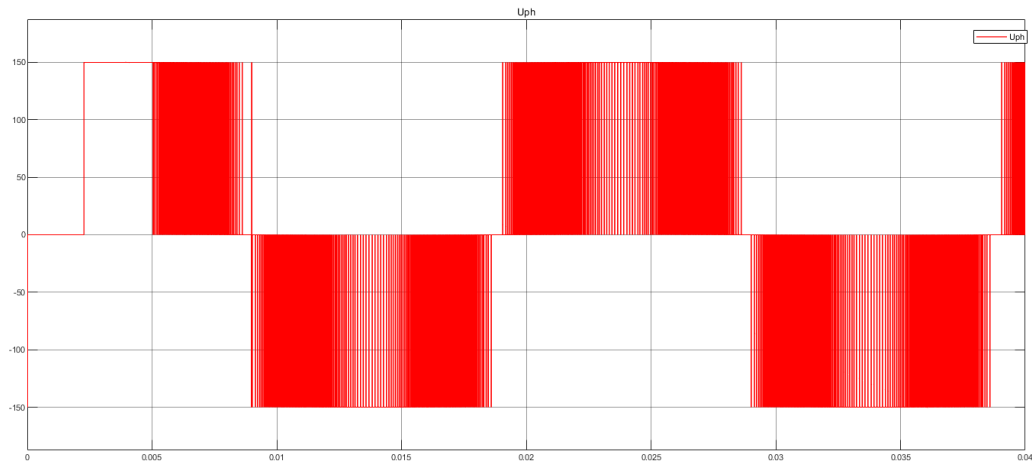


FIGURE 2.16 – Forme d'onde de la tension uab appliquée à la charge RL

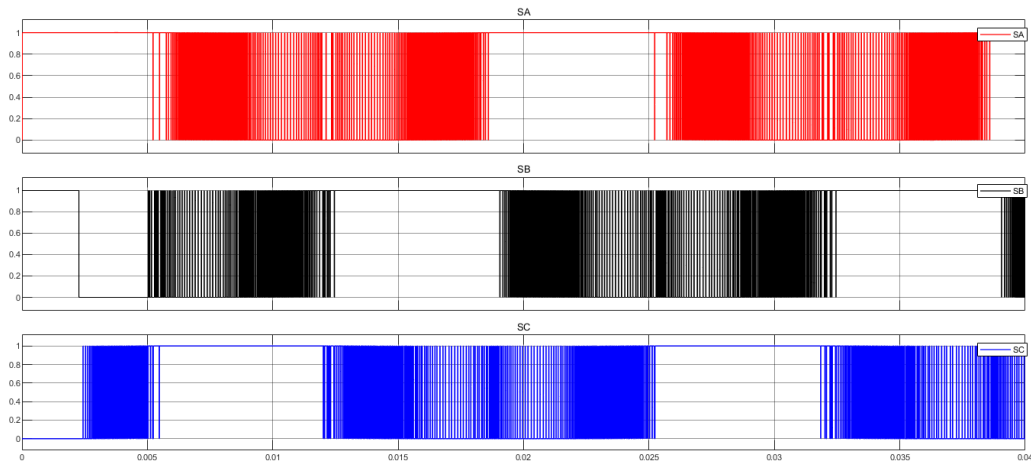


FIGURE 2.17 – Les signaux logiques de commutation

2.4.2 Interprétation et discussion des résultats

Les simulations réalisées pour différents pas d'échantillonnage T_s — à savoir $T_s = 2.10^{-4}s$, $66,66.10^{-6}s$ et $1.10^{-5}s$ — mettent en évidence l'impact direct de la fréquence d'échantillonnage sur la qualité du suivi de courant dans la stratégie MPCC.

On observe que plus T_s est faible (fréquence d'échantillonnage élevée), plus la forme du courant de la charge se rapproche fidèlement de la référence imposée, avec une réduction notable du bruit et de la distorsion harmonique totale (THD). À l'inverse, un pas d'échantillonnage plus élevé induit un suivi moins précis et un THD plus important, traduisant la présence d'harmoniques supplémentaires dans le courant.

Par ailleurs, pour une consigne de courant maximale fixée à 0.7A, la comparaison des résultats pour les différents T_s confirme que l'adaptation du pas d'échantillonnage est cruciale pour garantir de bonnes performances dynamiques tout en limitant les harmoniques.

Une deuxième série de tests, menée pour une consigne réduite à 0.4A avec $T_s = 66,66.10^{-6}s$, le courant de la charge présente un bruit de commutation plus marqué et un spectre de distorsion harmonique totale (THD) plus élevé par rapport à la consigne de 0.7A malgré un pas d'échantillonnage inchangé. Ce phénomène s'explique par la diminution de l'amplitude du signal à réguler : le contrôle de faibles niveaux de courant est plus sensible aux effets des non-linéarités du convertisseur et aux perturbations numériques, ce qui se traduit par un bruit relatif plus important.

Ces observations confirment que le choix conjoint du pas d'échantillonnage et du profil de consigne joue un rôle déterminant pour atteindre un compromis optimal entre précision de suivi, bruit de commutation et rendement global du système piloté par MPCC.

Le tableau suivant synthétise les valeurs de THD mesurées pour plusieurs combinaisons de pas d'échantillonnage T_s et d'amplitudes de courant de référence. Cette comparaison permet d'évaluer l'influence conjointe de ces paramètres sur la qualité du courant délivré par la commande MPCC.

TABLE 2.3 – Comparaison du THD pour différentes valeurs de T_s et de courant de référence

T_s (s)	I_{max} (A)	THD (%)
2.10^{-4}	0.7	3.06 %
$66,66.10^{-6}$	0.7	1.06 %
1.10^{-5}	0.7	0.15 %
$66,66.10^{-6}$	0.4	1.78 %

Dans la section suivante, nous procédons à la mise en œuvre pratique de la stratégie de commande prédictive MPCC sur une carte DSP *Texas Instruments F28335*. Cette étape vise à valider expérimentalement les performances obtenues en simulation, en vérifiant le comportement du système réel et en évaluant l'efficacité du programme développé dans un environnement embarqué.

2.5 Implémentation sur la carte TMS320F28335

Dans cette section, on présente l'implémentation pratique de l'algorithme de Model Predictive Current Control (MPCC) sur la carte de développement Texas Instruments F28335, qui appartient à la famille des Digital Signal Processors (DSP) de la série C2000™. Grâce à ses performances en calcul temps réel, cette carte constitue une plateforme idéale pour appliquer des techniques de commande avancée.

2.5.1 Carte TMS320F28335

La carte *F28335* est un processeur de signal numérique performant, spécialement conçu pour les applications de commande de moteurs, de conversion d'énergie et d'automatisation industrielle.

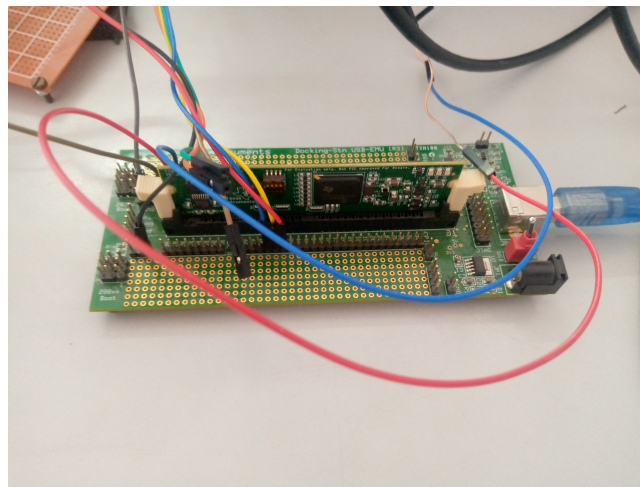


FIGURE 2.18 – Carte Ti F28335

On résume ci-dessous ses principales caractéristiques techniques dans le tableau suivant :

TABLE 2.4 – Caractéristiques principales du DSP F28335

Paramètre	Valeur
Fréquence d'horloge	150 MHz
Nombre de GPIO	88 broches configurables
Convertisseurs ADC	2 ADC 12 bits, 8 ADC A et 8 ADC B.
Modules ePWM	6 générateurs de signaux PWM indépendants
Mémoire	RAM et Flash intégrées pour l'exécution rapide du code
Interfaces de communication	SCI, SPI, I2C, CAN
Plage d'entrée	0 à 3.3V

2.5.2 Banc d'essais

Pour valider expérimentalement l'algorithme, on a mis en place un banc d'essais regroupant l'ensemble des équipements nécessaires.

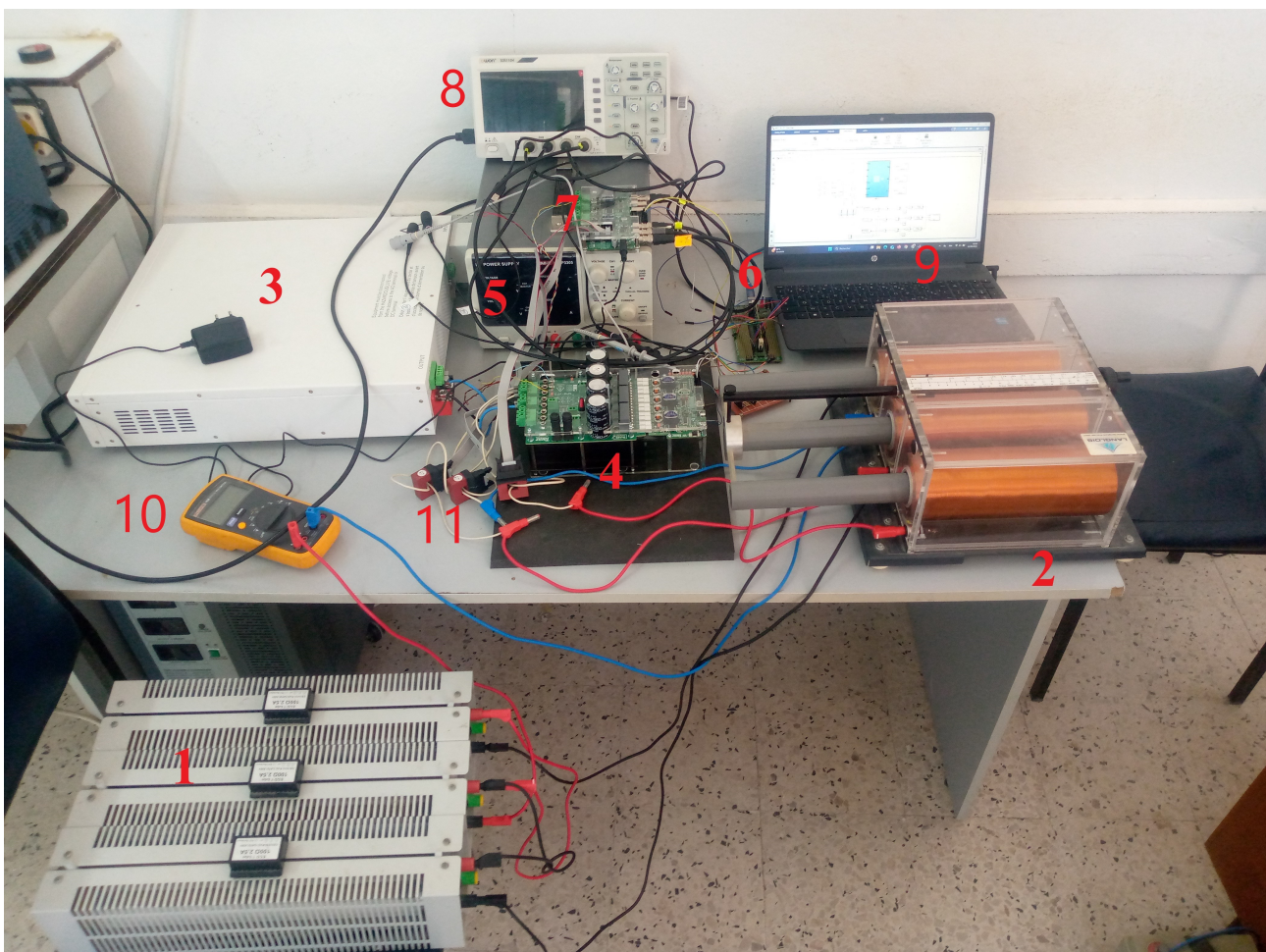


FIGURE 2.19 – Banc d'essais

On résume ci-dessous les principaux éléments :

TABLE 2.5 – Description des éléments du banc d'essai

N°	Élément	Description
1	Résistance R	Charge triphasée équilibrée $R = 50 \Omega$.
2	Inductance L	Charge triphasé équilibré $L = 200\text{mH}$
3	Alimentation à découpage	Fournit une tension et un courant continus avec un rendement élevé, utilisés pour alimenter l'onduleur.
4	Onduleur triphasé	Convertisseur statique de puissance (5 kW) servant à alimenter la charge RL
5	Alimentation stabilisée 15V DC	Alimente la carte driver de l'onduleur pour la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance.
6	Carte de commande (TI F28335)	Microcontrôleur chargé d'exécuter l'algorithme de commande prédictive MPCC. Il reçoit les courants de phase via les convertisseurs analogique-numérique (ADC), calcule les commandes optimales, puis génère les signaux S_A , S_B , S_C via les sorties GPIO vers la carte driver.
7	Carte de mesure des courants	Mesure les courants des phases à l'aide de capteurs (Effet Hall) et envoie les signaux analogiques vers la carte de commande pour traitement.
8	Oscilloscope numérique	Permet l'observation en temps réel des signaux électriques pour analyse du comportement dynamique.
9	PC avec Matlab/Simulink et Code Composer Studio	Ordinateur utilisé pour développer, compiler et exécuter le programme MPCC. Il communique avec la carte de commande en mode externe (external mode) via USB/JTAG pour le contrôle et la supervision en temps réel.
10	Multimètre numérique	Mesure ponctuelle de grandeurs électriques (tension, courant, résistance).
11	Capteur à effet Hall	Capteur de courant utilisé pour mesurer le courant dans chaque phase. Il est connecté à la carte de mesure (élément 7), qui transmet le signal vers la carte de commande.

2.5.2.1 Carte de mesure (USM-3IV)

La carte **USM-3IV** est un module de mesure isolé conçu pour la surveillance de systèmes triphasés. Elle permet de mesurer trois tensions et trois courants simultanément, avec une bonne précision et une large bande passante. Elle dispose de plusieurs types de sorties (unipolaires et bipolaires), adaptées aux différents environnements matériels comme les microcontrôleurs, les DSP ou les oscilloscopes.

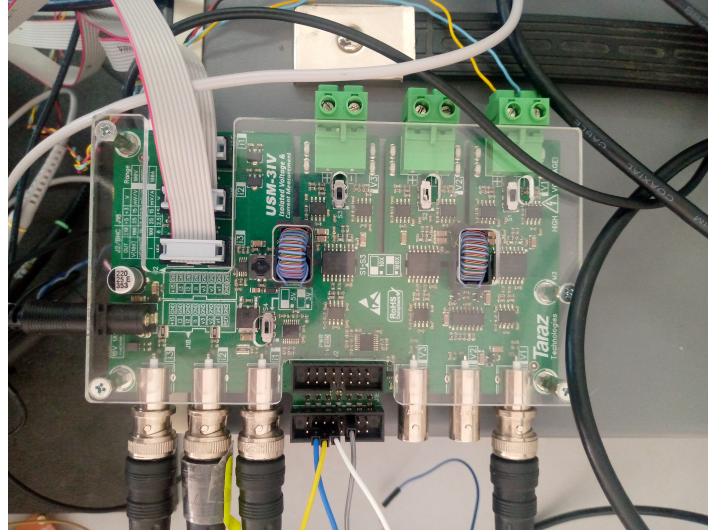


FIGURE 2.20 – Carte de mesure

Les **sorties unipolaires** sont typiquement utilisées pour les entrées **ADC de micro-contrôleurs ou DSP** (par exemple le *TI F28335*), tandis que les **sorties bipolaires** sont directement compatibles avec les systèmes *dSPACE* ou les oscilloscopes via BNC.

