THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. LEOPOLD SEPULCHRE

le mardi 28 mars 2017

Titre :

Pour l'optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique

---

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeurs de Thèse :

M. MAURICE FADEL

MME MARIA PIETRZAK-DAVID

Rapporteurs :

M. EMMANUEL GODOY, SUPELEC

MME XUEFANG LIN-SHI, INSA LYON

Membres du jury :

M. MOHAMED BOUSSAK, ECOLE CENTRALE DE MARSEILLE, Président

M. GUILLAUME PORTE, ACTIA, Membre

M. MAURICE FADEL, INP TOULOUSE, Membre

MME MARIA PIETRZAK-DAVID, INP TOULOUSE, Membre

Pour l'optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique

Résumé

Dans ce travail nous cherchons à développer des algorithmes de commande adaptés au fonctionnement à haute vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et de son onduleur en optimisant l'efficacité énergétique de l'ensemble. Bien que la vocation soit très large, le domaine de la traction électrique est priorisé. Les MSAP tournant à haute vitesse sont de plus en plus utilisées dans les véhicules électriques en raison de leur forte densité de puissance. La haute vitesse implique une force électromotrice élevée et requiert la réduction du flux (défluxage) dans l'entrefer. Lors d'un fonctionnement de la machine en régime défluxé, si la contribution de l'aimant peut-être totalement compensée alors nous pouvons utiliser une stratégie Maximum Torque Per Volt (MTPV) pour générer les consignes de courant qui respectent les limites électriques théoriques quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. En l'absence de boucle de vitesse, le couple de référence doit être limité aux points de fonctionnement atteignables, calculés en fonction des limites de courant (limites onduleur et machine), tension (batterie) et puissance (batterie et partie mécanique). Nous proposons ainsi dans cette thèse de calculer les références de courant avec une stratégie MTPA (Maximum Torque Per Ampere) à basse vitesse et d'utiliser un algorithme de défluxage fondé sur une régulation de la norme de la tension associée à une stratégie MTPV à haute vitesse, sans commutation d'algorithme mais par une action continue sur la valeur de la saturation de courant. Concernant la boucle de courant nous réalisons une commande numérique dans le repère d-q qui tient compte de la discrétisation, du retard (dû au temps de calcul), et du fort couplage inter-axes à haute vitesse sous des critères de précision, stabilité et rapidité. Nous étudions les stratégies de découplage minimal et de découplage discret avec prédiction de la variation du courant. Les approches par régulateurs avec structure RST et par commande prédictive-optimale sont développées. Une prédiction de la position réelle du rotor est incluse afin de conserver la stabilité à haute vitesse. Finalement nous réalisons une maquette avec une MSAP à échelle réduite sur laquelle nous testons ces stratégies de commande. Nous validons par expérience que l'algorithme proposé dans la thèse est capable de piloter la machine à haute vitesse en respectant les limites électriques et nous vérifions qu'il améliore les performances (couple, vitesse maximale, pertes) obtenues à haute vitesse.

Mots clés : Machine Synchrone à Aimants Permanents - Haute Vitesse - Défluxage - Maximum Torque Per Volt - Commande Numérique – Découplage

Summary

In this work we search to develop control algorithms adapted to the high speed operation of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) and its inverter by optimizing the energy efficiency of the set. Although the vocation is very broad, the field of electric traction is prioritized. High speed PMSMs are increasingly used in electrical vehicles because of their high power density. The high speed implies a high electromotive force and requires the reduction of the flux (flux-weakening) in the air gap. When the motor is running in flux-weakening mode, if the contribution of the magnet can be fully compensated then we can use a Maximum Torque Per Volt (MPTV) strategy to generate the current references that meet the theoretical limits regardless of the machine rotation speed. In the absence of a speed loop the reference torque must be limited to the achievable operating points, calculated according to the current limits (inverter and machine limits), voltage (battery) and power (battery and mechanical part). We propose in this thesis to calculate the current reference with Maximum Torque Per Ampere (MTPA) strategy at low speed and to use a flux-weakening algorithm based on a regulation of the voltage norm associated with a MTPV strategy at high speed without switching algorithms but by a continuous action on the value of the current saturation. Concerning the current loop, we carry out a numerical control in the d-q frame which takes into account the discretization, the delay (due to the computation time), and the high inter-axis coupling at high speed under criteria of precision, stability and speed. We study the strategies of minimal decoupling and discrete decoupling with prediction of the variation of the current. The approaches by regulators with RST structure and predictive-optimal control are developed. A prediction of the actual rotor position is included to maintain the stability at high speed. Finally a real model with a reduced scale PMSM is realized on which these control strategies are tested. We validate by experiment that the algorithm proposed in the thesis is able to control the machine at high speed respecting the electrical limits and verify that it improves the performances (torque, maximum speed, losses) obtained at high speed.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor – High Speed – Flux-weakening – Maximum Torque Per Volt – Digital Control – Decoupling

Avant-propos

Ces travaux de recherche s'inscrivent dans le cadre d'une collaboration entre l'entreprise ACTIA AUTOMOTIVE et le Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE) au sein du groupe Commande et Diagnostique des Systèmes Electriques (CODIASE).

Tout d'abord je remercie Monsieur Pierre NARAT, directeur de la branche véhicule électrique à ACTIA pour m'avoir accueilli au sein de l'entreprise en me permettant de réaliser cette thèse.

Je témoigne toute ma gratitude à Maurice FADEL et Maria PIETRZAK-DAVID pour avoir encadré ma thèse. Merci pour votre patience et pour m'avoir fait confiance. Merci pour votre soutien, votre aide et vos conseils durant ces trois années.

Je remercie Monsieur Guillaume PORTE, ingénieur chez ACTIA, pour nos régulières discussions constructives à propos du projet. Merci pour ta gentillesse et ta générosité.

J'adresse également mes remerciements aux autres membres du Jury :

- Madame Xuefang LIN-HI, Professeur à l'INSA Lyon, pour avoir accepté d'être rapporteur. Merci pour avoir relu minutieusement ce manuscrit et pour vos questions pertinentes.
- Monsieur Emmanuel GODOY, Professeur à l'école Centrale Supélec, pour avoir également accepté d'être rapporteur. Merci pour vos remarques constructives apportées au mémoire et à la soutenance.
- Monsieur Mohamed BOUSSAK, Professeur à l'école Centrale de Marseille, pour m'avoir fait l'honneur d'être président du Jury et pour avoir examiné ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les membres de l'équipe travaillant sur le véhicule électrique chez ACTIA. En particulier merci Bernard DUTRIEU pour tes conseils pleins d'expérience sur les convertisseurs statiques. Merci Vincent MALISOVA et Michel SABLEYROLLES pour m'avoir soutenu concernant la gestion du projet.

J'adresse ma gratitude à toutes les personnes du LAPLACE que j'ai côtoyé durant cette période. Notamment merci Valérie SCHWARZ, Catherine MOLL MAZELLA et Carine BASTIE pour votre efficacité concernant les démarches administratives. Merci Olivier DURRIEU pour ton aide précieuse lors de la réalisation de la maquette expérimentale au LAPLACE. Merci Jaques BENAIOUN pour tes services relatifs à l'informatique. Enfin chers amis doctorants, un grand MERCI à vous tous pour ces moments partagés et pour votre sympathie. Je vous en serai toujours reconnaissant.

Ces trois années n'auraient pas pu être possible sans le soutien de mes amis essentiels à mon épanouissement. Merci Adrien, Violaine, Maxime, Shan, et Sandra pour ces joies communes, que notre amitié puisse continuer à toujours s'enrichir. Merci Audric, Emanuel, Baptiste et Cassandre pour me pousser à toujours grandir. Merci Nilson pour ton écoute. Je tiens à remercier particulièrement Fix, Ivan et Pedro pour notre groupe de

musique MuffinHeads. A travers ce groupe vous avez véritablement marqué ma vie en bien et je suis fier de vous. Finalement je témoigne mon amitié affectueuse aux gars du bureau Khaled, Kiwi et Sami. On est resté soudé dans les fous rires et les galères. Quelle joie que de vous avoir comme amis !

Pour terminer mes pensées vont à ma famille. Merci chers parents pour vos encouragements, votre soutien et votre dévouement constant. Merci mes frères pour l'inspiration et la joie que vous me donnez, vous êtes extraordinaires. Enfin je remercie mon grand-père, pour son humilité, sa gentillesse et sa bienveillance exemplaire. Je vous dédie ce manuscrit, recevez-le comme le témoin de ma reconnaissance.