TABLE 2.6 – Échelles de sortie de la carte de mesure USM-3IV selon le connecteur

Connecteur	Type de signal	Tension de sortie
J18 (IDC)	Unipolaire 0–5V ($S_4 = 5V$)	$2.5V \pm 25mV/V$ (tension), $\pm 25mV/A$ (courant)
J18 (IDC)	Unipolaire 0–3V ($S_4 = 3V$)	$1.5V \pm 15mV/V$ (tension), $\pm 15mV/A$ (courant)
J2 (IDC)	Bipolaire $\pm 10V$	$0.1V/V$ (tension), $0.1V/A$ (courant)
BNC	Bipolaire $\pm 10V$	$0.1V/V$ (tension), $0.1V/A$ (courant)
J18 (IDC)	Unipolaire 0–5V ou 0–3V	2.5V ou 1.5V offset (avec référence REF)

2.5.2.2 Onduleur triphasé SPM-VFD

L'onduleur utilisé dans cette étude est un module de puissance triphasé de type SPM-VFD. Il s'agit d'un convertisseur statique permettant de générer une tension alternative triphasée à partir d'une source continue (DC). Ce type d'onduleur est couramment utilisé dans les systèmes de commande de moteurs, les entraînements à vitesse variable, ainsi que dans les applications de conversion d'énergie, comme les onduleurs photovoltaïques.

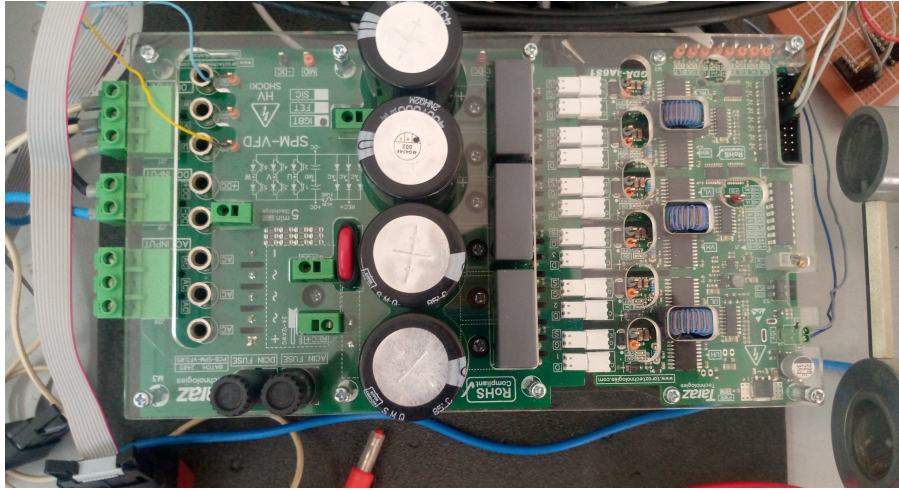


FIGURE 2.21 – Onduleur triphasé a deux niveaux

TABLE 2.7 – Caractéristiques principales de l’onduleur triphasé SPM-VFD

Paramètre	Valeur	Unité
Tension d’entrée DC (max)	600	VDC
Tension d’entrée AC (max)	420	VAC
Courant de sortie nominal à 2 kHz	7.5	A RMS
Puissance de sortie à 600 VDC	5	kW
Puissance de sortie à 420 V AC	3	kW
Fréquence de découpage maximale (IGBT)	30	kHz
Temps mort minimal	1	µs
Temps de tenue au court-circuit	10	µs
Poids du module	870	g

2.5.3 Schéma Simulink de la commande MPCC sur la carte F28335

Le modèle inclut l’ensemble des blocs fonctionnels nécessaires : algorithme de la commande, génération des signaux de commande (GPIOs) et des boucles de mesure (ADCs).

La simulation a été réalisée avec les paramètres suivants :

TABLE 2.8 – Paramètres de simulation Simulink

Paramètre	Valeur
Type de solver	Fixed-step (pas fixe)
Méthode d’intégration	ode (Eule)
Pas de simulation	Selon la fréquence de commutation)

2.5.4 Résultats expérimentaux

Des essais ont été menés sur le banc d'essai pour évaluer les performances de la commande prédictive MPCC implémentée sur le microcontrôleur TI F28335. L'étude porte sur l'impact du pas d'échantillonnage T_s ainsi que de l'amplitude du courant de référence I^* sur la qualité du suivi.

Deux valeurs de pas ont été considérées :

- $T_s = 66,66 \mu s$ (fréquence d'échantillonnage de 15 kHz)
- $T_s = 200 \mu s$ (5 kHz)

Pour chacun de ces cas, deux niveaux de courant de référence ont été testés :

- $I^* = 0,7 \text{ A}$
- $I^* = 0,4 \text{ A}$

Dans ce qui suit, on présente les principaux signaux mesurés expérimentalement sur le banc d'essai, à savoir les courants triphasés circulant dans la charge, la tension entre deux phases de l'onduleur, ainsi que les signaux de commande S_A , S_B et S_C générés par le DSP.

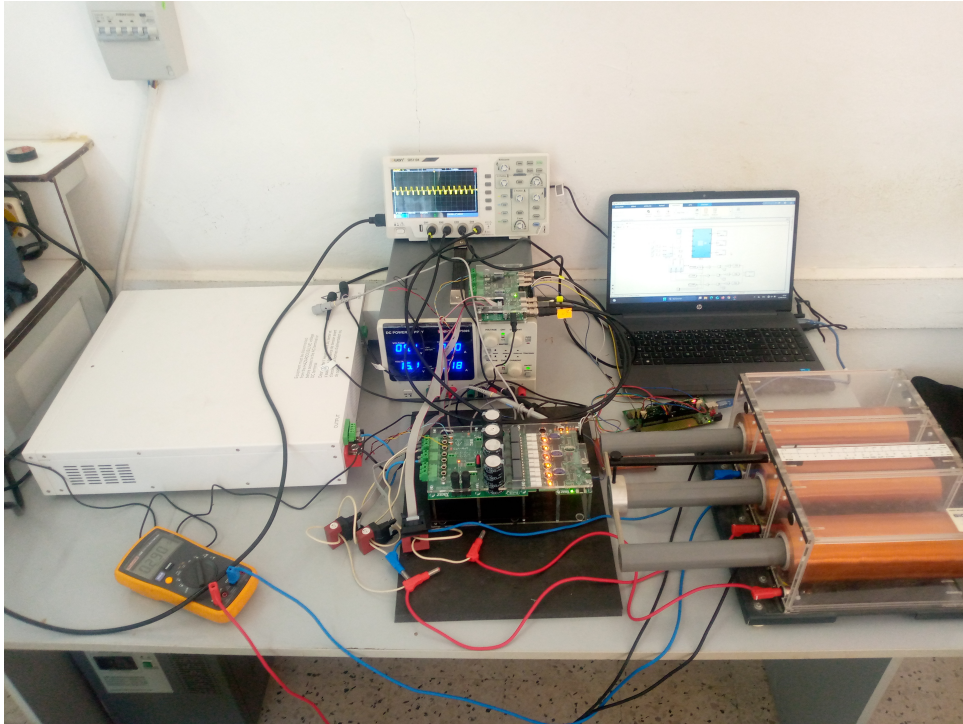
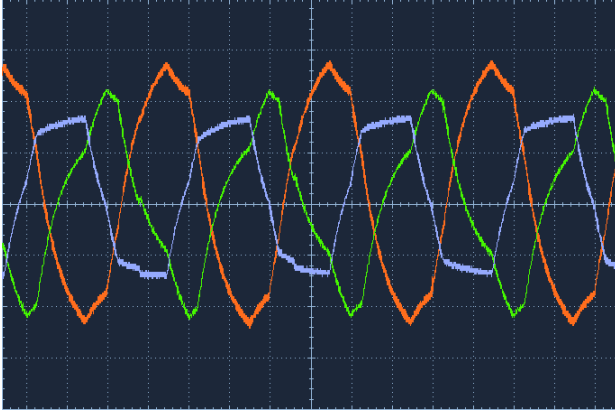


FIGURE 2.22 – Banc d'essais

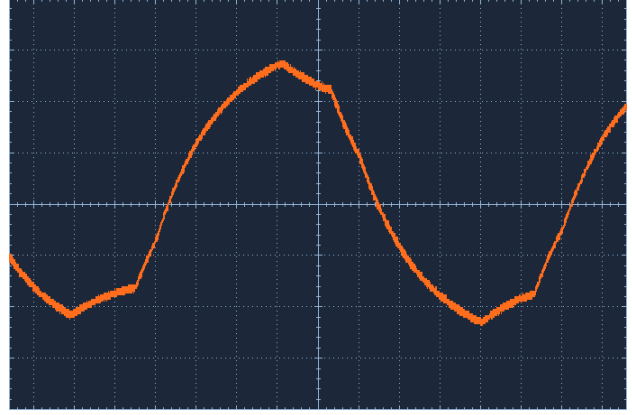
2.5.4.1 Courants triphasés mesurés

Les figures suivantes présentent les courants triphasés i_a, i_b, i_c mesurés dans la charge RL, un zoom est réalisé sur le courant d'une seule phase afin de mieux mettre en évidence l'impact du pas d'échantillonnage T_s et du courant de référence I^* sur la dynamique du signal.

Cas 1 : $T_s = 200 \mu s$, $I^* = 0,7 \text{ A}$



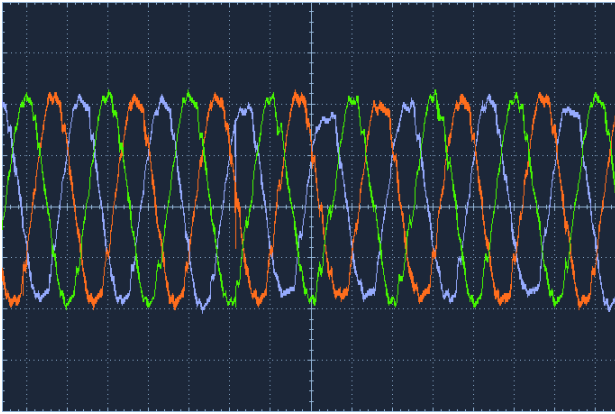
(a) Courants triphasés mesurés.



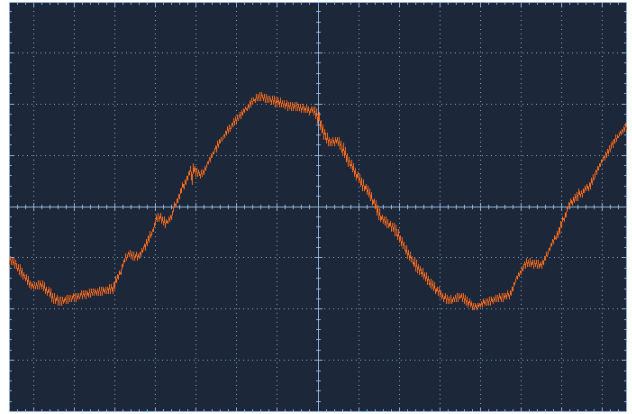
(b) Zoom sur le courant de phase.

FIGURE 2.23 – Comportement du courant dans la charge RL (2ms/1div et 0.5A/1div).

Cas 2 : $T_s = 66,66 \mu s$, $I^* = 0,7 \text{ A}$



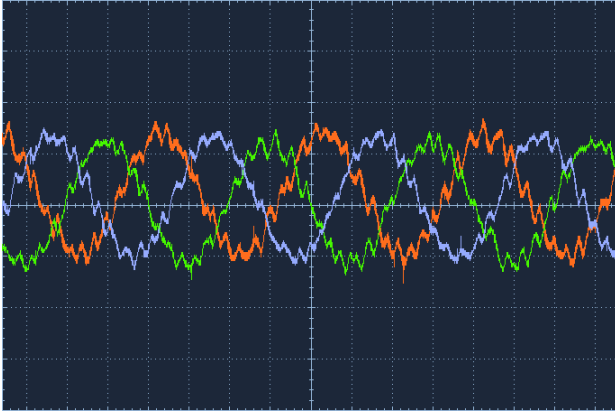
(a) Courants triphasés.



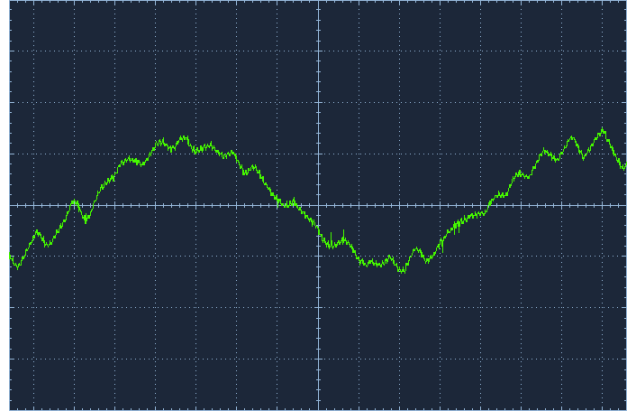
(b) Zoom sur le courant de phase.

FIGURE 2.24 – Comportement du courant dans la charge RL (2ms/1div et 0.5A/1div).

Cas 3 : $T_s = 66,66 \mu s$, $I^* = 0,4 \text{ A}$



(a) Courants triphasés.



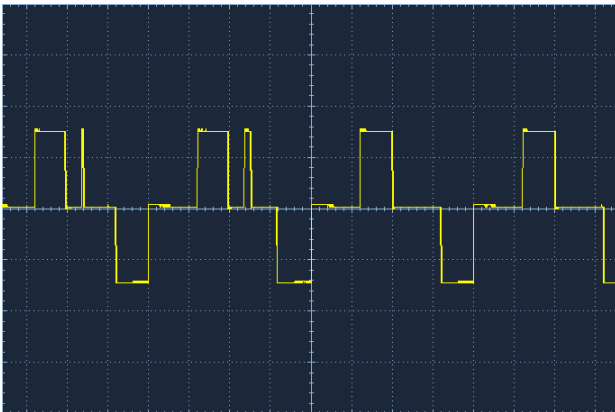
(b) Zoom sur le courant de phase.

FIGURE 2.25 – Courants mesurés.

2.5.4.2 Tensions entre phases

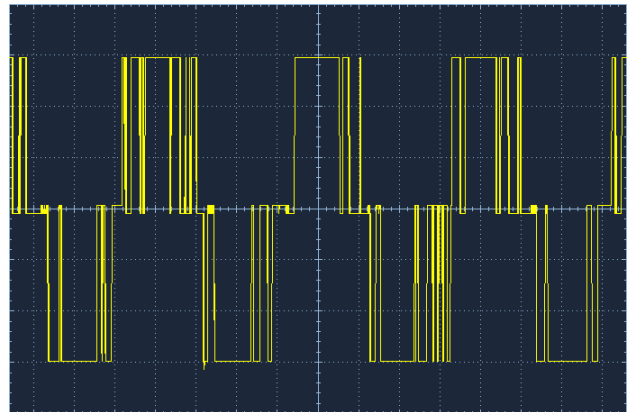
Les figures suivantes illustrent la tension entre phases U_{ac} pour les différentes configurations, permettant de visualiser la logique de commutation de l'onduleur.

Cas 1 : $T_s = 200 \mu s$, $I^* = 0,7 \text{ A}$



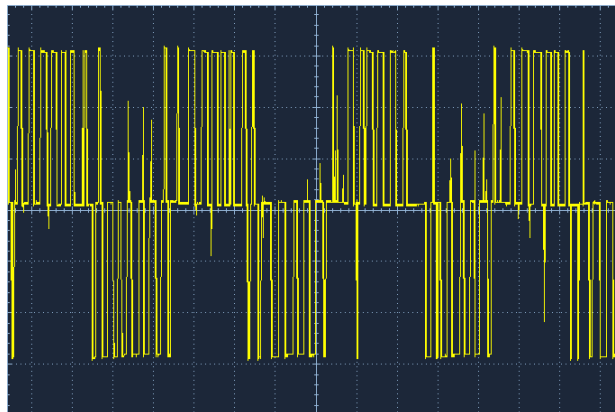
(a) Tension entre phases v_{ac} (10V/1div).

Cas 2 : $T_s = 66,66 \mu s$, $I^* = 0,7 \text{ A}$



(b) Tension entre phases v_{ac} (5V/1div).

Cas 3 : $T_s = 66,66 \mu s$, $I^* = 0,4 \text{ A}$

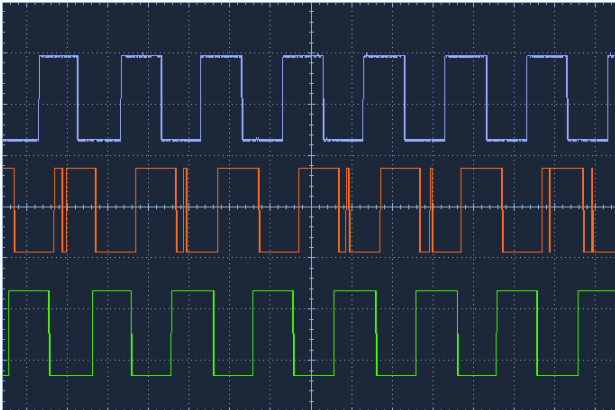


(c) Tension entre phases v_{ac} (5V/1div).

FIGURE 2.26 – Évolution des tensions entre phases v_{ac} pour différents cas de T_s et I^* .

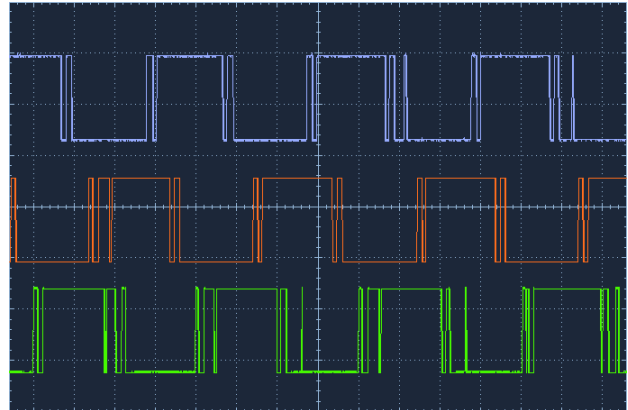
Enfin, nous illustrons les signaux logiques de commande générés par le microcontrôleur pour chaque configuration expérimentale.

Cas 1 : $T_s = 200 \mu s$, $I^* = 0,7 \text{ A}$



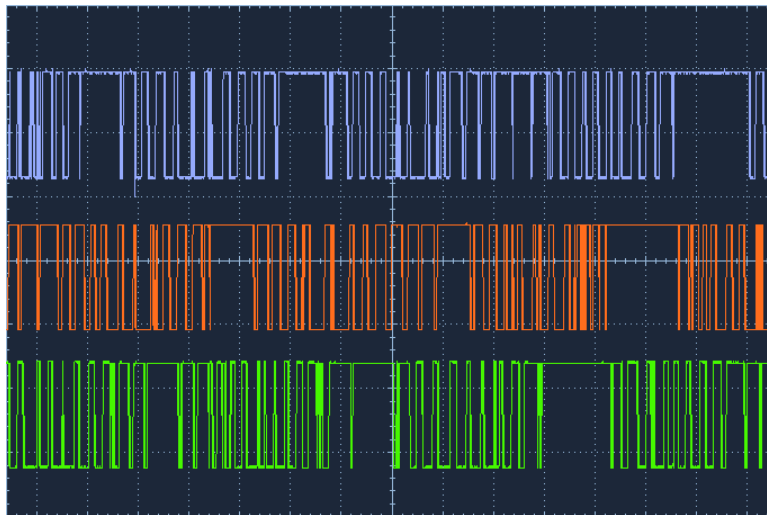
(a) Les signaux logiques de commutation

Cas 2 : $T_s = 66,66 \mu s$, $I^* = 0,7 \text{ A}$



(b) Les signaux logiques de commutation

Cas 3 : $T_s = 66,66 \mu s$, $I^* = 0,4 \text{ A}$



(c) Les signaux logiques de commutation

FIGURE 2.27 – Évolution des signaux de commande S_A , S_B , S_C pour différents cas de fréquence de commutation et intensité de référence.

2.5.5 Interprétation et discussion des résultats

Les résultats expérimentaux mettent en évidence l'importance déterminante du choix du pas d'échantillonnage T_s sur la qualité du suivi du courant par la commande prédictive MPCC.

Lorsque T_s est réduit (*ex.* $T_s = 66,66 \mu s$), les courants de phase deviennent nettement plus proches d'une forme sinusoïdale idéale. L'ondulation est fortement réduite et le bruit présent sur le signal diminue. Cette amélioration s'explique par une fréquence de mise à jour plus élevée des signaux de commande, permettant une réponse plus précise et rapide à la dynamique du système.

En revanche, pour $T_s = 200 \mu s$ avec un courant de référence élevé ($I^* = 0,7 \text{ A}$), la forme du courant se dégrade significativement : elle s'éloigne de la sinusoïde attendue et présente une

ondulation importante. Cette détérioration est due au retard introduit par un pas trop long, qui réduit la réactivité de la commande.

De manière plus générale, lorsque T_s est augmenté (*ex.* $T_s = 200 \mu s$), les courants perdent progressivement leur caractère sinusoïdal. La commande devient moins précise car les actions correctives sont moins fréquentes.

Enfin, la réduction de la valeur du courant de référence de $I^* = 0,7 \text{ A}$ à $I^* = 0,4 \text{ A}$ engendre un léger bruit sur la forme du courant, mais celle-ci reste globalement sinusoïdale, même pour des pas d'échantillonnage relativement élevés. Ce comportement indique que la commande est plus robuste à faible courant.

En résumé, ces observations confirment que le paramètre T_s a un impact majeur sur la qualité du contrôle, en particulier à forte charge. Il est donc essentiel d'adapter le pas d'échantillonnage à la dynamique du système tout en respectant les capacités de calcul du microcontrôleur.

TABLE 2.9 – Résumé des effets de T_s et I^* sur les performances de la commande MPCC

Paramètre	Effet observé	Remarque
T_s faible ($66.66 \mu s$)	Courants proches de sinusoides, faible ondulation et bruit réduit	Haute précision, charge CPU plus élevée
$I^* = 0,7 \text{ A}$ avec $T_s = 200 \mu s$	Forme très dégradée, non sinusoïdale	Mauvais fonctionnement
$I^* = 0,4 \text{ A}$ avec $T_s = 200 \mu s$	Légère dégradation mais forme toujours sinusoïdale	Commande moins tolérante à bas courant

2.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de développer, simuler et valider expérimentalement une commande prédictive de courant (MPCC) pour un onduleur triphasé.

La modélisation a été réalisée sous MATLAB/Simulink, intégrant les différents blocs fonctionnels du système. L'algorithme MPCC a ensuite été implanté sur le microcontrôleur TI F28335 à l'aide du générateur de code embarqué. Les résultats expérimentaux ont montré un bon fonctionnement de la commande, avec une dynamique satisfaisante et des courants équilibrés, sous réserve d'un choix approprié du pas d'échantillonnage T_s . Les tests ont été effectués sur une charge RL équivalente, utilisée ici pour reproduire le comportement d'une machine asynchrone. Cependant, une limite a été observée lors de la montée en fréquence d'échantillonnage : au-delà de 15kHz, les performances du système se sont dégradées, principalement en raison des capacités de calcul limitées du microcontrôleur F28335. Ce plafond a conduit à fixer la fréquence maximale de fonctionnement à 15kHz, soit un pas $T_s = 66,66 \mu s$, pour garantir un traitement fiable en temps réel.

Dans la suite de ce travail, l'algorithme sera appliqué à une machine asynchrone complète, considérée comme charge, afin de mettre en œuvre une commande prédictive de couple (MPTC). L'objectif sera d'adapter et d'évaluer cette stratégie dans un contexte plus réaliste, incluant la dynamique électromécanique de la machine.

Chapitre 3

Commande prédictive de couple à base de modèle MPTC

3.1 Introduction

Ce chapitre expose la mise en œuvre de la commande prédictive de couple appliquée à une machine asynchrone triphasée. Après avoir présenté le modèle mathématique ainsi que les principes fondamentaux de la stratégie de commande, une attention particulière est accordée à la conception de la fonction de coût. Cette dernière constitue le critère central pour la sélection optimale des vecteurs de tension fournis par l'onduleur. En évaluant simultanément l'écart entre les valeurs de couple et de flux statorique de référence et leurs prédictions, la fonction de coût joue un rôle déterminant dans la stabilité et la précision du système de commande.

La phase suivante porte sur la simulation numérique de la MPTC appliquée à la machine asynchrone. Les résultats obtenus, notamment en termes de réponse dynamique du couple, d'évolution du flux et de qualité du suivi des consignes, sont analysés et interprétés. Ainsi, ce chapitre vise à démontrer l'efficacité de la commande prédictive de couple pour les machines asynchrones à travers une simulation sous **MATLAB/Simulink**.

En complément, une implémentation pratique de cette commande est réalisée en utilisant la carte **Texas Instruments TMS320F28335**, afin de valider son fonctionnement en conditions réelle.

3.2 Commande Prédictive de Couple à base de modèle (MPTC)

La commande prédictive de couple (**Model Predictive Torque Control – MPTC**) est une technique avancée qui a suscité un intérêt croissant dans le domaine des entraînements électriques, en particulier pour les machines asynchrones. Cette méthode repose sur la prédiction en temps réel du comportement dynamique de la machine afin d'optimiser le contrôle du couple électromagnétique, tout en assurant un suivi précis des consignes. L'application de la MPTC aux machines asynchrones permet non seulement d'améliorer la performance dynamique et la qualité de la commande, mais aussi de réduire la complexité des régulateurs classiques.

3.2.1 Modèle de prédiction en temps discret

En utilisant l'approximation d'Euler présentée dans le chapitre 2 (équation 2.6) ainsi que l'équation 1.5, il est possible d'estimer le flux statorique [23] [14] :

$$\hat{\psi}_s(k) = \hat{\psi}_s(k-1) + T_s \bar{V}_s(k) - R_s T_s \bar{i}_s(k) \quad (3.1)$$

À partir des équations 1.38 et 3.1, il est possible d'estimer le flux rotorique :

$$\hat{\psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_s(k) + \bar{i}_s(k) \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) \quad (3.2)$$

Une fois les flux rotorique et statorique estimés, il est nécessaire de calculer les prédictions des variables contrôlées. Dans le cas de la commande prédictive de couple (PTC), le couple électromagnétique Te ainsi que le flux statorique sont prédits pour le prochain instant d'échantillonnage $k+1$. Pour la prédiction du flux statorique ($k+1$), on utilise la même équation de tension statorique que celle employée pour son estimation. En approximant la dérivée du flux statorique, on obtient alors l'expression prédictive de ce flux [23] [24].

$$\bar{\psi}_s^p(k+1) = \bar{\psi}_s(k) + T_s \bar{V}_s(k) - R_s T_s \bar{i}_s(k) \quad (3.3)$$

Pour la prédiction du couple électromagnétique Te ($k+1$), on utilise l'équation 3.4 [9] :

$$T_e^p(k+1) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot Im \left(\bar{\psi}_s^p(k+1) \cdot \bar{i}_s^p(k+1) \right) \quad (3.4)$$

Comme indiqué dans l'équation 3.4 et 3.3, la prédiction du courant statorique ($k+1$) est nécessaire afin de pouvoir estimer le couple électromagnétique et le flux statorique.

Pour la prédiction du courant statorique ($k+1$), on utilise l'équation 1.39 :

$$\bar{i}_s^p(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \bar{i}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega \right) \bar{\psi}_r(k) + \bar{V}_s(k) \right] \right\} \quad (3.5)$$

Les prédictions du couple électromagnétique et du flux statorique sont formulées en fonction de la tension appliquée par l'onduleur $V(k)$. Par conséquent, sept prédictions distinctes du couple $T_e(k+1)$ et du flux statorique $\psi_s(k+1)$ sont obtenues, chacune correspondant à l'un des sept vecteurs de tension disponibles dans un onduleur à deux niveaux [7].

La sélection de l'état de commutation optimal est ensuite réalisée à l'aide d'une fonction de coût g incorporant la loi de commande.

3.2.2 Fonction de coût

Dans le cadre de la commande prédictive de couple (MPTC), la sélection de l'état de commutation optimal repose sur l'évaluation d'une fonction de coût. Cette dernière permet de comparer, à chaque instant d'échantillonnage, les différentes prédictions obtenues pour les grandeurs électromagnétiques clés, notamment le couple et le flux statorique. De manière générale,

la fonction de coût est définie comme une mesure de l'écart entre les valeurs de référence et les valeurs prédites de ces grandeurs. Elle peut s'exprimer sous la forme [5] [7] [24] :

$$g = |T_e^* - T_e^p(k+1)| + \lambda \cdot |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| \quad (3.6)$$

Où :

$\bar{T}_e^*$ et $\bar{\psi}_s^*$ représentent respectivement les références du couple et du flux statorique, $\bar{T}_e^p(k+1)$ et $\bar{\psi}_s^p(k+1)$ sont leurs prédictions pour l'instant suivant, et λ est le coefficient de pondération permettant d'ajuster l'importance relative accordée au contrôle du couple par rapport à celui du flux statorique [7].

En pratique, on n'utilise pas le flux physique exact, mais une **valeur de consigne réaliste**, généralement dérivée de la tension d'alimentation et de la fréquence.

On peut utiliser :

$$\psi_s^* = \frac{e}{\omega_s} = \frac{V - R \cdot i}{\omega_s} \quad (3.7)$$

avec :

e = force électromotrice (f.é.m)

$V = \frac{U}{\sqrt{3}}$ (tension phase-neutre)

$\omega_s = 2\pi f$ (vitesse angulaire synchrone en rad/s)

$R \cdot i$ = chutes ohmiques

Le facteur λ peut être défini comme le rapport entre le couple nominal T_n et la norme du flux statorique nominal $|\psi_s^*|$ [24] :

$$\lambda = \frac{T_n}{|\psi_s^*|} \quad (3.8)$$

L'état de commutation associé au vecteur de tension minimisant cette fonction de coût est alors appliqué au système. Cette approche permet d'assurer un suivi précis des références tout en prenant en compte les contraintes du système, notamment celles liées à l'onduleur.