Patience et longueur de temps font plus que force ni que rage
Jean de La Fontaine (1621-1695)

Table des matières

RESUME I

SUMMARY I

AVANT-PROPOS I

TABLE DES MATIERES I

LISTE DES FIGURES V

LISTE DES TABLEAUX IX

LISTE DES VARIABLES ET ABREVIATIONS XI

INTRODUCTION GENERALE 1

1 STRUCTURE D'UNE CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE 7

1.1 INTRODUCTION 9

1.2 MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION ET CONSIDERATION DES PERTES ET TEMPS MORTS 10

1.2.1 Modélisation de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé *10*

1.2.2 Modélisation des pertes *14*

1.2.2.1 Modèle des pertes dans la machine 14

1.2.2.2 Modèle des pertes dans l'onduleur 16

1.2.2.2.1 Pertes par conduction 16

1.2.2.2.2 Pertes par commutation 17

1.2.2.2.3 Validation des pertes onduleur 18

1.2.3 Modélisation et gestion des temps morts *20*

1.3 STRATEGIES DE CONTROLE DE L'ONDULEUR POUR LE FONCTIONNEMENT LA MSAP EN REGIME DE HAUTE VITESSE 23

1.3.1 Niveaux de tension réalisables aux bornes d'un enroulement de la MSAP *23*

1.3.2 Description et comparaisons des stratégies de contrôle de l'onduleur en fonction du nombre de commutations *25*

1.3.2.1 MLI en zone de fonctionnement linéaire « étendue » de l'onduleur 25

1.3.2.1.1 Approche vectorielle 25

1.3.2.1.2 MLI 6 commutations 26

1.3.2.1.3 MLI 4 commutations 28

1.3.2.2 Stratégie de commande en régime de fonctionnement non linéaire de l'onduleur 30

1.3.2.3 Harmoniques générées par ces stratégies de commande de l'onduleur 30

1.4 CONCLUSION 32

2 COMMANDE EN COURANT DE LA MSAP 33

2.1 INTRODUCTION 35

2.2 LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP 36

2.2.1 Commande vectorielle en continu *36*

2.2.2 Commande numérique d'une MSAP *38*

2.2.2.1 Approche linéaire 39

2.2.2.2 Commande prédictive 40

2.2.2.2.1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive appliqué directement sur les vecteurs de l'onduleur 40

2.2.2.2.2 Principe de fonctionnement de la commande prédictive-optimale 41

2.2.2.3 Remarques sur d'autres stratégies de commande 42

2.2.2.3.1 Commande directe à base d'hystérésis 42

2.2.2.3.2 L'approche en alpha beta 44
2.3 AMELIORATION DE LA COMMANDE NUMERIQUE DES MSAP HAUTE VITESSE 44
2.3.1 Impact du caractère discret et du retard sur le découplage et sur la transformation de Park inverse 44
2.3.1.1 Modèle discret en boucle fermée du système avec variation de l'angle 45
2.3.1.1.1 Modèle MSAP 45
2.3.1.1.2 Impact de la haute vitesse sur la commande numérique 46
2.3.1.1.3 Modèle du système vu par la commande 47
2.3.1.1.4 Régulation des courants 47
2.3.1.2 Impact du couplage et calcul d'un découplage discret exact 48
2.3.1.2.1 Etude de la stabilité du système sans découplage 49
2.3.1.2.2 Découplage avec prédiction et prise en compte de la discrétisation. 49
2.3.1.3 Impact sur le système de l'erreur sur l'angle électrique 52
2.3.1.3.1 Etude de la stabilité 53
2.3.1.3.2 Méthode compensation de la variation de l'angle 54
2.3.1.3.3 Remarques 54
2.3.1.4 Schéma récapitulatif des 2 compléments à la régulation 55
2.3.2 Commande en courant adaptée au fonctionnement haute vitesse de la MSAP 55
2.3.2.1 Etude sur le découplage non-exact 56
2.3.2.1.1 Modèle du système vu par la commande dans le repère de Park 56
2.3.2.1.1.1 Modèle linéarisé continu 56
2.3.2.1.1.2 Modèle discret de la MSAP 59
2.3.2.1.1.3 Modèle linéarisé discret avec retard 60
2.3.2.1.2 Découplage standard 61
2.3.2.1.3 Découplage minimal 63
2.3.2.2 Calcul d'une commande vectorielle avec structure de régulateur RST et découplage minimal 65
2.3.2.2.1 Première approche et limites (PID) 65
2.3.2.2.2 Calcul d'un régulateur RST avec *gain scheduling* 69
2.3.2.2.3 Remarque sur la saturation de tension 74
2.3.2.3 Approche par la commande prédictive-optimale 75
2.4 CONCLUSION 79

3 CALCUL DES REFERENCES DE COURANT ET DEFLUXAGE 81

3.1 INTRODUCTION 83
3.2 TRAJECTOIRE DESIREE DES REFERENCES DE COURANT 84
3.2.1 Objectifs 84
3.2.2 Choix des références de courant à basse vitesse (MTPA), zone1 87
3.2.2.1 Calcul de la trajectoire MTPA 88
3.2.3 Défluxage a couple constant, zone 2 89
3.2.4 Défluxage en zone de saturation de courant, zone 3 90
3.2.5 Défluxage à très haute vitesse (MTPV), zone 4 91
3.2.5.1 Remarque sur les risques de démagnétisation 92
3.3 TECHNIQUES DE DEFLUXAGE EXISTANTES 93
3.3.1 Calcul direct analytique 93
3.3.2 Classification des techniques de défluxage 95
3.3.3 Les stratégies de commande qui incluent la trajectoire MTPV pour une MSAP en régime de très haute vitesse 98
3.4 STRATEGIE DE DEFLUXAGE POUR MSAP EN REGIME DE HAUTE VITESSE AVEC CONSIDERATION DES LIMITES ELECTRIQUES 99
3.4.1 Points de fonctionnement atteignables dans le plan couple-vitesse 99
3.4.1.1 Remarques 102
3.4.2 Stratégie de défluxage pour MSAP à pôles saillants en régime de haute vitesse 102
3.4.2.1 Stratégie de défluxage avec consigne de vitesse 102
3.4.2.2 Stratégie défluxage avec consigne de couple 106

3.4.3 Validation par simulation 108
3.4.3.1 Réponses temporelles 108
3.4.3.2 Comparaison des trajectoires des courants de référence obtenus pour différents algorithmes de défluxage dans le repère Id-Iq 112
3.4.3.3 Points de fonctionnements réalisés en régime permanent dans le plan couple-vitesse 114
3.4.3.4 Remarque sur la variation des paramètres 115
3.5 CONCLUSION 116

4 VALIDATION EXPERIMENTALE DE LA STRATEGIE DE COMMANDE 117

4.1 INTRODUCTION 119
4.2 DISPOSITIF EXPERIMENTAL 120
4.2.1 Description générale de la maquette 120
4.2.2 Présentation de la partie de la puissance 122
4.2.2.1 La source de tension 122
4.2.2.2 L'onduleur 122
4.2.2.3 La machine synchrone à aimants permanents 125
4.2.2.4 L'émulateur du couple de charge 126
4.2.3 Informatique industrielle de commande et acquisition des mesures 127
4.2.3.1 La carte de contrôle de commande 127
4.1.1.1 Les capteurs de courant 128
4.1.1.2 Le capteur de position 128
4.1.1.3 Acquisition de la vitesse de rotation 128
4.2.4 Evaluation et réduction du retard sur la mesure de position 130
4.3 LES RESULTATS EXPERIMENTAUX 133
4.3.1 Introduction aux essais réalisés 133
4.3.2 Validation expérimentale de notre algorithme de défluxage pour le fonctionnement à haute vitesse 133
4.3.2.1 Conditions expérimentales 133
4.3.2.2 Les relevés expérimentaux en régime permanent 134
4.3.2.3 Comparaison et analyse des relevés expérimentaux 139
4.3.2.3.1 Relevés de couple 139
4.3.2.3.2 Relevés de tension 141
4.3.2.3.3 Relevés de la norme de courant 142
4.3.2.3.4 Trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q relevé par expérience 143
4.3.2.4 Résultats expérimentaux réalisés en régime transitoire 144
4.3.2.5 Résumé des résultats du chapitre 4.3.2 148
4.3.3 Validation expérimentale de la prise en compte de la limite de puissance 148
4.3.4 Validation expérimentale de la prédiction de la variation de l'angle 150
4.4 CONCLUSION 153

CONCLUSION GENERALE 155

ANNEXES 161

ANNEXE A TRANSFORMATION DE PARK 163
ANNEXE B CARACTERISTIQUES DES IGBT ET DES DIODES DE L'ONDULEUR POUR LE CALCUL DES PERTES PAR CONDUCTION 164
ANNEXE C CARACTERISTIQUE DE L'ENERGIE PERDUE LORS D'UNE COMMUTATION 165
ANNEXE D TABLEAUX DES CALCULS DES RAPPORTS CYCLIQUES D'APPLICATION DES VECTEURS TENSIONS DE L'ONDULEUR 166
ANNEXE E MLI TRIPHASEE 168
ANNEXE F STRUCTURE CORRECTEUR PI GENERALISE 169
ANNEXE G STRUCTURE CORRECTEUR RST DE POURSUITE 169
ANNEXE H CALCUL DES REGULATEURS RST DE AXES D ET Q POUR LE CHAPITRE 2 PARTIE 2.3.1 170