3.2.3 Algorithme de la stratégie de commande

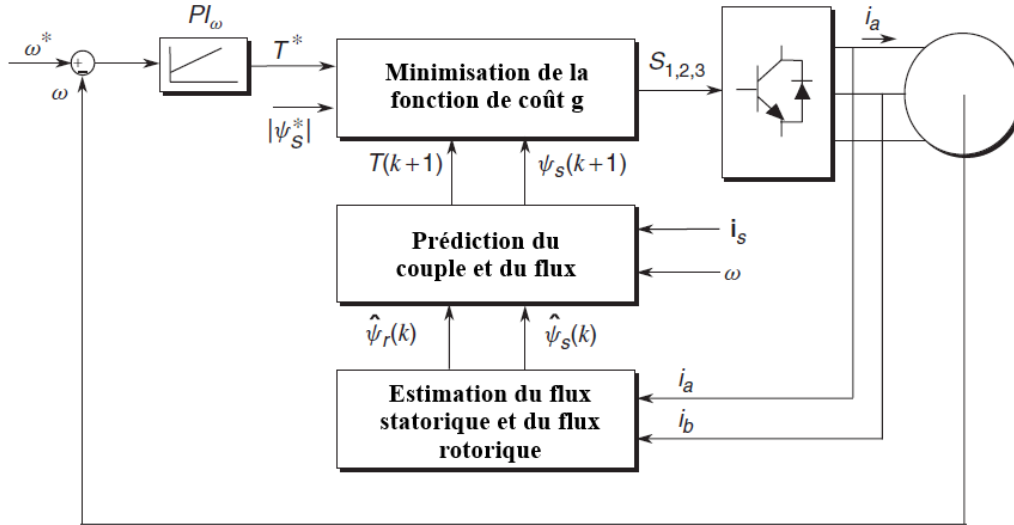


FIGURE 3.1 – Schéma fonctionnel de la commande prédictive de couple (MPTC)

La figure 3.1 présente un schéma fonctionnel de la stratégie de commande prédictive du couple d'un onduleur triphasé alimentant une machine électrique.

La commande prédictive de couple (**Model Predictive Torque Control – MPTC**) s'articule autour des étapes suivantes [7] [9] :

1. Le couple de référence T_e^* , ainsi que le cas échéant le flux statorique de référence ψ_s^* , sont fournis par une boucle de régulation externe ou imposés directement en fonction des exigences de l'application.
2. Les courants statoriques sont mesurés, tandis que les flux statorique et rotorique sont estimés à l'aide d'un modèle de la machine, constituant ainsi les entrées du modèle prédictif.
3. Un modèle de la machine est utilisé pour prédire les valeurs du couple électromagnétique $T_e^p(k+1)$ et du flux statorique $\psi_s^p(k+1)$ à l'instant $k+1$, pour chacun des sept vecteurs de tension possibles que peut générer un onduleur à deux niveaux.
4. Une fonction de coût g est alors évaluée pour chaque vecteur de tension. Elle quantifie l'écart entre les valeurs de couple et de flux prédites et leurs références respectives. Ce critère permet de déterminer le vecteur de tension optimal en termes de performance dynamique et de précision de suivi.
5. Le vecteur de tension minimisant la fonction de coût est sélectionné, et les signaux de commande correspondants sont appliqués à l'onduleur pour imposer l'état de commutation approprié.

3.3 Implémentation dans MATLAB/Simulink

Dans cette section, une simulation est réalisée afin de valider le fonctionnement de la commande MPTC appliquée à une machine asynchrone et d'évaluer les performances dynamiques du système.

Le tableau ci-dessous présente l'ensemble des paramètres utilisés pour la simulation du système :

TABLE 3.1 – Paramètres de la machine asynchrone et de la simulation

Paramètre	Valeur	Description
Simulation		
T_{sim}	8 s	Durée totale de la simulation
$T_s = dt$	–	Pas de temps de simulation
Contrôleur PI de vitesse		
T_{sw}	2 ms	Temps d'échantillonnage du PI
K_p	15	Gain proportionnel
K_i	5	Gain intégral



FIGURE 3.2 – Plaque signalétique du moteur asynchrone

3.3.1 Résultats de simulation

Cette section présente les résultats de simulation pour différentes valeurs du pas d'échantillonnage T_s . Les figures montrent les grandeurs caractéristiques de la machine asynchrone, telles que les courants, tensions, flux et couple électromagnétique.

L'objectif est d'analyser l'impact du pas d'échantillonnage sur la qualité du contrôle, notamment en observant les effets sur les oscillations (ripple) du couple et du flux statorique.

3.3.1.1 Résultats pour $T_s = 200 \mu s$ (5 kHz)

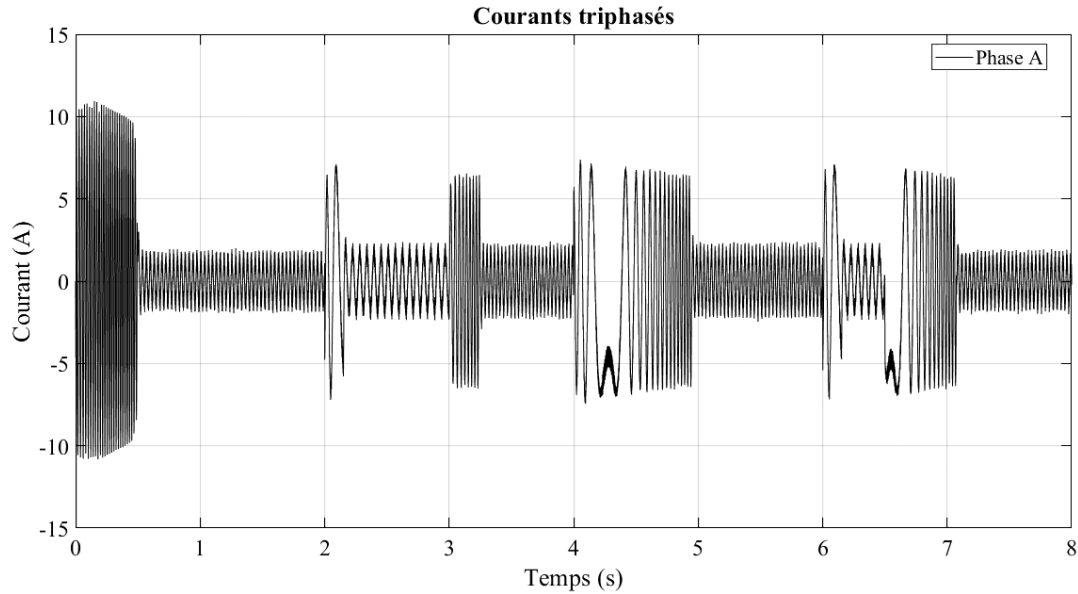


FIGURE 3.3 – Courant de phase A de la machine asynchrone.

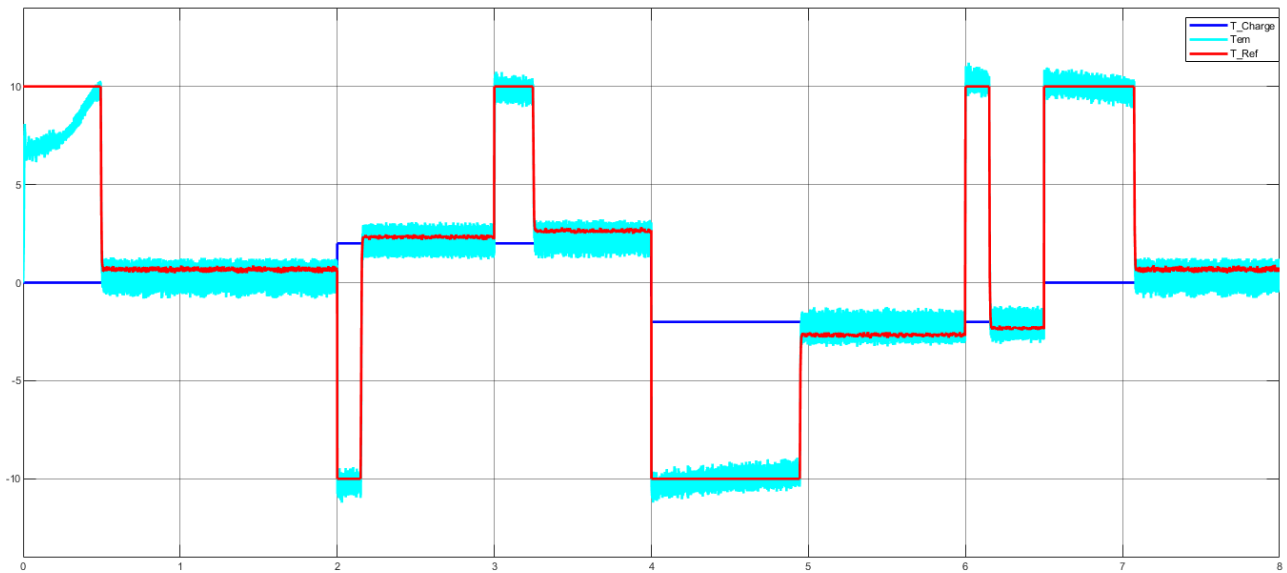


FIGURE 3.4 – Évolution du couple électromagnétique (T_e), du couple de référence (T_e^*) et du couple résistant (T_L) au cours du temps.

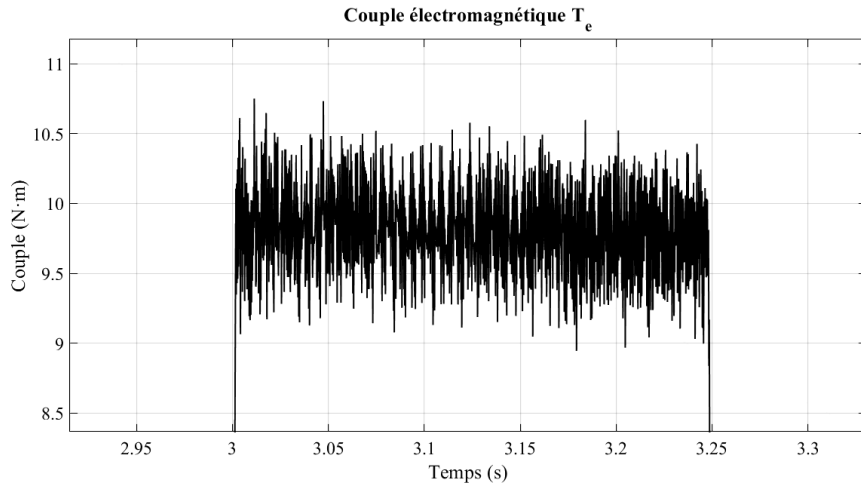


FIGURE 3.5 – Couple électromagnétique : zoom sur les oscillations (ripple) à 5 kHz.

Le couple électromagnétique présente des fluctuations autour de la valeur de consigne fixée à 10Nm. Ces oscillations induites par la commande prédictive peuvent entraîner des dépassements atteignant jusqu'à 10,5 Nm.

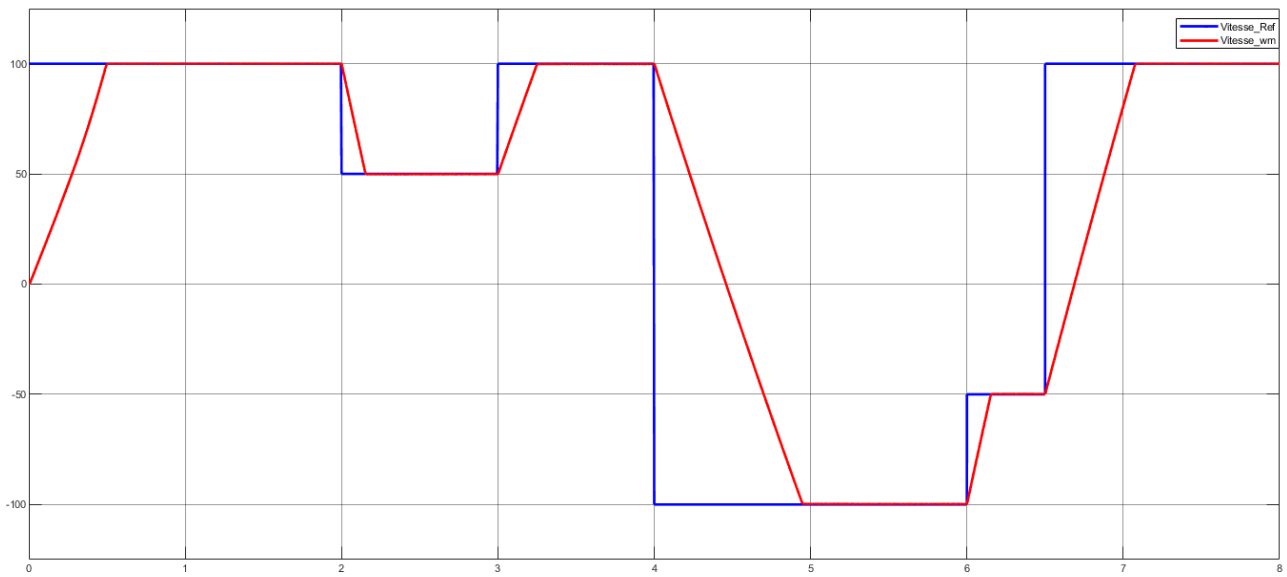


FIGURE 3.6 – Vitesse de référence et vitesse mesurée de la machine.

La vitesse mesurée suit fidèlement la consigne, ce qui traduit une bonne performance du régulateur de vitesse.

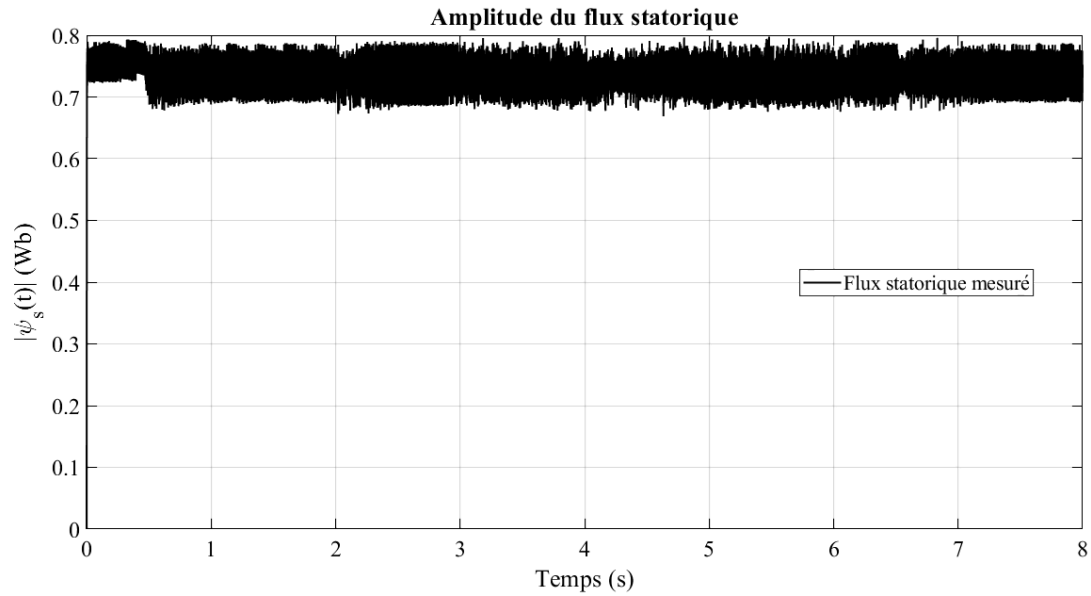


FIGURE 3.7 – Flux statorique estimé de la machine.

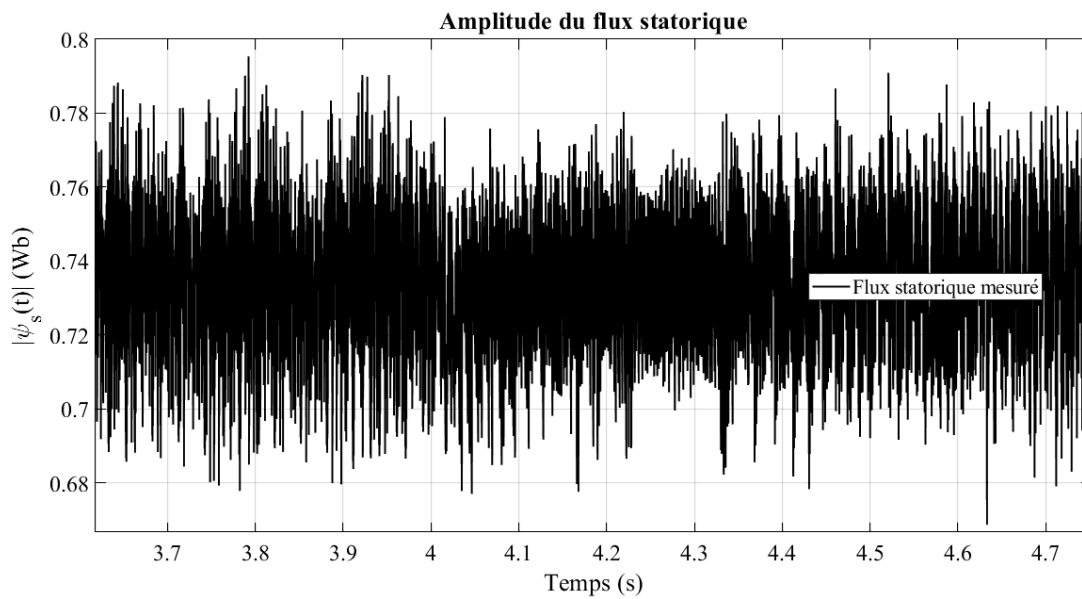


FIGURE 3.8 – Zoom sur l'évolution du flux statorique estimé

Le flux statorique présente des fluctuations autour de la valeur de consigne fixée à 0.735 Wb. Ces oscillations induites par la commande prédictive peuvent entraîner des dépassements atteignant jusqu'à 0.79 Wb.

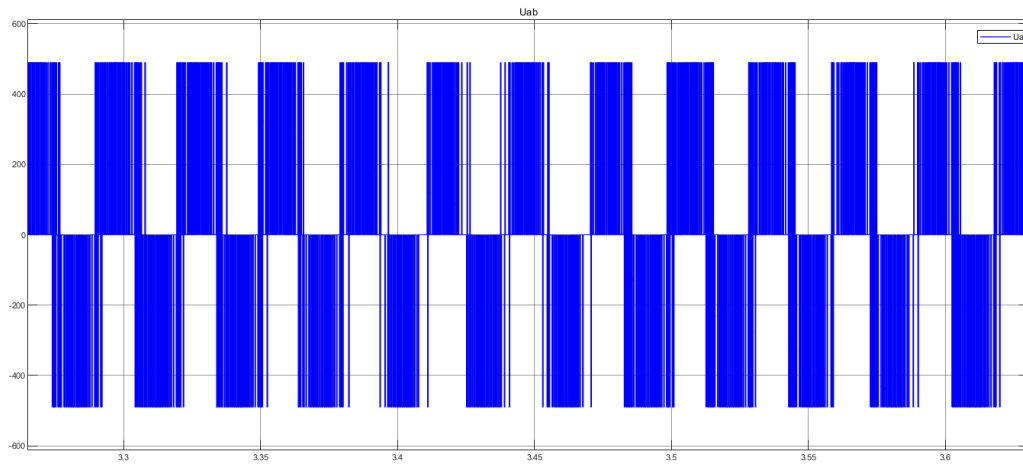


FIGURE 3.9 – Tension entre les phases A et B de la machine.

L'analyse du couple (Fig. 3.9) et du flux statorique (Fig. 11) montre l'existence des oscillations à haute fréquence. Celles-ci sont liées à la nature discrète du contrôle prédictif.

On s'attend à ce que la réduction de T_s (donc une augmentation de la fréquence d'échantillonnage) réduise ces fluctuations, améliorant ainsi la qualité du contrôle.

3.3.1.2 Résultats pour $T_s = 66,66 \mu s$ (15 kHz)

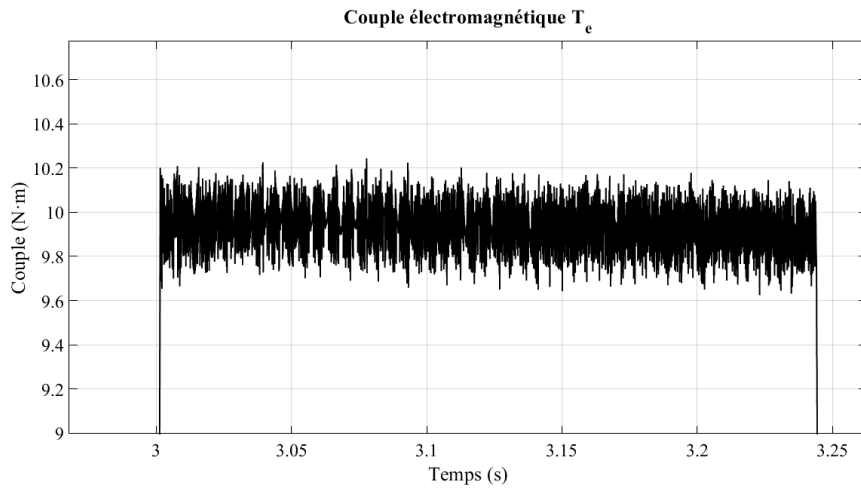


FIGURE 3.10 – Zoom sur le couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique présente des fluctuations autour de la valeur de consigne fixée à 10Nm. Ces oscillations induites par la commande prédictive peuvent entraîner des dépassements atteignant jusqu'à 10,2 Nm.

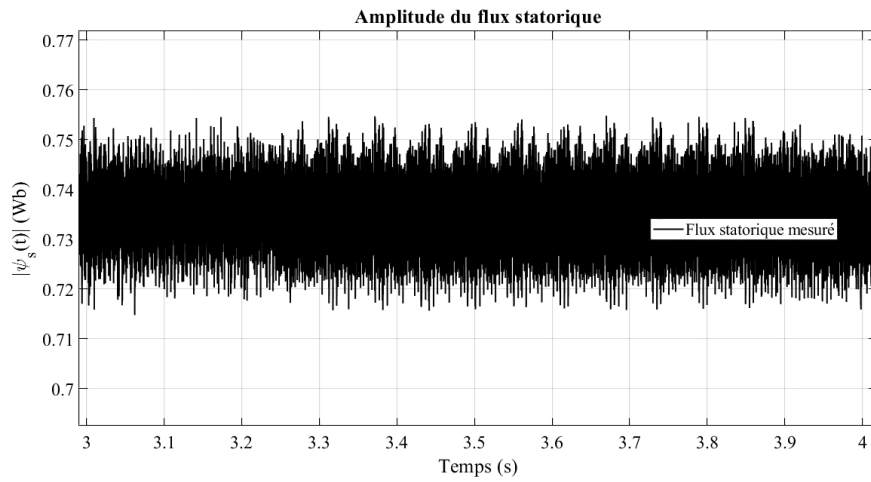


FIGURE 3.11 – Zoom sur le flux statorique estimé.

Le flux statorique présente des fluctuations autour de la valeur de consigne fixée à 0.735 Wb. Ces oscillations induites par la commande prédictive peuvent entraîner des dépassements atteignant jusqu'à 0.75 Wb.

3.3.1.3 Résultats pour $T_s = 10 \mu s$ (100 kHz)

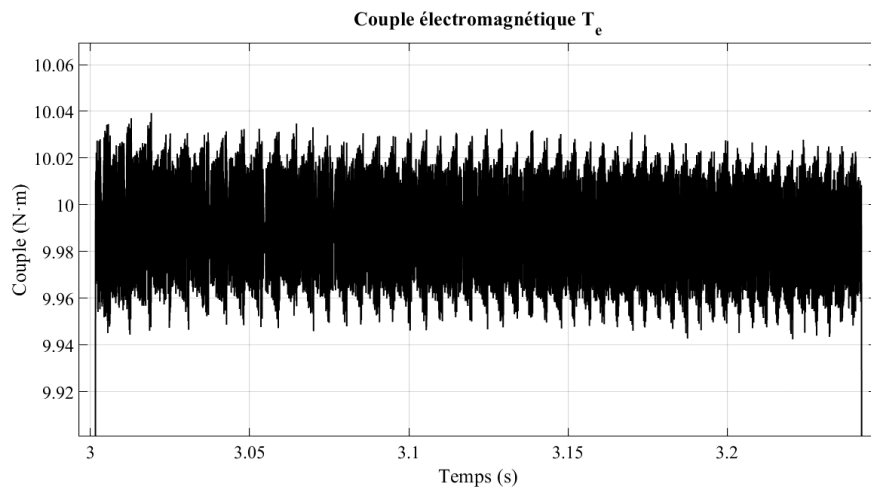


FIGURE 3.12 – Zoom sur le couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique présente des fluctuations autour de la valeur de consigne fixée à 10 Nm. Ces oscillations induites par la commande prédictive peuvent entraîner des dépassements atteignant jusqu'à 10,04 Nm.

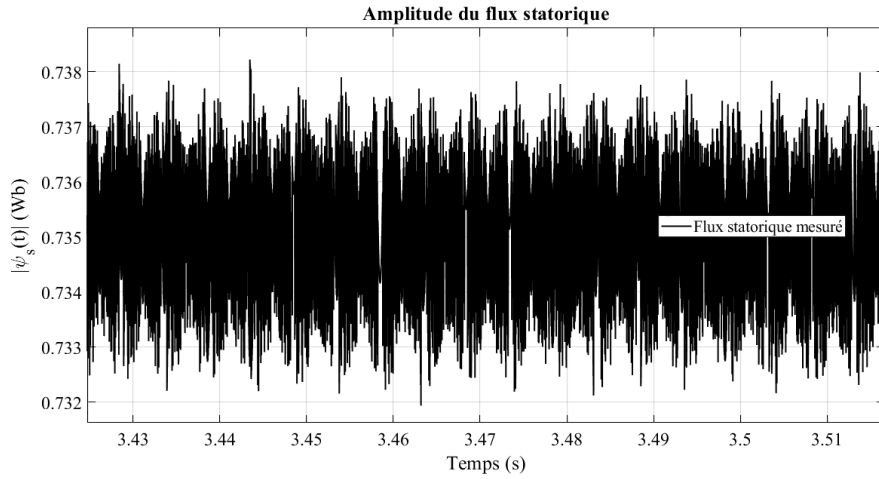


FIGURE 3.13 – Zoom sur le flux statorique estimé.

Le flux statorique présente des fluctuations autour de la valeur de consigne fixée à 0.735 Wb. Ces oscillations induites par la commande prédictive peuvent entraîner des dépassements atteignant jusqu'à 0.738 Wb.

3.3.2 Interprétation et discussion des résultats

L'analyse des résultats met en évidence que la diminution du pas d'échantillonnage T_s améliore significativement les performances dynamiques du système. En particulier, une réduction de T_s permet de diminuer les ondulations (ripple) observées sur le couple électromagnétique et le flux statorique, tout en assurant un meilleur suivi des grandeurs de référence. Toutefois, cette amélioration dépend fortement des capacités de calcul du microcontrôleur utilisé, notamment en ce qui concerne la fréquence maximale de commutation admissible.

Par ailleurs, on observe également que le taux de distorsion harmonique (THD) diminue lorsque T_s est réduit, ce qui a été vérifié à travers les simulations sur une charge RL. Cela confirme que l'augmentation de la fréquence de commutation contribue à améliorer la qualité des formes d'onde injectées dans la machine.

Le tableau 3.2 présente l'évolution du THD du courant statorique pour différentes valeurs de T_s , illustrant clairement cette tendance.

 TABLE 3.2 – Évolution du THD du courant statorique en fonction du pas d'échantillonnage T_s

T_s [μ s]	Fréquence [kHz]	THD courant statorique [%]
200	5	9.58
66.66	15	5.25
10	100	2.00

3.4 Implémentation sur la carte F28335

Dans cette section, on présente l'implémentation pratique de l'algorithme de Model Predictive Torque Control (MPTC) sur la carte de développement Texas Instruments F28335.

3.4.1 Banc d'essais

Pour valider expérimentalement l'algorithme, on a mis en place un banc d'essais regroupant l'ensemble des équipements nécessaires.

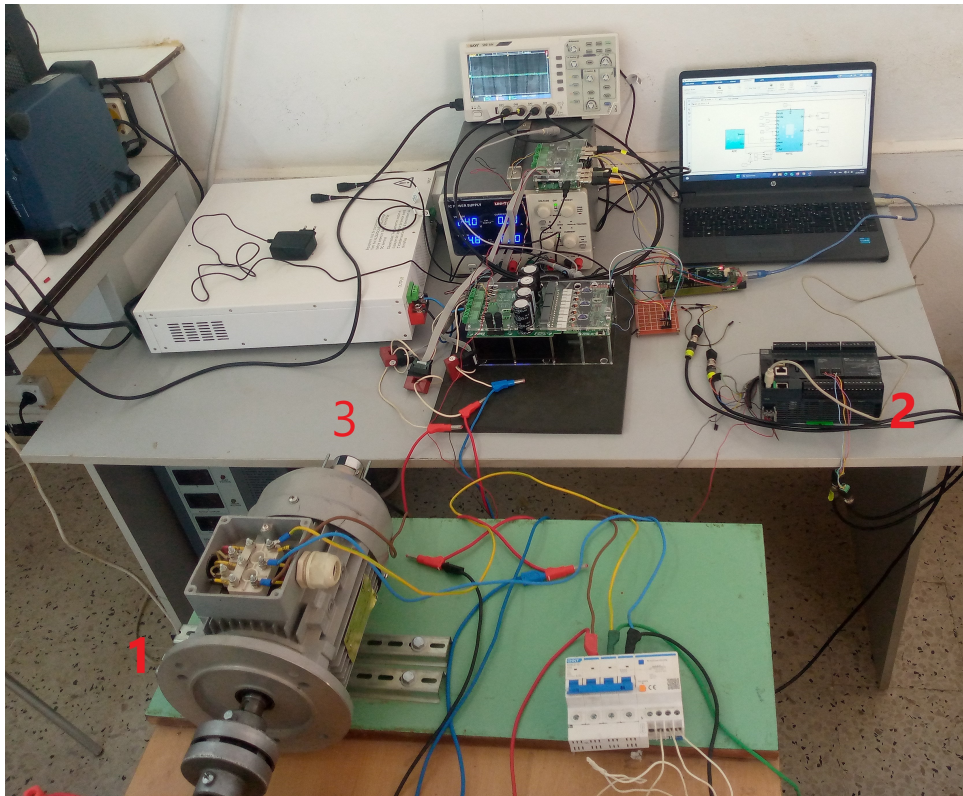


FIGURE 3.14 – Banc d'essai MPTC

On résume ci-dessous les principaux éléments :

TABLE 3.3 – Description des éléments du banc d'essai

N°	Élément	Description
1	Moteur Asynchrone	1.1 kW, 230/400V, 4.78/2.75A, 1390 Tr/min
3	Encodeur	Encodeur incrémental
2	Automate Schneider M221	Modicon M221, contrôleur 24E/S PNP, port Ethernet+série, 24VCC, sortie analogiques 0-10V.