ANNEXE I CALCUL DES POINTS DE FONCTIONNEMENT POUR LE MODELE LINEARISE CONTINU 171
ANNEXE J EQUATIONS ELECTRIQUES DISSOCIEES DU MODELE ELECTRIQUE 173
ANNEXE K PARAMETRES DU RST GAIN SCHEDULING 174
ANNEXE L STRUCTURE CORRECTEUR A AVANCE DE PHASE 176
ANNEXE M CALCUL DE LA TRAJECTOIRE MTPA 177
ANNEXE N CALCUL DE LA TRAJECTOIRE EN ZONE 3 178
ANNEXE O CALCUL DE LA TRAJECTOIRE MTPV (ZONE 4) 179
ANNEXE P ALGORITHME DE COMMANDE AVEC UN REGULATEUR DE COUPLE SUPPLEMENTAIRE 181
ANNEXE Q DATASHEET IGBT SKM 183
ANNEXE R DATASHEET DRIVER SKHI22 184
ANNEXE S DATASHEET DE LA MSAP PARKER NV420EAI 185
ANNEXE T DATASHEET DE CALIBRATION DES CAPTEURS DE COURANT 186
ANNEXE U DATASHEET DU RESOLVEUR 188
ANNEXE V DATASHEET DE LA CARTE AD2S1200, PERMETTANT DE RECUPERER LA MESURE DE POSITION 189
ANNEXE W VALIDATION DES SIGNAUX DE SORTIE DU FPGA 190

BIBLIOGRAPHIE 191

Liste des figures

Figure 1.1 Tableau comparatif des principales machines électriques 2
Figure 1.2 Caractéristique couple/vitesse d'une MSAP pour une application automobile, et celle de même puissance pour une MSAP haute vitesse. 2
Figure 1.3 Schéma général des blocs de la commande d'une MSAP 4
Figure 1.1 Schéma global des blocs de contrôle de la MSAP 9
Figure 1.2 Schéma de la chaine de conversion électromécanique 11
Figure 1.3 Figure d'une MSAP à aimants enterrés (pôles saillants) et à 2 paires de pôles 12
Figure 1.4 Schéma électrique équivalent de la MSAP avec pertes fer 16
Figure 1.5 Modélisation de l'énergie perdue par commutation sur une période de découpage 18
Figure 1.6 Résultats de simulations donnés par Matlab-Simulink (A) et par PSIM (B) 19
Figure 1.7 Temps morts centrés 20
Figure 1.8 Gestion des tems morts 20
Figure 1.9 Masque appliqué sur les rapports cycliques 22
Figure 1.10 Représentation dans le repère α-β des limites de tensions réalisables aux bornes des enroulements 25
Figure 1.11 Schéma de la MLI vectorielle 26
Figure 1.12 Schéma des instants de commutation pour une SVM, exemple donné pour le secteur1 27
Figure 1.13 Schéma des instants de commutation pour une DPWM min, exemple donné pour le sous-secteur 1 28
Figure 1.14 Schéma des sous-secteurs pour la DPWM et séquence des vecteurs à appliquer pendant une période de découpage 29
Figure 1.15 Illustration de la SVM (A), de la DPWM (B) et de la GDPWM (C) 29
Figure 1.16 Schéma des instants de commutations pour une MLI à 2 commutations 30
Figure 1.17 Harmoniques de courant pour les stratégies de contrôle de l'onduleur 31
Figure 2.1 Schéma global des blocs de la chaine de commande de la MSAP 35
Figure 2.2 Schéma classique de la commande vectorielle en continu 37
Figure 2.3 Illustration des instants de mesures communément choisis 38
Figure 2.4 Schéma du régulateur avec structure RST (a), et avec retour d'état discret avec action intégrale et prise en compte du retard 39
Figure 2.5 Schéma de la commande DTC 43
Figure 2.6 Cercle unité et lieu des pôles du modèle discret du système en boucle fermée, sans découplage et avec $\Delta\theta = 0$ 49
Figure 2.7 Cercle unité et lieu des pôles du modèle discret du système en boucle fermée, avec découplage exacte et avec $\Delta\theta = 0$ 51
Figure 2.8 Cercle unité et lieu des pôles du modèle discret du système en boucle fermée, avec découplage «classique » (sans prédiction des courants et basé sur le modèle continu du système) et avec $\Delta\theta = 0$ 52
Figure 2.9 Séquence temporelle du temps d'échantillonnage et de l'angle électrique. 53
Figure 2.10 Cercle unitaire et lieu des pôles du système en boucle fermée, avec découplage et avec erreur sur l'angle de $\Delta\theta = 1{,}5\omega Te$ 54
Figure 2.11 Schéma global régulation 55
Figure 2.12 Diagramme de Bode du système continu, axe d (a) et axe q (b) 58
Figure 2.13 Diagramme de Bode du système continu, axes croisés d vers q (a) et q vers d (b) 59
Figure 2.14 Diagramme de Bode équivalent du système discret, axe d (a) et axe q (b) 60
Figure 2.15 Diagramme de Bode équivalent du système discret avec retard, axe d (a), axe q (b) 61
Figure 2.16 Diagramme de Bode du système discret avec retard, et découplage nominal, axe d (a), axe q (b) 63

Figure 2.17 Diagramme de Bode du système discret avec retard, découplage nominal et variation des paramètres de la MSAP, axe d (a), axe q (b) 63
Figure 2.18 Diagramme de Bode du système discret avec retard, découplage minimal et paramètres de la MSAP nominaux, axe d (a), axe q (b) 64
Figure 2.19 Diagramme de Bode du système discret avec retard, découplage minimal et variation des paramètres de la MSAP, axe d (a), axe q (b) 64
Figure 2.20 Diagramme de Bode en boucle ouverte du système avec correcteur PI (rouge), et diagramme de Bode du PI seul (bleu), axe d (a), axe q (b) 66
Figure 2.21 Diagramme de Nichols en boucle ouverte du système avec PI, axe d (a), axe q (b) 66
Figure 2.22 Pires cas marge de phase (a) et de gain (b) dans le plan d-q en fonction de la vitesse pour le système corrigé avec régulateurs PI 66
Figure 2.23 Diagramme de Bode en boucle fermée du système avec PI, axe d (a), axe q (b) 67
Figure 2.24 Diagramme de Bode en boucle ouverte du système avec correcteur PID (rouge), celui du PI seul (bleu), et celui du correcteur à avance de phase (jaune), axe d (a), axe q (b) 68
Figure 2.25 Diagramme de Nichols en boucle ouverte du système avec PID, axe d (a), axe q (b) 68
Figure 2.26 Pires marges de phase (a) et de gain (b) dans le plan d-q en fonction de la vitesse pour le système corrigé avec régulateurs PID 68
Figure 2.27 Diagramme de Bode en boucle fermée du système avec correcteur PID, axe d (a), q (b) 69
Figure 2.28 Zéros du système non corrigés en boucle ouverte 70
Figure 2.29 Valeur des fonctions R(1) et T(1) en régime permanent pour les points de fonctionnement considérés, axe d (a), axe q (b) 71
Figure 2.30 Diagramme de Bode du système en boucle fermée corrigée avec un RST calculé au point de fonctionnement 0 tr/min, 10000 tr/min, 20000 tr/min, 30000 tr/min 72
Figure 2.31 Diagramme de Bode du système en boucle fermée corrigé avec un RST avec séquencement de gains, axe d (a), axe q (b) 73
Figure 2.32 Diagramme de Bode du système en boucle fermée corrigé avec un RST avec séquencement de gains pour un système sans mode mécanique, axe d (a), axe q (b) 73
Figure 2.33 Réponse à un échelon de consigne de courant $I_{dq,ref}$ avec la commande prédictive optimale aux régimes de vitesses 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min, 30000 tr/min 76
Figure 2.34 Réponse à un échelon de consigne de courant $I_{dq,ref}$ avec la commande prédictive- optimale et deux régulateurs de courants aux régimes de vitesses 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min, 30000 tr/min 77
Figure 2.35 Réponse à un échelon de consigne de courant $I_{dq,ref}$ avec la commande prédictive- optimale et un seul régulateur de courant sur l'axe q aux régimes de vitesses 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min, 30000 tr/min 78
Figure 2.36 Schéma du contrôle de la commande prédictive-optimale et avec régulateur de courant sur l'axe d 78
Figure 3.1 Schéma global des blocs de la commande de la MSAP 83
Figure 3.2 Représentation dans le plan Id-Iq de la limite de courant (en bleu), de la limite de tension (en vert) et de la trajectoire parcourue par les références de courant quand la vitesse augmente (en rouge). Exemple d'une machine à pôles saillants (a) et à pôles lisses (b). 86
Figure 3.3 Illustration du calcul analytique des références de courant en fonction du point de fonctionnement couple/vitesse 94
Figure 3.4 Techniques de défluxage existantes 97
Figure 3.5 Limites des points de fonctionnement réalisables, dans le plan couple vitesse, pour une MSAP à pôles saillants 101
Figure 3.6 Schéma de la commande d'une MSAP avec calcul des références de courant par algorithme de défluxage par régulation sur la norme de la tension 103
Figure 3.7 Schéma de la commande d'une MSAP avec calcul des références de courant par algorithme de défluxage par régulation sur la norme de la tension, et avec une saturation de courant variable en considérant la trajectoire MTPV 105