3.4.2 Schéma Simulink de la commande MPTC sur la carte F28335

La simulation a été réalisée avec les paramètres suivants :

TABLE 3.4 – Paramètres de simulation Simulink

Paramètre	Valeur
Type de solver	Fixed-step (pas fixe)
Méthode d'intégration	ode (Eule)
Pas de simulation	Selon la fréquence de commutation)
Tension Vdc	150 V

3.4.3 Résultats expérimentaux

Dans cette section, on présente les résultats obtenus pour la commande prédictive de couple (MPTC) appliquée à un moteur asynchrone à vide avec un pas d'échantillonnage fixé à $T_s = 100 \mu s$. Les figures suivantes montrent les courants de phase mesurés ainsi que les signaux de commande (S_a , S_b , S_c) appliqués aux interrupteurs de l'onduleur.

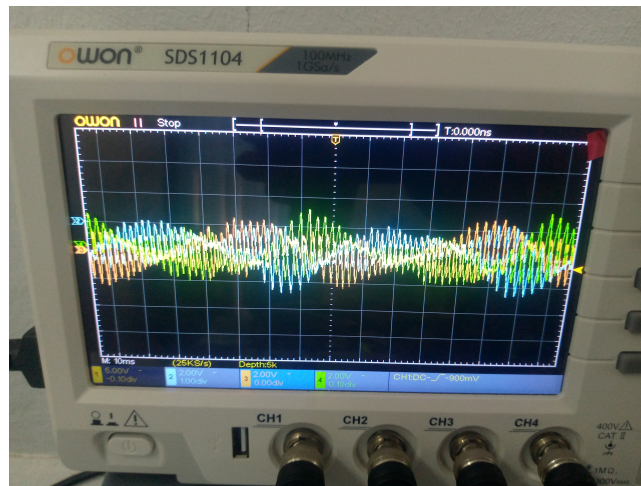


FIGURE 3.15 – Courants de phase i_a , i_b , i_c sous commande MPTC avec $T_s = 100 \mu s$ avec $Vitesse^* = 350 Tr/min$.

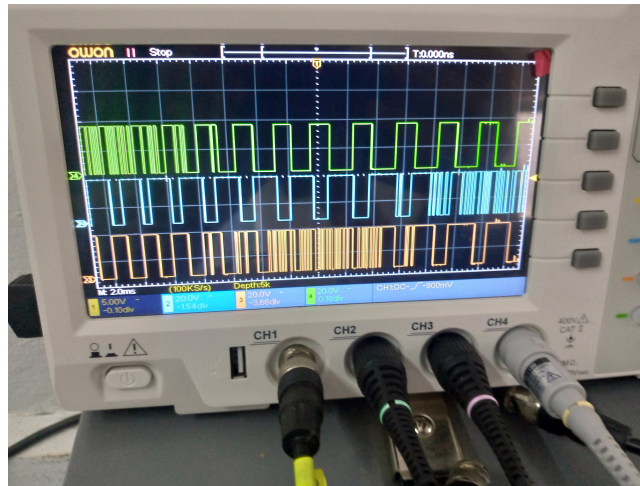


FIGURE 3.16 – Signaux de commande S_a , S_b , S_c générés par la commande MPTC.

3.4.4 Interprétation et discussion des résultats

Les signaux de courant présentent un niveau de bruit important, particulièrement en amplitude, avec des variations rapides et désordonnées. Ce comportement peut être le symptôme d'une instabilité du système, souvent liée à plusieurs facteurs critiques. Tout d'abord, l'estimation du flux, réalisée ici à l'aide d'un intégrateur pur, est particulièrement sensible au bruit ; en présence de signaux perturbés (courant), l'intégrateur accumule les erreurs, ce qui entraîne une dérive du flux estimé et, par conséquent, une prédiction de couple incorrecte.

De plus, les courants mesurés à vide sont de très faible amplitude, ce qui les rend encore plus vulnérables au bruit de mesure, surtout en l'absence de filtrage. Cela affecte directement la qualité de la commande prédictive.

Toutefois, malgré la dégradation visible des courants, la vitesse du moteur reste correctement régulée. Cela montre que la commande prédictive parvient à assurer le suivi du couple de référence avec efficacité, même si la qualité des signaux intermédiaires n'est pas idéale. Le comportement reste donc globalement satisfaisant en régime à vide.

Les signaux de commande S_a , S_b , S_c montrent des commutations fréquentes. Ces commutations sont déclenchées par la sélection du vecteur de tension optimal à chaque T_s . On note que le vecteur sélectionné varie fortement à chaque période, ce qui permet une dynamique rapide, mais peut engendrer un échauffement accru des interrupteurs (à prendre en compte pour la dissipation thermique).

Le pas $T_s = 100 \mu s$ est un bon compromis ici : il permet une commande réactive, tout en restant compatible avec les capacités de calcul de la carte d'implémentation (TI F28335 par exemple).

3.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté la mise en œuvre de la commande MPTC appliquée à un moteur asynchrone. Dans un premier temps, une étude en simulation a permis de valider la stratégie de commande dans des conditions idéales, en mettant en évidence sa capacité à assurer un bon suivi du couple et une dynamique rapide, avec des courants de phase bien formés et équilibrés.

Dans un second temps, l'algorithme a été implémenté en temps réel sur la carte de commande TI F28335. Les essais pratiques ont permis de confirmer la capacité de la commande à réguler efficacement la vitesse, même en présence de perturbations. Toutefois, les courants de phase mesurés en pratique présentent un aspect fortement bruité, notamment en régime à vide. Cette dégradation peut être attribuée à la sensibilité de l'estimateur de flux basé sur l'intégration, au bruit de mesure non filtré, ainsi qu'à la difficulté de sélection du vecteur optimal lorsque le couple est très faible.

Malgré ces limitations sur la qualité des courants, la commande MPTC a montré un comportement globalement satisfaisant en termes de régulation de vitesse.

Conclusion générale

Ce travail de fin d'études a porté sur la modélisation, la simulation et l'implémentation de deux stratégies de commande avancées pour les systèmes électromécaniques sur une carte avancée TI F28335.

Dans une première partie, la commande prédictive de courant (MPCC) a été développée et simulée pour une charge de type inductive RL. Cette phase a permis de valider les principes de la commande prédictive, en mettant en évidence sa capacité à contrôler efficacement les grandeurs électriques du système.

Les résultats obtenus sont satisfaisants et très proches de ceux obtenus en simulation. Ces performances encourageantes ont constitué une motivation forte pour atteindre l'objectif principal de ce travail, à savoir : l'implémentation de la commande prédictive de couple sur un moteur asynchrone, en utilisant une carte de commande économique (TI F28335).

L'implémentation expérimentale de la commande MPTC a permis d'observer une bonne régulation de la vitesse, même en régime à vide. Cependant, les signaux de courant mesurés présentent un bruit important, ce qui dégrade la qualité globale de la commande. Cette situation est liée à plusieurs facteurs déjà identifiés.

Pour améliorer la robustesse et la précision de la commande MPTC en environnement réel, plusieurs perspectives peuvent être envisagées. La première consisterait à remplacer l'estimateur de flux par une méthode plus fiable, comme un observateur adaptatif ou un modèle de type MRAS. Une autre piste d'amélioration serait de tester la commande sur des machines de plus forte puissance (Couple plus élevé), afin de limiter l'impact du bruit relatif sur les courants mesurés.

Enfin, une évolution prometteuse reposerait sur l'introduction de techniques d'intelligence artificielle. Par exemple, le bloc de prédiction de la MPTC pourrait être remplacé par un réseau de neurones récurrent (RNN), capable d'apprendre et d'anticiper dynamiquement le comportement du système pour sélectionner le vecteur optimal. De même, des réseaux neuronaux pourraient être utilisés pour estimer le flux ou d'adapter automatiquement les coefficients de pondération dans la fonction de coût. Ces solutions rendraient la commande plus adaptative, plus robuste et mieux adaptée aux environnements industriels complexes.

Bibliographie

- [1] Mohamed Lamine Nechma. Modélisation, commande et simulation d'un moteur asynchrone à cage. Mémoire de master, Université Badji Mokhtar - Annaba, Annaba, Algérie, 2019.
- [2] Sofien Hajji. *Modeling, Observation and Control of the Induction Machine*. Phd thesis, University of Caen Basse-Normandie, Caen, France, 2009. Joint PhD program with the University of Sfax (Tunisia), Doctoral School : SIMEM, Specialty : Control and Robotics. Defense held on May 9, 2009.
- [3] Lotfi Baghli. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Notes de cours, 2020. Support de cours.
- [4] Elhadj Bounadja. *Modélisation des machines électriques (Cours et Exercices)*. Université de Chlef, Chlef, Algérie, 2018. Destiné aux étudiants, première année Master, option : Machines électriques. Email : e.bounadja@univ-chlef.dz.
- [5] Abdelkarim AMMAR, Aissa KHELDOUN, Brahim METIDJI, Billel TALBI, Tarek AMEID, and Younes AZZOUG. An experimental assessment of direct torque control and model predictive control methods for induction machine drive. In *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pages 1–6, 2018.
- [6] İlker Şahin and Ozan Keysan. A simplified discrete-time implementation of fcs-mpc applied to an im drive. In *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pages P.1–P.8, 2019.
- [7] Jose Rodriguez and Patricio Cortes. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. Wiley-IEEE Press, Valparaiso, Chile, 2012.
- [8] Marco Rivera, José Riveros, Consuelo Rodríguez, Patrick Wheeler, and Jaime Rohten. Predictive torque and flux control of an induction machine fed by a voltage source inverter. In *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pages 1–5, 2021.
- [9] İlker Şahin. *Model Predictive Torque Control of an Induction Motor Enhanced with an Inter-Turn Short Circuit Fault Detection Feature*. Ph.d. thesis, Middle East Technical University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara, Turkey, 2021. Doctor of Philosophy in Electrical and Electronic Engineering.
- [10] Mohamed Slimani. Étude des différentes techniques de commande des onduleurs à mli. Mémoire de master en électronique, École Nationale Polytechnique, Département d'Électronique, Alger, Algérie, 2015.
- [11] Houssemeddine Meftah. Implémentation de la mli vectorielle sur la carte dsp tms320f28335 pour commander un onduleur triphasé. Mémoire de master en électrotechnique, École Nationale Polytechnique, Département d'Électrotechnique, Laboratoire de Recherche en Électrotechnique, Alger, Algérie, 2017.
- [12] Guy Séguier, Philippe Delarue, and Francis Labrique. *Électronique de puissance : structures, commandes, applications*. Dunod, 5 rue Laromiguière, Paris 5e, France, 10e édition

- edition, August 2015. Éditions 2004, 2011, 2015 – Ouvrage pédagogique de référence, Universitaire.
- [13] A. Boulmane, Y. Zidani, and D. Belkhat. Implementation of modulation techniques on tms320f28379d launchpad using the boostxl-drv8305evm. In *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, pages 1–6, Rabat, Morocco, 2018. IEEE.
 - [14] A. S. Lunardi, A. J. Sguarezi, and Filho. Experimental results for predictive direct torque control for a squirrel cage induction motor. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pages 1–5, 2017.
 - [15] Iris Ballesteros Tolosana. *Commande Prédictive pour le Véhicule Autonome*. Autre [cs.oh], Université Paris Saclay (COMUE), France, 2018. NNT : 2018SACL007.
 - [16] van Quang Binh Ngo. *Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d'énergie*. Autre, Université Paris Saclay (COMUE), France, 2017. NNT : 2017SACL031.
 - [17] Intissar Hattabi and Aya Boubergoug. La commande prédictive à base de modèle (mpc) et les réseaux de neurones (nn), application à l'entraînement électrique et aux convertisseurs de puissance. Mémoire de fin d'études, École Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger, Alger, Algérie, juillet 2021.
 - [18] Cristina Vlad. *Predictive Control of Hybrid Systems and Application to Power Electronics Control Systems*. Phd thesis, Supélec (École Supérieure d'Électricité), France, 2013. NNT : 2013SUPL0006. Available at : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00817487>.
 - [19] Boutaina Laredj. Mémoire de master : [titre à insérer ici]. Mémoire de master en automatique, option automatique et systèmes, Université de Jijel, Faculté des Sciences et de la Technologie, Département d'Automatique, Jijel, Algérie, 2021. Encadré par Dr. Ahsene Boubakir.
 - [20] Jos Rodriguez, Jorge Pontt, Cesar A. Silva, Pablo Correa, Pablo Lezana, Patricio Cortes, and Ulrich Ammann. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1) :495–503, 2007.
 - [21] Anis Samy Bey. Simulation and implementation of model predictive current control and artificial neural network based on mpcc of a three-phase, two level, inverter-fed rl-load. Mémoire d'ingénieur d'État, École Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger, Filière Électrotechnique, Spécialité Traction électrique, Alger, Algérie, 2022.
 - [22] Sébastien Tordeux and Victor Péron. *Analyse numérique : La méthode des différences finies*, 2021. Master 1 MMS, année universitaire 2020/2021.
 - [23] Irfan Sami, Bilal Khan, Rafiq Asghar, Chaudhry Arshad Mehmood, S. M. Ali, Zahid Ullah, and A. Basit. Sliding mode-based model predictive torque control of induction machine. In *2019 International Conference on Engineering and Emerging Technologies (ICEET)*, pages 1–5, 2019.
 - [24] Fengxiang Wang, S. Alireza Davari, Zhe Chen, Zhenbin Zhang, Davood Arab Khaburi, José Rodríguez, and Ralph Kennel. Finite control set model predictive torque control of induction machine with a robust adaptive observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4) :2631–2641, 2017.

Annexes

Annexe A : Schémas Simulink Charge RL

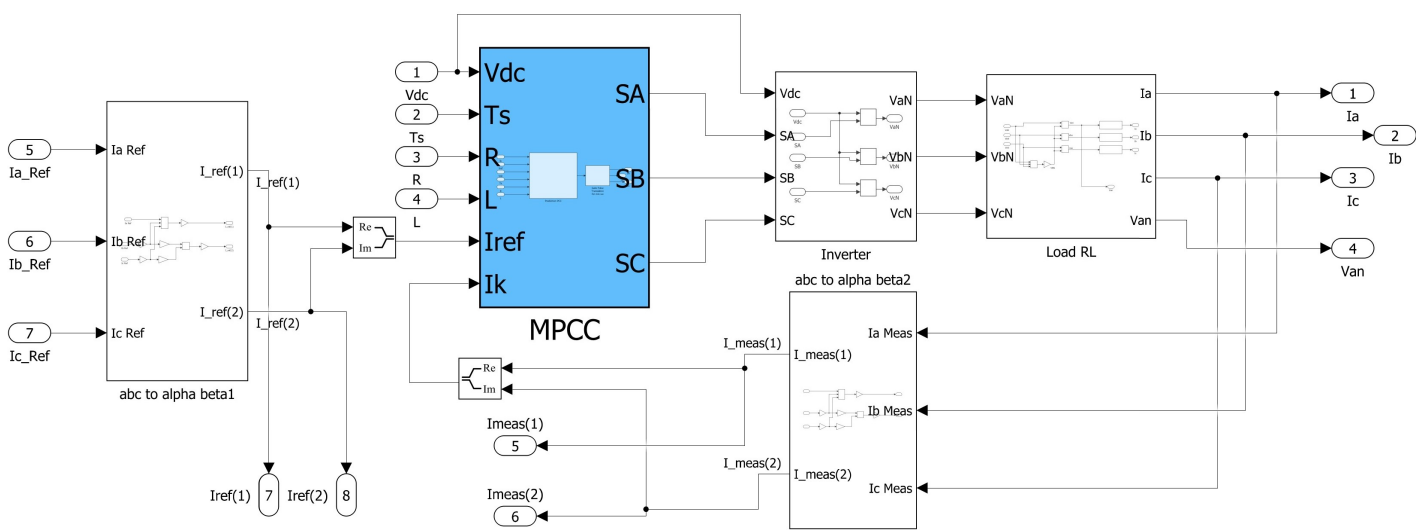


FIGURE 0.17 – MPCC - Schéma global du modèle Simulink

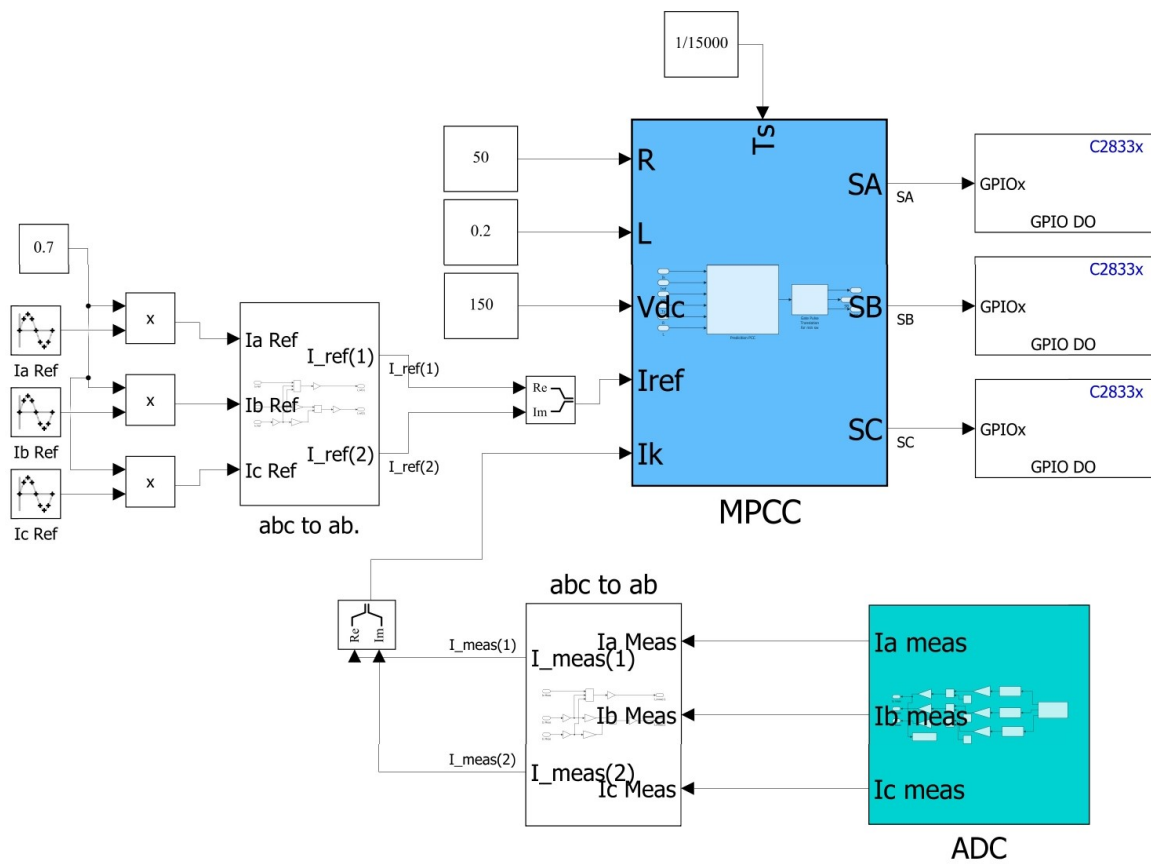


FIGURE 0.18 – Schéma global de la commande prédictive MPCC sous *Simulink*

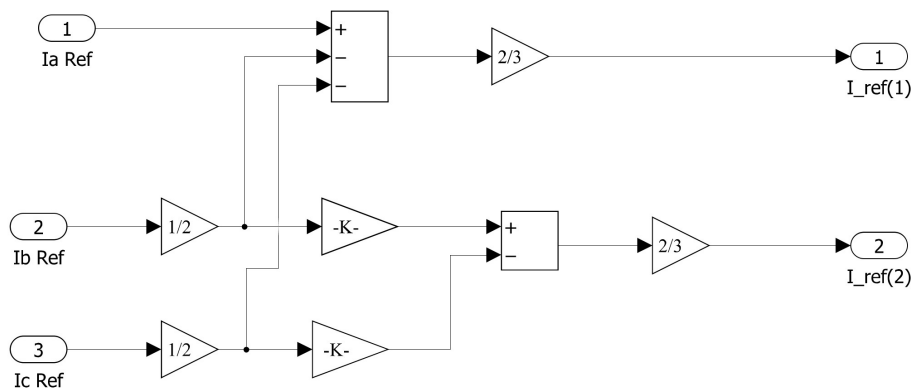


FIGURE 0.19 – Schéma de transformation $\alpha\text{-}\beta$ (version 2)

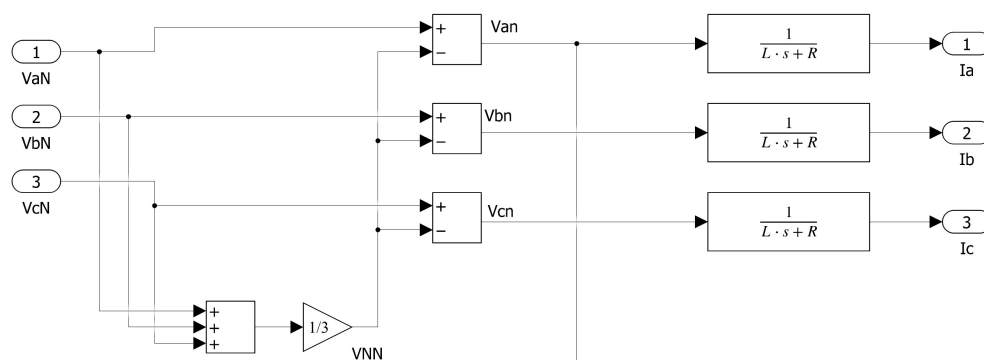


FIGURE 0.20 – Modèle de charge RL dans l’environnement Simulink

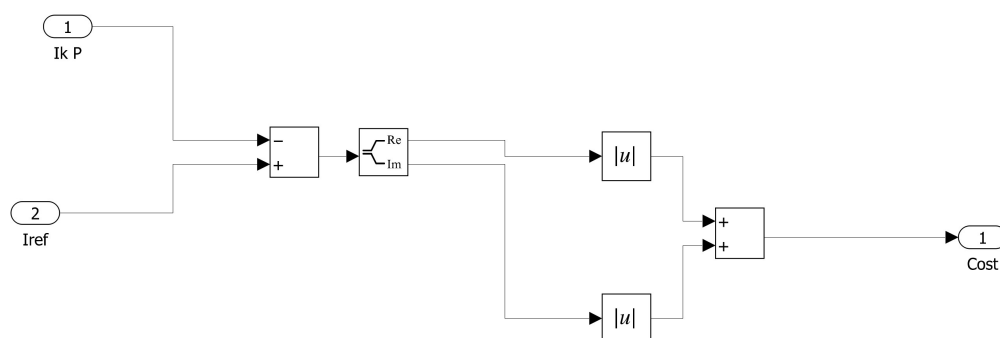


FIGURE 0.21 – Bloc de calcul de la fonction de coût

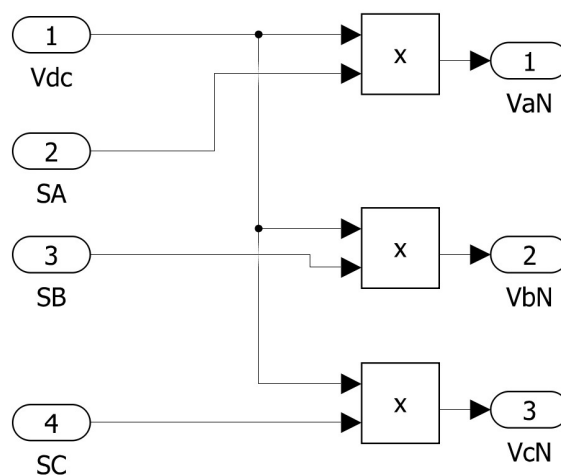


FIGURE 0.22 – Modèle de l'onduleur triphasé

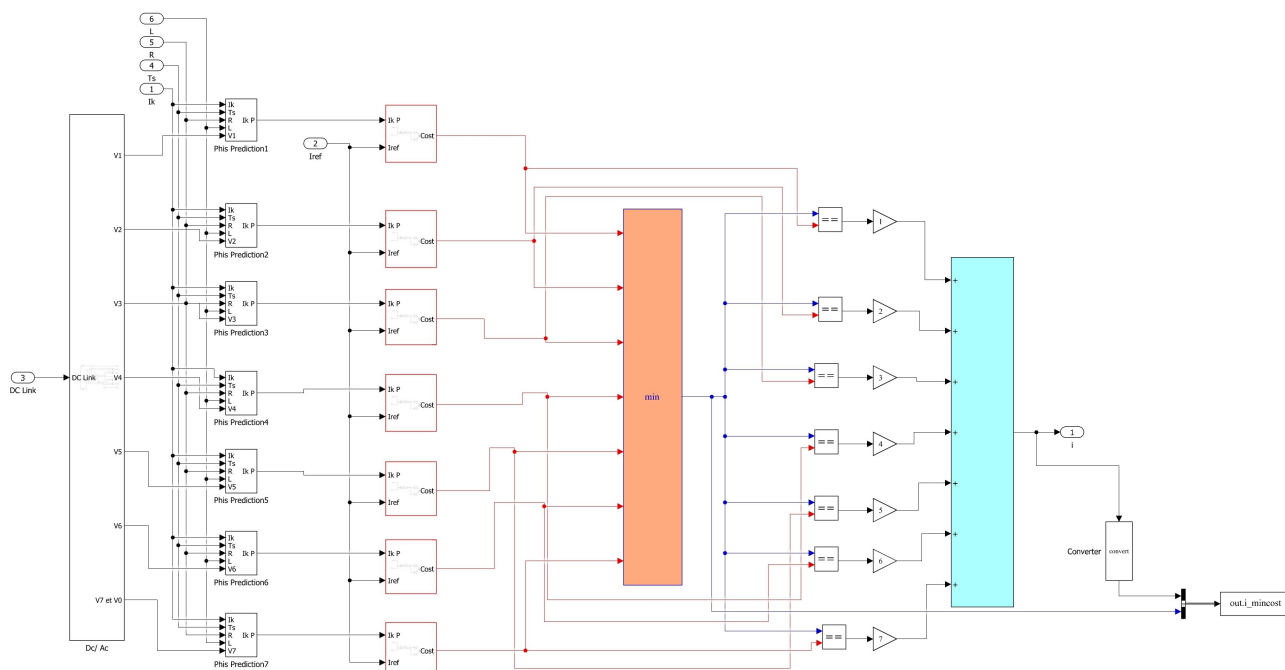


FIGURE 0.23 – Bloc de prédiction des variables

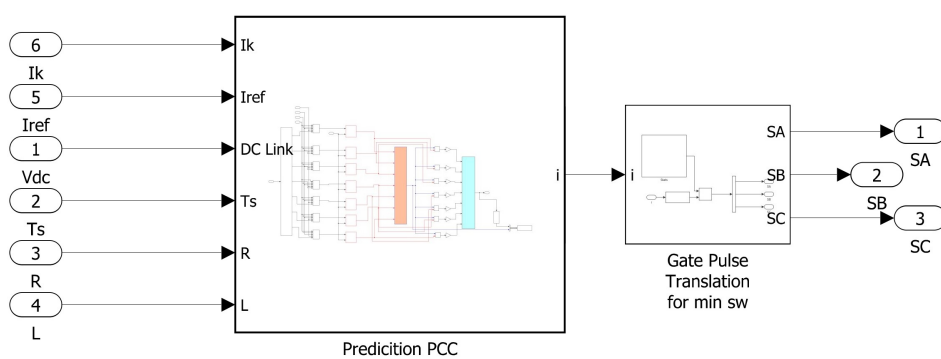
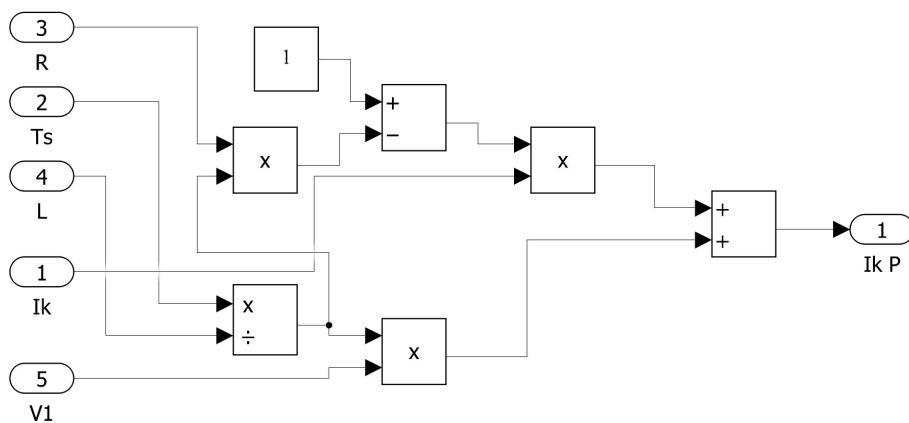
FIGURE 0.24 – Prédiction et sélection de la tension optimale V_i 