Figure 3.8 Schéma de la commande en défluxage de la MSAP avec référence de couple 106
Figure 3.9 Evolution de la vitesse et du couple réalisés par la MSAP en fonction du temps pour un couple de référence de 120 N.m 109
Figure 3.10 Evolution des courant I_d et I_q et des courants de références I_{dref} et I_{qref} en fonction du temps pour un couple de référence de 120 N.m 110
Figure 3.11 Evolution de la norme de tension et de la norme de courant en fonction du temps pour un couple de référence de 120 Nm 112
Figure 3.12 Trajectoire des courants de référence dans le repère I_d-I_q en régime permanent pour 3 stratégies de contrôle de défluxage : classique, avec MTPV et avec limite de puissance 113
Figure 3.13 Trajectoire des courants dans le repère I_d-I_q en régime transitoire et régime permanent 114
Figure 3.14 Couple en fonction de la vitesse obtenu en régime permanent pour 3 stratégies de contrôle de défluxage : classique, avec MTPV et avec limite de puissance 115
Figure 4.1 : Photo du montage expérimental au Laplace 120
Figure 4.2 : Schéma du montage expérimental 121
Figure 4.3 : Source de tension et capacités de filtrage 122
Figure 4.4 Onduleur SEMIKRON 123
Figure 4.5 Signaux venant du DSP vers les drivers de la phase 1 après amplification 124
Figure 4.6 Relevé des temps morts, IGBT haut amorçage (a), blocage, (b), IGBT bas amorçage (c), blocage (d), tension 20V continue et onduleur à vide 124
Figure 4.7 Machines synchrones à aimants permanents motrice (à gauche), et génératrice (à droite) 126
Figure 4.8 : Variateur de charge 126
Figure 4.9 Interface E/S de la carte DS1104 127
Figure 4.10 Evaluation du retard avec le GBF. Changement du signal avant (a), ou après (b), l'instant de mesure. Signal du GBF en vert, et signal de commande vers le driver en jaune. 131
Figure 4.11 Signaux de contrôle de la carte AD2S1200 datasheet AD2S1200 132
Figure 4.12 FPGA 132
Figure 4.13 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent 8000 tr/min avec algorithme MTPV 135
Figure 4.14 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 1376 tr/min avec algorithme MTPV 135
Figure 4.15 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 6967 tr/min avec algorithme de défluxage classique 136
Figure 4.16 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 5640 tr/min avec algorithme MTPV 136
Figure 4.17 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent 5383 tr/min avec algorithme de défluxage classique 136
Figure 4.18 Résultats d'expériences obtenus en régime permanent, sans stratégie de défluxage 137
Figure 4.19 Résultats d'expériences obtenus en régime permanent, avec stratégie de défluxage classique 138
Figure 4.20 Résultats d'expériences obtenus en régime permanent, avec stratégie de défluxage et MTPV 139
Figure 4.21 Couple médian obtenu par expérience (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV 140
Figure 4.22 Tension médiane obtenue par expérience (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV 142
Figure 4.23 (a) Norme de courant médiane obtenue par expérience (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV 143
Figure 4.24 (a) Trajectoire médiane du courant dans le plan I_d-I_q obtenue par expériences (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV 144
Figure 4.25 Réponse en vitesse à un échelon de consigne de couple maximum 145

Figure 4.26 Evolution des courants I_d et I_q pour un échelon de consigne de couple maximum avec algorithme de défluxage avec MTPV 146
Figure 4.27 Variation de la tension de bus continu après un échelon de consigne de couple 146
Figure 4.28 (a) Courant et tension de la phase 1 pour un échelon de consigne de couple maximum avec l'algorithme de défluxage avec MTPV 147
Figure 4.29 (a) Courant et tension de la phase 1 pour un échelon de consigne de couple maximum avec l'algorithme de défluxage classique 147
Figure 4.30 Couples médians obtenus par expérience (et simulation) avec algorithme de commande incluant la limite de puissance 149
Figure 4.31 Trajectoire médiane du courant dans le plan I_d-I_q obtenue par expérience (et simulation) avec algorithme de commande incluant la limite de puissance 149
Figure 4.32 Couple médian obtenu par expérience pour les algorithmes de contrôle avec (rouge) ou sans (magenta) prédiction de la variation de l'angle. Les résultats correspondant de simulations sont respectivement en bleu et cyan. 151
Figure 4.33 Comparaison de la trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q obtenue par expérience pour une commande avec (rouge) ou sans (magenta) prédiction de la variation de l'angle. Les résultats correspondant de simulations sont respectivement en bleu et cyan. 152
Figure 4.34 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 10450 tr/min 152
Figure B.1 Caractéristique de l'IGBT 164
Figure B.2 Caractéristique de la Diode 164
Figure C.1 Caractéristique des pertes par commutation de l'onduleur 165
Figure E.1 Schéma de la MLI triphasée 168
Figure E.2 Organigramme permettant de trouver la tension médiane 168
Figure F.1 Schéma de la structure d'un correcteur PI généralisé avec boucle d'anticipation 169
Figure G.1 Commande discrète polynomiale avec régulation et poursuite (en bleu), et modèle du système (en vert). 169
Figure H.1 : Schéma du correcteur RST 170
Figure L.1 Diagramme de Bode du correcteur à avance de phase avec a = 3 et τ calculé pour 0,1 Hz. 176
Figure P.1 Commande de la MSAP avec régulateur sur le couple supplémentaire (en jaune) 181
Figure P.2 Couple réalisé avec variation du flux 182
Figure P.3 Couple réalisé avec variation de l'inductance 182
Figure T.1 Calibration des capteurs de curant 187
Figure W.1 Vue des signaux générés par le FPGA (avec « Signal Tap Analyser ») 190
Figure W.2 Vue à l'oscilloscope des signaux de sortie du FPGA 190
Figure W.3 Affichage Quartus II (fenêtre programmer) avec mémoire Flash EPC64 190

Liste des tableaux

Tableau 1.1 Tableau des paramètres de la chaine de traction électrique 14
Tableau 1.2 Tableaux des tensions de l'onduleur et de la MSAP (couplage étoile) 24
Tableau 1.3 Séquence des vecteurs de l'onduleur appliqués pendant une période de découpage pour une MLI à 6 commutations 27
Tableau 1.4 Séquence des vecteurs de l'onduleur appliqués pendant une période de découpage pour une MLI 4 commutations avec alternance entre V_0 et V_7 comme choix du vecteur nul en fonction du sous-secteur dans lequel se situe le vecteur tension de référence. 28
Tableau 2.1 Tableau de la commande DTC pour le choix du vecteur de l'onduleur 43
Tableau 4.1 Paramètres électriques de la MSAP 125
Tableau 4.2 Paramètres des équations pour le filtre de Kalman 129
Tableau 4.3 Conditions expérimentales 1 134
Tableau 4.4 Résumé des vitesses maximales réalisées 141
Tableau 4.5 paramètres mécaniques montage 144
Tableau 4.6 Conditions expérimentales 2 150
Tableau D.1 : Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : SVM 166
Tableau D.2 : Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : MLI 4 commutations (DPWM, GDPWM) 166
Tableau D.3 Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : MLI 2 commutations avec contrôle de la phase du vecteur tension 167
Tableau D.4 Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : Pleine onde 167

Liste des variables et abréviations

$\alpha_a, \alpha_b, \alpha_c$	Rapports cycliques des phases a,b,c
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
C_{ref}	Couple de référence
Défluxage	Anglicisme désignant la réduction de la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer
DPC	Direct Predictive Control
DPWM max	Discontinuous Power Width Modulation, et utilisant V_7
DPWM min	Discontinuous Power Width Modulation, et utilisant V_0
d-q	Repère tournant, direct-quadrature, l'axe d sur l'axe du flux inducteur
DTC	Direct Torque Control
$E_{commutation_Tdec}$	Energie dissipée par commutations sur une période de découpage
E_{off}	Energie dissipée à l'ouverture d'un IGBT
E_{on}	Energie dissipée à la fermeture d'un IGBT
E_{rr}	Energie dissipée à la fermeture d'un IGBT à cause du temps de recouvrement de la diode
f.e.m	Force électromotrice
f_0	Frottements visqueux
f_{dec}	Fréquence de découpage de l'onduleur
FS-MPC	Finite Set - Model Predictive Control
GDPWM	Général Discontinuous Power Width Modulation
I_{abc}	Courants des phases a,b,c
I_d	Composante du courant sur l'axe d
I_{dref}	Référence du courant sur l'axe d
I_{eff}	Courant efficace d'une phase
I_{max}	Amplitude maximale du courant
I_q	Composante du courant sur l'axe q
I_{qref}	Référence du courant d'axe q
J	Moment d'inertie de la MSAP
$J_{vehicule}$	Moment d'inertie du véhicule
k_{cf}	Coefficient des pertes par courants de Foucault
k_{hys}	Coefficient des pertes par hystérésis
L	Inductance d'une phase de la MSAP
L_d	Inductance équivalente de l'axe d
L_q	Inductance équivalente de l'axe q
LUT	Look Up Table
M	Mutuelle inductance
MCPT	Minimum Current Point Tracking
ME	Maximum Efficiency
MinCPT	Minimum Current Per Torque
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MLPT	Minimum Loss Point Tracking
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanent
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
MTPV	Maximum Torque Per Volt
n	Numéro du secteur dans lequel se situe le vecteur tension