FIGURE 0.25 – Bloc de prédiction du courant

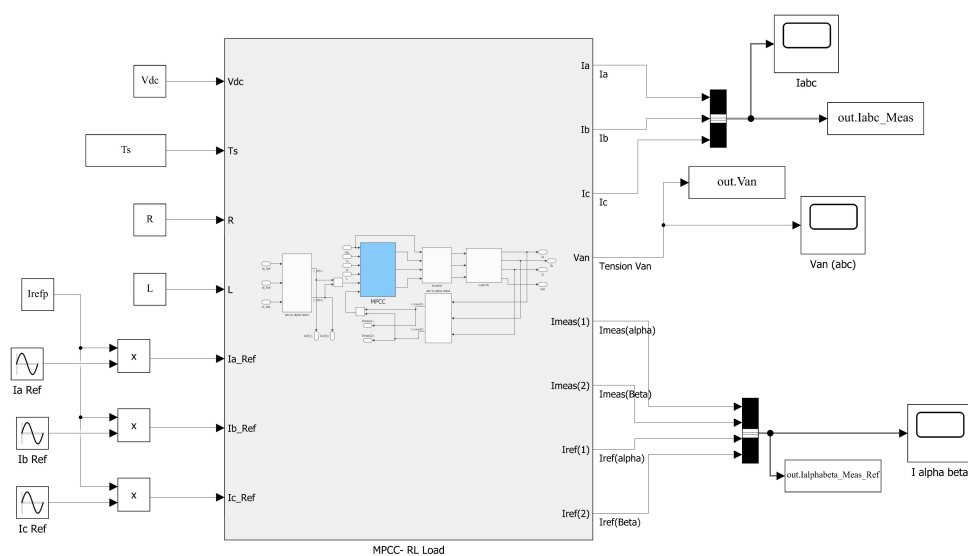
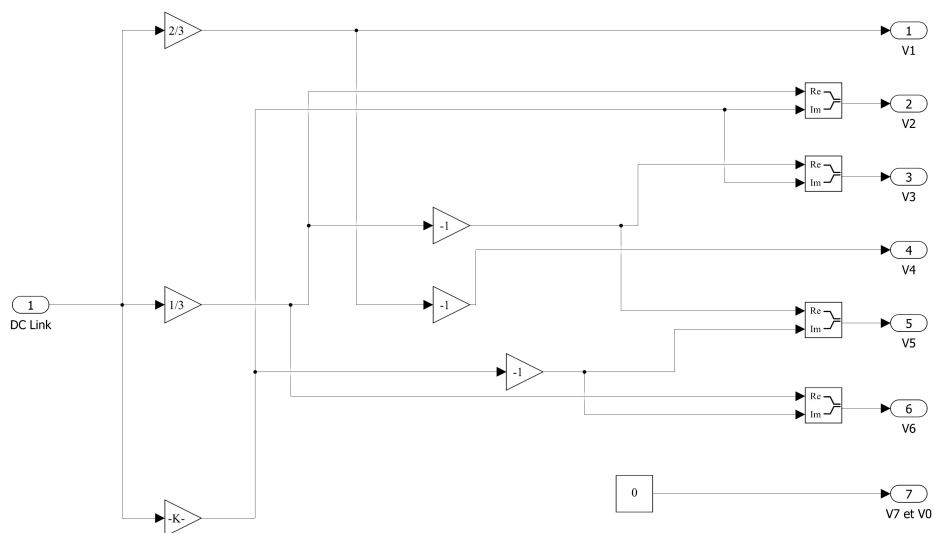


FIGURE 0.26 – Schéma de simulation complet (page 1)

FIGURE 0.27 – Mesure de la tension V_{DC} et des tensions AC

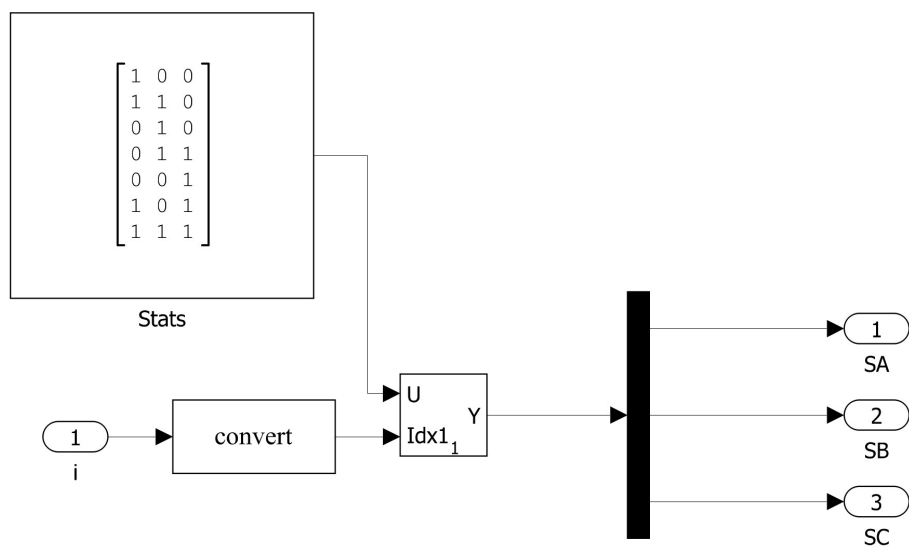


FIGURE 0.28 – Choix de la tension V_i selon la minimisation du coût

Annexe B : Schémas Simulink Charge Moteur

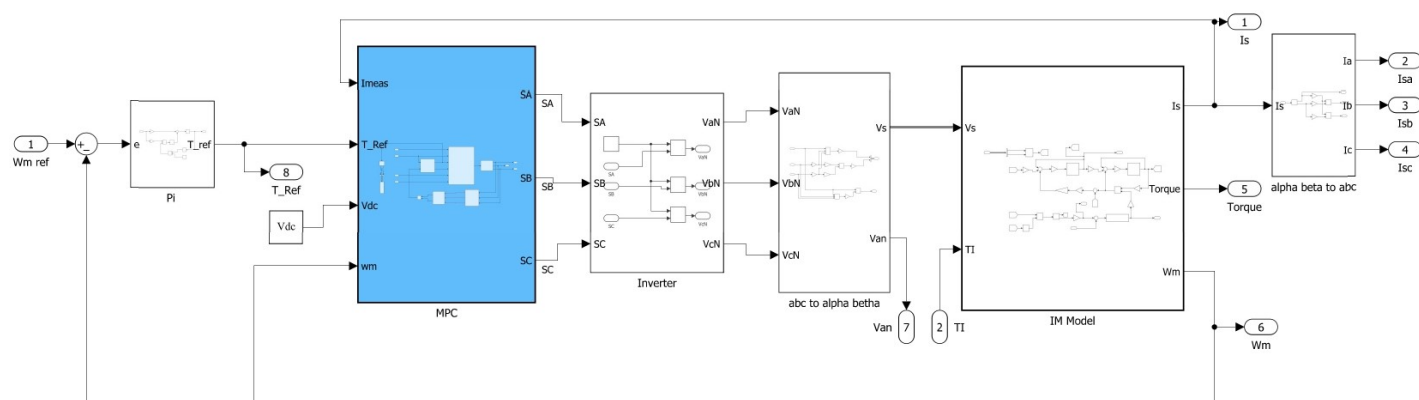


FIGURE 0.29 – MPTC - Schéma global du modèle Simulink

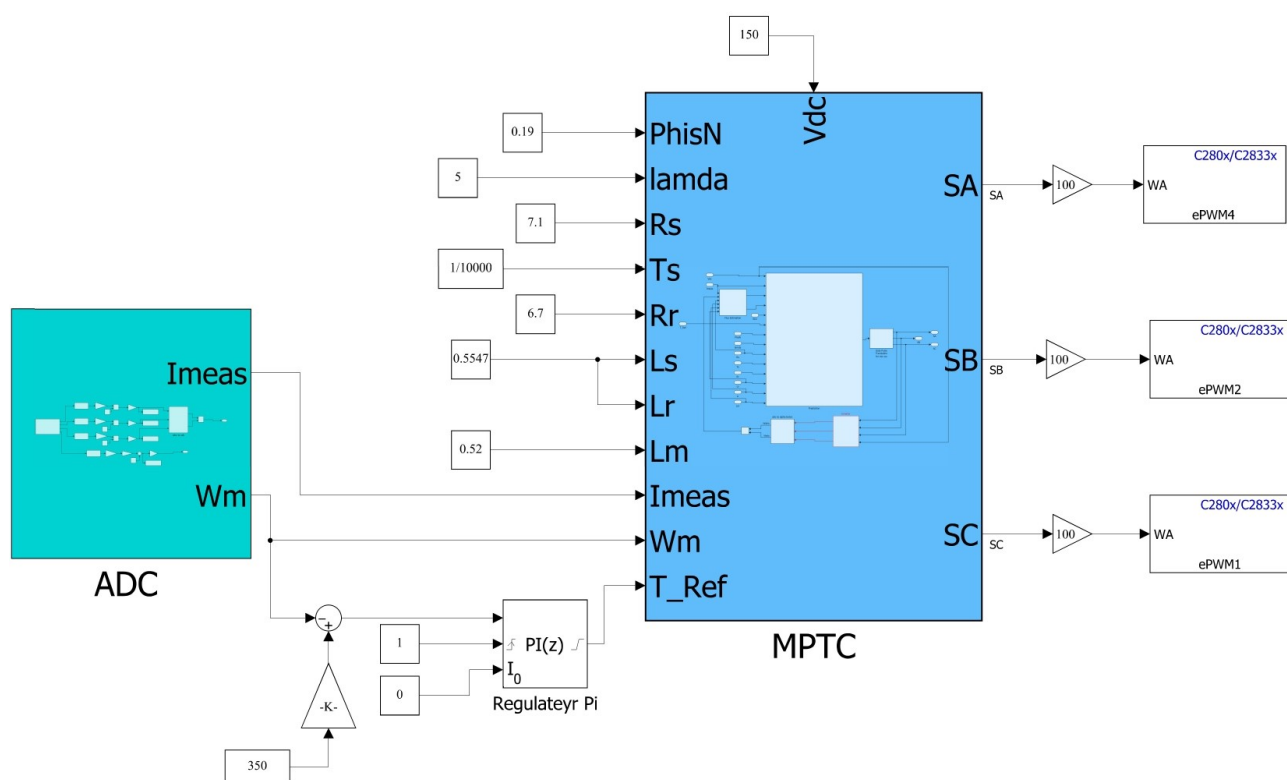


FIGURE 0.30 – Schéma Simulink de la commande MPTC sur la carte F28335

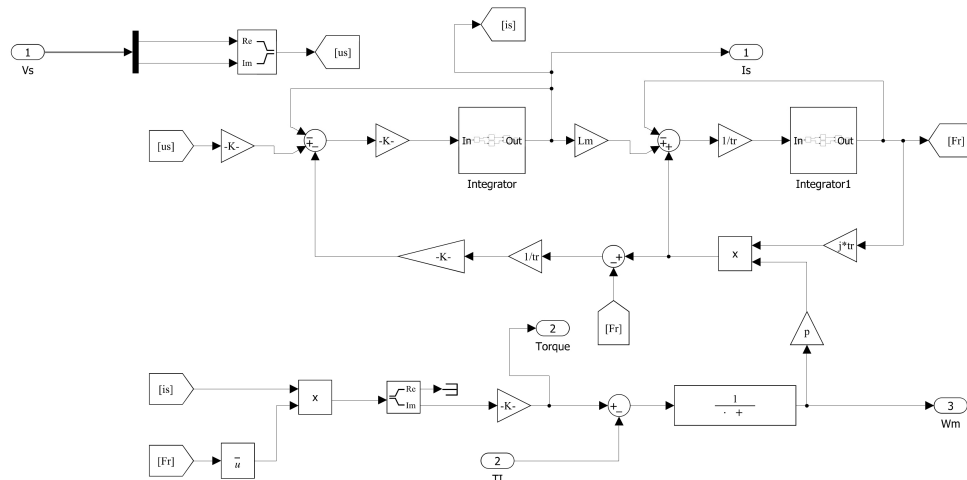


FIGURE 0.31 – Modèle Simulink de la machine asynchrone

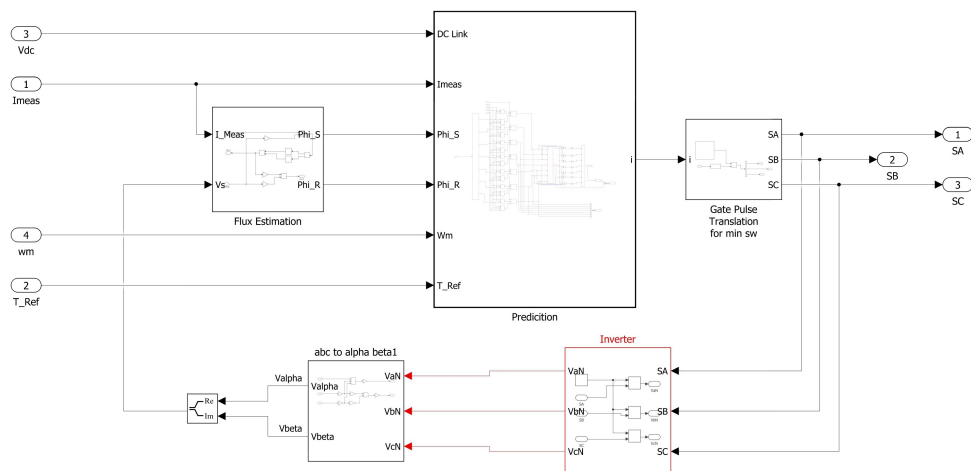


FIGURE 0.32 – Bloc de prédiction

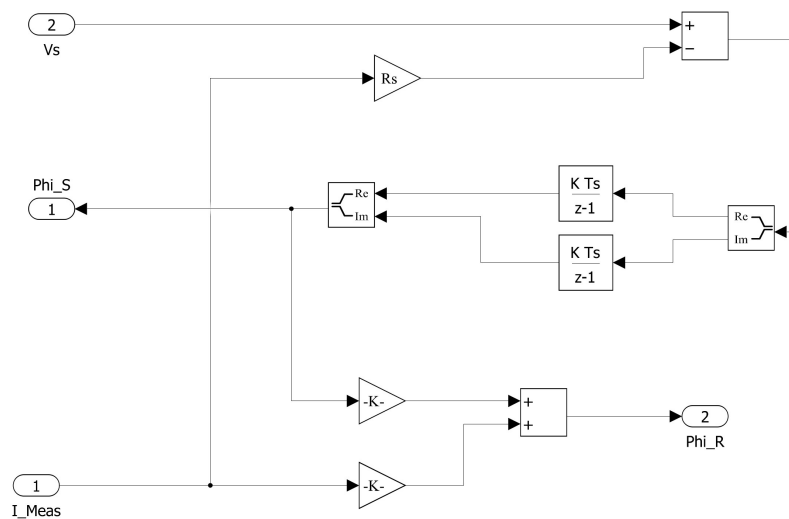


FIGURE 0.33 – Estimateur de flux statorique et rotorique

Annexe C : Paramètres

TABLE 0.5 – Paramètres de la machine asynchrone et conditions de test

Machine asynchrone		
J	0,038 kg · m ²	Moment d'inertie
f_r	0,0027 N · m · s	Frottement visqueux
p	2	Nombre de paires de pôles
L_m	0,52 H	Inductance de magnétisation
L_s	0,5547 H	Inductance statorique
L_r	0,5547 H	Inductance rotorique
R_s	7,1 Ω	Résistance statorique
R_r	6,7 Ω	Résistance rotorique
$\Phi_{s,ref}$	0,735 Wb	Flux statorique nominal
T_{nom}	10 Nm	Couple nominal
V_{dc}	490 V	Tension du bus continu
f_0	50 Hz	Fréquence nominale
Référence de vitesse et charge		
V_{ref1}	100 rad/s	Vitesse de référence 1
V_{ref2}	50 rad/s	Vitesse de référence 2
$T_{v_{ref}}$	0,5 s	Instant de commutation de vitesse
T_i	2 Nm	Couple de charge
T_{T_i}	0,5 s	Instant d'application du couple