N_{max}	Vitesse mécanique maximale
p	Nombre de paires de pôles
P_{cf}	Pertes par courants de Foucault
$P_{commutations_par_phaes}$	Pertes par commutations par phase
$P_{cond_par_phase}$	Pertes par conduction par phase
P_{fer}	Pertes fer
P_{hys}	Pertes par hystérésis
P_{Joule}	Pertes par effet Joule
$P_{mécaniques}$	Pertes mécaniques
PPC	Power Width Modulation Predictive Control
$P_{totales}$	Pertes totales
R	Résistance d'une phase
R_{cf}	Résistance équivalente des pertes par courants de Foucault
R_d *et* V_{F0}	Paramètre d'approximation au 1er ordre de la caractéristique de la diode
R_{hys}	Résistance équivalente des pertes par hystérésis
R_{on} *et* V_0	Paramètres d'approximation au 1er ordre de la caractéristique de l'IGBT
RST	Structure de correcteur discret polynomial
SCR	Single Current Regulator
SVM	Space Vector Modulation
T_{dead}	Temps mort
T_{dec}	Période de découpage
T_e	Période d'échantillonnage
TFC	Torque and Flux Control
T_{impair}	Temps d'application d'un vecteur tension d'indice impair de l'onduleur
T_{pair}	Temps d'application d'un vecteur tension d'indice pair de l'onduleur
V_0 *à* V_7	Vecteur tensions de l'onduleur
V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}	Tension phase – point milieu de la batterie (noté aussi phase-zéro ou phase masse dans ce manuscrit)
V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}	Tension phase-neutre de la MSAP
V_{CE}	Tension aux bornes de l'IGBT passant
V_d^* *et* V_q^*	Dans la partie 2.3.1 ce sont les tensions de sortie des régulateurs, des axes d et q, de la commande avant l'application du découplage. Dans la partie 2.3.2 ce sont les composantes des axes d et q du vecteur tension de sortie de la commande avant l'application du retard dans le modèle du système.
$V_{d,real}$	Composante sur l'axe d de la tension réelle de la MSAP
V_{DC}	Tension de bus continu
V_{def}	Tension de définition des caractéristiques des pertes par commutations
V_{dq}^{**}	Dans la partie 2.3.2 c'est le vecteur tension de consigne de la commande en sortie des régulateurs avant l'application des termes de découplage.
V_{dref}	Composante sur l'axe d de la tension de référence
V_F	Tension aux bornes de la diode à l'état passant
V_{max}	Amplitude maximale du vecteur de tension
V_{median}	Tension médiane de système de tension triphasé
$V_{q,real}$	Composante sur l'axe q de la tension réelle de la MSAP
V_{qref}	Composante sur l'axe q de la tension de référence
V_α	Composante de la tension sur l'axe α
V_β	Composante de la tension sur l'axe β
zone i	Ensemble de points de fonctionnement de la MSAP définis au chapitre 3
α-β	Repère disphasé fixe par rapport au stator
θ	Angle électrique

θ_m	Equivalent électrique de la position angulaire mesurée
θ_r	Position électrique angulaire réelle du rotor
θ_u	Valeur de l'angle électrique utilisée dans la commande pour la transformation inverse de Park des références de tension
ρ_n	Rapports cycliques d'applications des vecteurs propres de l'onduleur
Φ	Flux total dans l'entrefer
Φ_d	Composante du flux sur l'axe d
Φ_f	Flux de l'aimant vu par le stator
Φ_q	Composante du flux sur l'axe q
ω	Pulsation des courants électriques
Ω	Vitesse de rotation mécanique
ω_{ref}	Vitesse de rotation de référence

Introduction générale

Dans ce travail nous cherchons à développer des algorithmes de commande adaptés au fonctionnement en régime de haute vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et de son onduleur en optimisant l'efficacité énergétique de l'ensemble.

Après la découverte des principes de l'électromagnétisme les moteurs et générateurs électriques ont été développés. La catégorie des machines dites synchrones a surtout été utilisée en tant qu'alternateur avant les années 1960 pour produire de l'électricité. Ensuite le développement des composants de l'électronique de puissance a permis de réaliser des convertisseurs pour piloter des machines synchrones avec une fréquence variable. Les progrès en automatique en parallèle des avancées en informatique industrielle ont conduit à la réalisation de lois de commande assurant le contrôle du couple avec des dynamiques de plus en plus performantes.

Les enjeux climatiques et énergétiques actuels motivent le développement des véhicules électriques. Les avantages sont nombreux : l'énergie électrique est moins chère et moins polluante que le pétrole, le rendement d'un moteur électrique est supérieur à celui d'un moteur thermique, le véhicule électrique est moins bruyant et rechargeable chez soi. L'application visée est un véhicule électrique utilitaire (camionnette) de livraison qui a besoin d'un moteur offrant une caractéristique couple/vitesse avec un fort couple au démarrage (cycle urbain) mais aussi d'une large plage de fonctionnement de vitesse à puissance constante (autoroute).

Pour motoriser le véhicule électrique, plusieurs familles de machines électriques existent [1] :

- les machines à courant continu ;
- les machines asynchrones :
    - à induction (cas du véhicule MODEL S de TESLA),
    - à double alimentation ;
- les machines synchrones :
    - à rotor bobiné (cas du véhicule ZOE de Renault),
    - à réluctance variable,
    - à aimants permanents (Montés en surface ou enterrés) (Actia, Toyota).

Les articles [2] et [3] proposent des comparaisons de ces moteurs pour la traction électrique. La Figure 1.1 (inspirée de [2]) résume leurs conclusions sur des critères évalués de 1 à 5 avec 1 étant très mauvais et 5 excellent. La MSAP offre une forte densité de puissance et un haut rendement ce qui fait d'elle un excellent choix pour les applications embarquées. Les aimants au rotor permettent de générer un champ magnétique d'excitation dans un petit volume et sans avoir besoin d'alimenter le rotor (sans balais et pas de rotor bobiné) ce qui réduit l'usure et les pertes dans ce dernier. L'inconvénient est qu'actuellement les aimants coûtent cher.

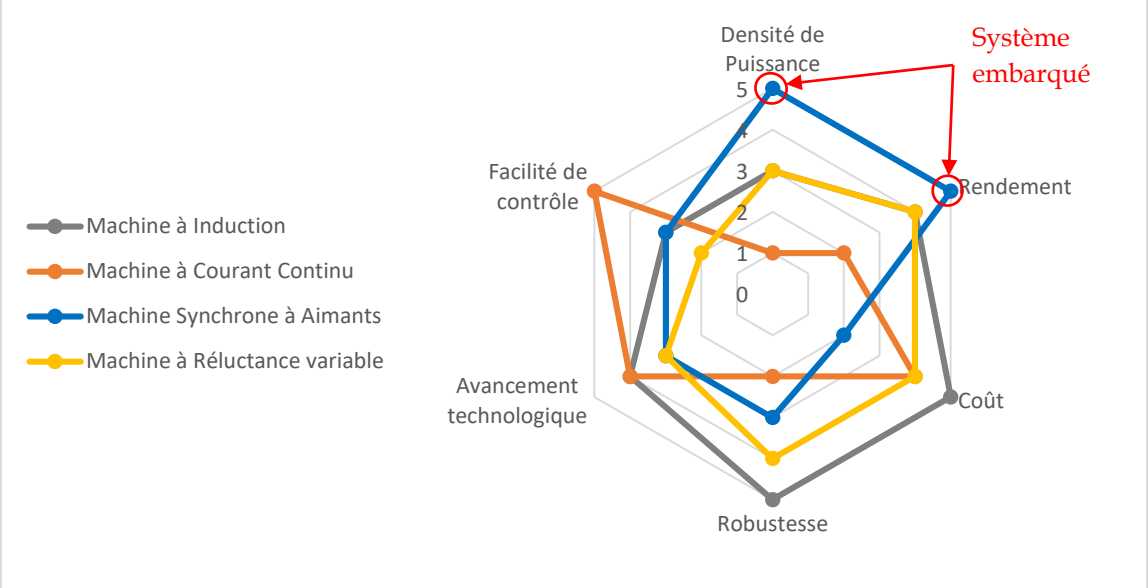


Figure 1.1 Tableau comparatif des principales machines électriques

La masse et la taille d'une MSAP sont déterminées par son couple maximal. On peut réaliser une machine avec moins de couple maximal, la même puissance, et qui soit capable d'opérer à plus haute vitesse de rotation, et ainsi retrouver la caractéristique couple/vitesse désirée avec le réducteur adéquat. On obtient alors une machine plus petite, plus légère et moins chère (moins d'aimants), tout en conservant la même puissance, ce qui est un avantage dans une application de transport[1], [4] [5]. Ceci est la motivation du projet global dans lequel s'inscrit cette de thèse. La Figure 1.2 illustre la caractéristique couple/vitesse d'une MSAP traditionnelle, pour l'application automobile désirée, et celle de la MSAP haute vitesse de même puissance avec un rapport de réduction de 2.

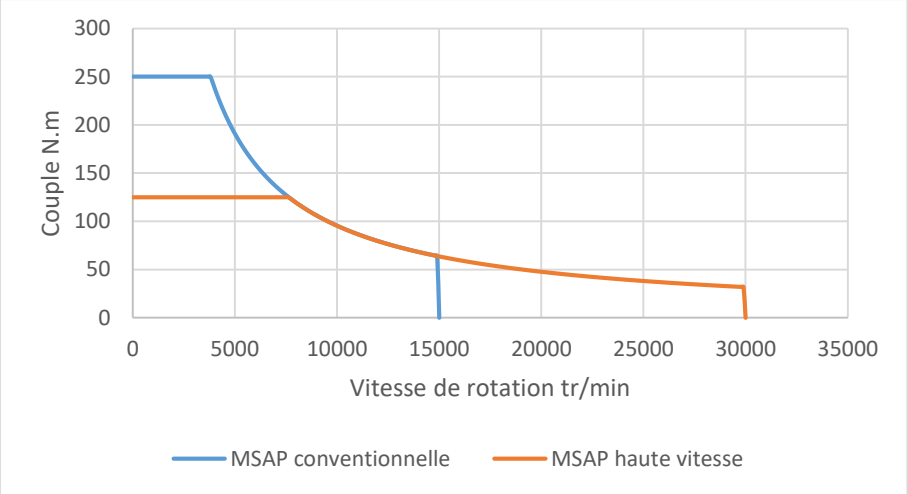


Figure 1.2 Caractéristique couple/vitesse d'une MSAP pour une application automobile, et celle de même puissance pour une MSAP haute vitesse.

[1] Même avec l'ajout d'un réducteur, qui en fait remplace celui déjà présent en général.

A partir de quand peut-on dire qu'une MSAP fonctionne en régime de haute vitesse ? En fait il n'existe pas de définition précise et générale de la haute vitesse. La définition communément admise, rappelée par l'auteur dans [6], est de parler de « haute vitesse » lorsque les contraintes électriques et mécaniques imposent un changement technologique à cause de la montée en vitesse. Nous décrivons ainsi les problématiques majeures liées au fonctionnement de la MSAP en régime de haute vitesse, [4], [6] et [7] :

- les limites mécaniques se traduisent par des résonnances et vibrations qui requirent des paliers adaptés, par des pertes aérodynamiques, par la force centrifuge maximale que peuvent subir les matériaux constitutifs du rotor, et par le maintien des aimants. Cela peut conduire à parler de haute vitesse par rapport à une grande vitesse mécanique de rotation ou une grande vitesse périphérique du rotor.
- Les limites thermiques dépendent du système de refroidissement, des conducteurs électriques et principalement de la limite de démagnétisation des aimants dont le champ coercitif diminue avec la température.
- Une haute fréquence électrique. Celle-ci impose de considérer dans la commande l'aspect discrétisation temporelle et les retards, en particulier sur l'angle, qui peuvent déstabiliser le système. La haute fréquence électrique induit aussi des pertes fer et requiert un onduleur avec une haute fréquence de découpage.
- Une grande force électromotrice résulte de la loi de Lenz. La MSAP fonctionne ainsi en saturation de tension ce qui impact la boucle de courant et requiert l'utilisation d'un algorithme de découplage linéarisant adapté. Une stratégie de réduction du flux de l'entrefer doit être mise en place pour continuer à monter en vitesse.

Les limites mécaniques sont plutôt des problématiques entrant en jeu lors de la conception des moteurs. Nous nous intéresserons ici à l'impact des autres points sur la partie commande de la MSAP.

Une chaine de traction électrique présente une partie assurant la conversion de la puissance composée d'une source de tension continue (batterie) connectée à un onduleur à trois bras et deux niveaux, qui génèrent trois tensions triphasées pour alimenter les 3 phases de la MSAP. Une commande vient piloter les états des interrupteurs de l'onduleur à partir de la mesure des courants, de la position angulaire, et de la consigne de couple ou de vitesse donnée par l'utilisateur. Cette commande peut se diviser en trois parties montrées sous formes de blocs sur la Figure 1.3. Un premier bloc, appelé « commande rapprochée », donne les rapports cycliques à réaliser sur chaque bras de l'onduleur à partir des tensions de référence à appliquer aux bornes des enroulements de la machine. Un second bloc réalise la boucle de courant en donnant ces références de tension à partir des mesures de courant et de l'angle. Cette commande algorithmique dite vectorielle est réalisée dans le repère d-q tournant lié au rotor. Finalement un bloc donne les références de courant utilisées par la boucle de courant. Ce bloc prend en entrée la consigne de couple (ou de vitesse) et la mesure de la vitesse (ou la mesure d'angle convertie en vitesse). Il est responsable notamment de la stratégie de réduction du flux en régime de haute vitesse (défluxage). Le mémoire de thèse est structurée de manière à mettre progressivement en place ces blocs pour réaliser une commande complète de la MSAP en tenant compte à chaque fois des contraintes liées au fonctionnement en régime de haute vitesse.

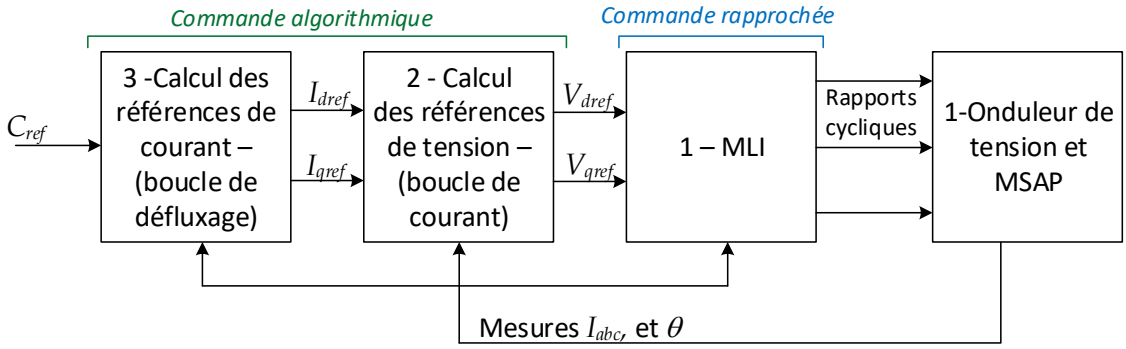


Figure 1.3 Schéma général des blocs de la commande d'une MSAP

Dans le premier chapitre nous établissons le modèle de la chaine de traction dans le repère tournant lié au rotor. Nous nous plaçons dans le cas général des MSAP à pôles saillants. Nous modélisons notamment les pertes fer, les pertes par conduction, les pertes par commutation et les temps morts. Plusieurs stratégies de contrôle de l'onduleur sont investiguées avec considération du niveau de tension réalisable aux bornes des enroulements de la machine, du nombre de commutations requis par période de découpage, et des harmoniques de flux qui génèrent des pertes au rotor dangereuses pour les aimants.

Le deuxième chapitre est dédié à la réalisation d'une boucle de courant pour la MSAP. D'abord les commandes existantes dans la littérature sont présentées et brièvement caractérisées. Ensuite nous mettons un place une commande vectorielle des courants dans le repère d-q, en considérant l'aspect discret de la commande et de l'onduleur. Le retard dû au temps de calcul est aussi pris en compte. Nous investiguons différentes stratégies de découplage avancées. De plus, la variation de l'angle entre le moment de mesure et le moment d'application de la tension n'est plus négligeable et son impact sur les performances est considéré. Finalement deux stratégies de commande ont été mises en œuvre, l'une faisant appel à des régulateurs à structure RST à gains variables, et la seconde fondée sur une commande prédictive-optimale.

Dans le troisième chapitre nous calculons la solution analytique optimale donnant la trajectoire des courants de référence à suivre pour obtenir le couple de référence (ou celui au maximum réalisable) tout en respectant les limites de courant et tension, et en minimisant la norme de courant utilisée pour réduire les pertes. A basse vitesse nous tenons compte de la saillance de la machine qui génère un couple de réluctance. Quand la saturation de tension est atteinte un algorithme de défluxage vient réduire la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer. A très haute vitesse nous verrons que la saturation de tension est ce qui limite le plus le couple et qu'il est judicieux de suivre la trajectoire MTPV (Maximum Torque Per Volt) pour maximiser le couple et réduire les pertes ! Ensuite nous décrivons les différentes techniques de défluxage existantes et nous remarquons que la trajectoire MTPV est rarement incluse. Il en est de même pour la limite de puissance de la batterie (seules les limites de courant et tension sont prises en compte). Ainsi nous établissons un nouvel algorithme de calcul des consignes de courant avec défluxage et

avec prise en compte de l'ensemble des limites électriques et de la trajectoire MTPV, grâce à une gestion dynamique de la limite de courant. Nous proposons une version de l'algorithme avec une référence de vitesse et une autre avec une référence de couple en entrée.

Finalement dans le quatrième chapitre une maquette expérimentale à échelle réduite est réalisée au laboratoire LAPLACE. Elle présente, à plus basse échelle, une caractéristique couple vitesse représentative de celle d'une machine pour application véhicule électrique c'est à dire avec un fort couple de démarrage et large plage de vitesse à puissance constante. Nous validons sur cette maquette que notre algorithme de commande soit capable de piloter une MSAP à très haut coefficient de survitesse i.e. communément en défluxage à deux fois la vitesse nominale, nous atteindrons plus de 9 fois cette vitesse. Ces résultats expérimentaux sont comparés à ceux obtenus par des stratégies de commande classique.

Chapitre 1

Structure d'une chaine de traction électrique

1.1 INTRODUCTION 9
1.2 MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION ET CONSIDERATION DES PERTES ET TEMPS MORTS 10
1.2.1 Modélisation de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé 10
1.2.2 Modélisation des pertes 14
1.2.2.1 Modèle des pertes dans la machine 14
1.2.2.2 Modèle des pertes dans l'onduleur 16
1.2.2.2.1 Pertes par conduction 16
1.2.2.2.2 Pertes par commutation 17
1.2.2.2.3 Validation des pertes onduleur 18
1.2.3 Modélisation et gestion des temps morts 20
1.3 STRATEGIES DE CONTROLE DE L'ONDULEUR POUR LE FONCTIONNEMENT LA MSAP EN REGIME DE HAUTE VITESSE 23
1.3.1 Niveaux de tension réalisables aux bornes d'un enroulement de la MSAP 23
1.3.2 Description et comparaisons des stratégies de contrôle de l'onduleur en fonction du nombre de commutations 25
1.3.2.1 MLI en zone de fonctionnement linéaire « étendue » de l'onduleur 25
1.3.2.1.1 Approche vectorielle 25
1.3.2.1.2 MLI 6 commutations 26
1.3.2.1.3 MLI 4 commutations 28
1.3.2.2 Stratégie de commande en régime de fonctionnement non linéaire de l'onduleur 30
1.3.2.3 Harmoniques générées par ces stratégies de commande de l'onduleur 30
1.4 CONCLUSION 32

1.1 Introduction

Une chaine de traction électrique est composée d'une partie de puissance assurant la conversion électromécanique de l'énergie et d'une partie assurant le pilotage appelée communément commande. Cette commande se divise également entre une section qui calcule les références de tension à appliquer aux bornes des enroulements de la MSAP appelée commande algorithmique (blocs 2 et 3 de la Figure 1.1), et une seconde section qui pilote les interrupteurs de l'onduleur avec une stratégie de MLI qui donne les rapports cycliques à appliquer à chaque bras de l'onduleur de manière à ce que ces tensions soient réalisées en valeur moyenne, appelée commande rapprochée (bloc 1 de la Figure 1.1).

L'objectif de cette partie est d'établir le modèle du système sur lequel est réalisée la commande, et de mettre en place la commande rapprochée i.e. la stratégie de MLI. Sur la Figure 1.1 sont indiqués, encadré en bleu, les blocs de la chaine de traction sur lesquels porte l'étude de ce chapitre. La commande algorithmique (blocs 2 et 3) sera étudiée dans les chapitres suivants.

Dans un premier temps le modèle de la MSAP est donné dans le repère tournant d-q, et avec prise en compte des pertes fer. Ensuite l'onduleur est modélisé avec considération des pertes par commutation, pertes par conduction, et des temps morts. Finalement nous comparons les stratégies usuelles de commande de l'onduleur vis-à-vis des tensions maximales phase-neutre qu'elles permettent de réaliser, du nombre de commutations requises par période de découpage, et de leur contenu harmonique. Ce dernier crée des pertes rotor difficiles à évacuer et qui peuvent endommager fortement les aimants.

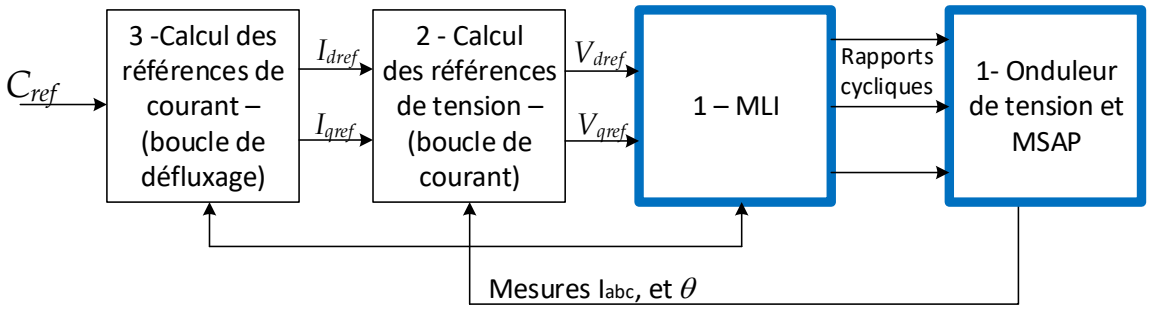


Figure 1.1 Schéma global des blocs de contrôle de la MSAP

1.2 Modélisation de la chaine de traction et considération des pertes et temps morts

1.2.1 Modélisation de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé

La Figure 1.2 représente le schéma de la chaine de conversion électromécanique. Ici nous nous intéressons à la partie qui gère le transfert de la puissance. La batterie est une source de tension continue. L'onduleur assure la conversion statique de la tension continue en 3 tensions alternatives triphasées pour alimenter une MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents). C'est elle qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique de rotation. Pour la commande, les blocs concernant la boucle de courant et les références de courant seront détaillés dans les chapitres suivants. L'onduleur est piloté par un modulateur réalisant une MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui génère les rapports cycliques pour chacun de ses bras. Les courants des 3 phases et la position angulaire mécanique du rotor sont les grandeurs mesurées.

Dans une MSAP on identifie le stator (partie fixe) et le rotor (partie tournante). Les trois enroulements au stator, déphasés dans l'espace de $\frac{2\pi}{3}$ sont alimentés à leurs bornes par trois tensions sinusoïdales triphasées déphasées électriquement de $\frac{2\pi}{3}$, et génèrent chacune un champ magnétique pulsant, qui au total forment un champ tournant. Ces enroulements sont couplés en étoile ou en triangle[2]. Le rotor est composé d'un cylindre de fer et d'aimants. Ceux-ci génèrent un champ magnétique constant et solidaire du rotor. Le champ tournant produit par le stator entraine ainsi les aimants du rotor et ce qui provoque la rotation. Les aimants peuvent être fixés en surface du rotor, la structure est alors isotrope et donc à pôles lisses ou être enterrés, la structure est alors anisotrope, ce qui se traduit par des pôles saillants. Dans ce deuxième cas, la réluctance du rotor varie avec la position angulaire et le flux du stator se reboucle plus aisément par la partir du rotor où il y a plus de fer et moins d'aimants ce qui génère un couple supplémentaire dit de réluctance. Cela est résumé sur la Figure 1.3 qui représente une MSAP à aimants enterrés à 2 paires de pôles. Dans le cadre de cette thèse on choisit de traiter le cas général d'une machine à pôles saillants.

[2] Si la MSAP a un couplage triangle nous utilisons un couplage étoile équivalent pour la réalisation de la commande. Ainsi nous faisons l'hypothèse d'un couplage étoile pour la suite de notre étude.

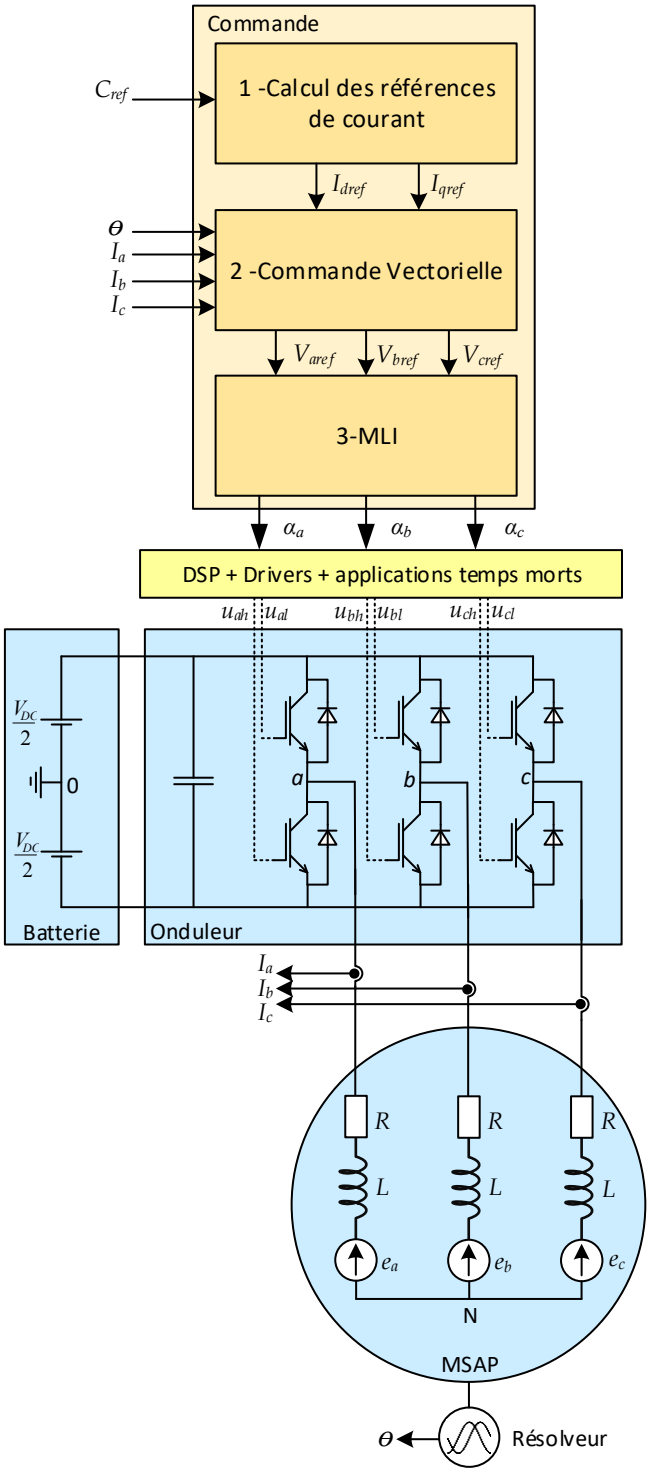


Figure 1.2 Schéma de la chaine de conversion électromécanique

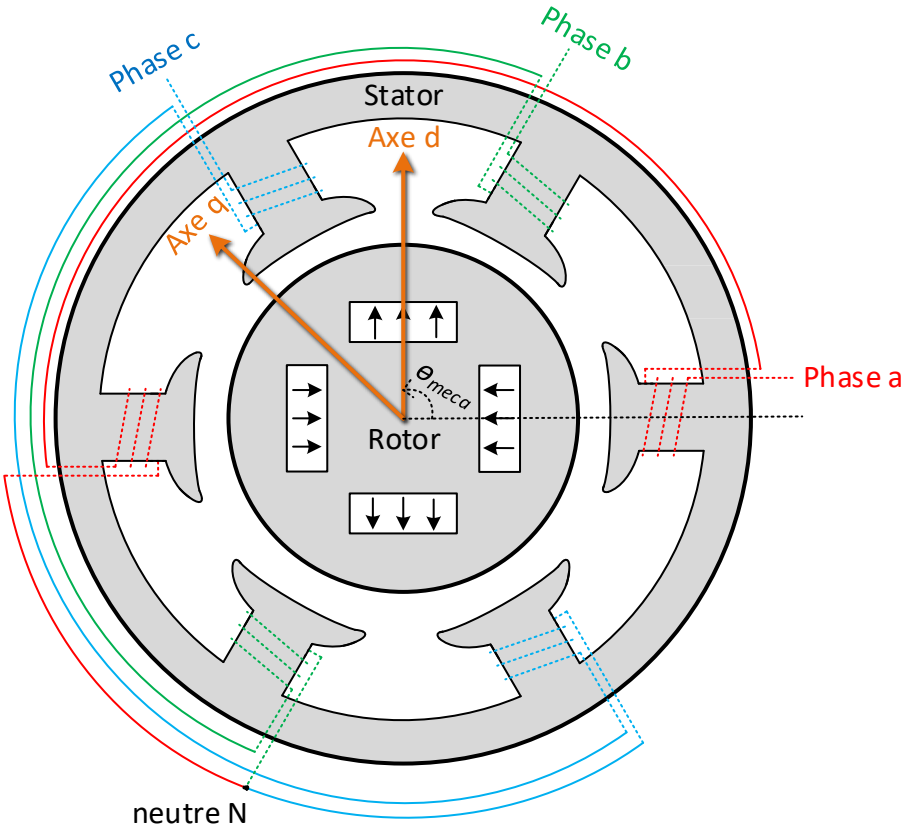


Figure 1.3 Figure d'une MSAP à aimants enterrés (pôles saillants) et à 2 paires de pôles

Le champ généré par le stator est synchrone avec celui du rotor ainsi on a (1.1).

$$\Omega = p.\omega \tag{1.1}$$

Avec Ω la vitesse de rotation mécanique exprimée en rad/s, ω la pulsation électrique du champ statorique et p le nombre de paires de pôles.

Le modèle électrique triphasé de la MSAP est décrit par (1.2)[3]. On fait l'hypothèse que la force électromotrice *(f.e.m)* est sinusoïdale et que les tensions triphasées sont équilibrées.

$$V_{abc,N} = R.I_{abc} + \frac{d\phi_{abc}}{dt} \tag{1.2}$$

Avec

$$\phi_{abc} = \begin{bmatrix} L(\theta) & M(\theta) & M(\theta) \\ M(\theta) & L(\theta) & M(\theta) \\ M(\theta) & M(\theta) & L(\theta) \end{bmatrix} I_{abc} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

θ est l'angle électrique. I_{abc} est le vecteur colonne des courants des 3 phases. V_{abc} est le vecteur colonne des tensions phases-neutre aux bornes de chaque enroulement. Ces

[3] Pour une explication plus en détail des machines électriques nous orientons le lecteur vers [1] et [8].

tensions sont calculées à partir des tensions phase-zéro[4] de la batterie. $L(\theta)$ et $M(\theta)$ sont respectivement l'inductance par phase et la mutuelle inductance entre-phases, et dépendent de la position angulaire si la machine est à pôles saillants. ϕ_f est le flux de l'aimant du rotor qui est perçu par un enroulement du stator quand ils sont alignés (ainsi ϕ_f est proche du flux réel de l'aimant multiplié par le nombre de spires de l'enroulement).

Par la transformation de Park [9] on obtient le modèle électrique de la MSAP (1.4) et (1.5) dans le repère diphasé tournant lié au rotor, noté repère (d,q). La description de cette transformation est donnée en Annexe A. Nous choisissons d'appliquer la convention de conservation des amplitudes des grandeurs électriques. La transformation de Park correspond successivement, au changement du repère triphasé (*a,b,c*) vers le repère (α,β) qui modélise le stator par 2 enroulements équivalent en quadrature (dont l'axe *alpha* est dans l'axe de l'enroulement de la première phase), puis à la rotation du repère (α,β) vers le repère (d-q) qui est fixe par rapport au rotor. L'axe d (direct) est fixé sur l'axe du flux de l'aimant et l'axe q est en quadrature.

$$V_d = RI_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega\phi_q \tag{1.4}$$

$$V_q = RI_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega\phi_d \tag{1.5}$$

Avec l'expression du flux donnée par :

$$\phi_d = L_d I_d + \phi_f \tag{1.6}$$

$$\phi_q = L_q I_q \tag{1.7}$$

Où L_d et L_q sont les inductances équivalentes des axes d et q. Par exemple sur la Figure 1.3 l'inductance L_d est inférieure à celle L_q (car il y a moins de fer là où il y a les aimants sur l'axe d). L'avantage d'exprimer le modèle de la MSAP dans le repère (d,q) est que cela le rend indépendant de l'angle électrique, ce qui simplifie la commande. Seules l'amplitude et la phase des grandeurs électriques sont considérées avec ce modèle.

L'expression du couple électromagnétique, noté C_{em}, est obtenu à partir de considérations de puissance et donnée par (1.8) (on rappelle que nous utilisons la convention de conservation de l'amplitude). On note que si la MSAP est à pôles lisses l'inductance L_d est égale à L_q et le couple devient proportionnel au courant en quadrature.

$$C_{em} = \frac{3}{2}p\left(\phi_d I_q - \phi_q I_d\right) = \frac{3}{2}p\left(\phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q \tag{1.8}$$

L'équation du modèle mécanique de la MSAP est donnée par (1.9).

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_0\Omega - C_r \tag{1.9}$$

[4] Nous appelons « zéro » ou « masse » le point milieu de la batterie, comme sur la Figure 1.2

Où J est le moment d'inertie, f_0 le coefficient de frottement visqueux et C_r le couple résistant. Les paramètres de la chaine de traction électrique sont donnés dans le Tableau 1.1. Ces paramètres sont représentatifs d'une MSAP à pôles saillants, pouvant fonctionner en régime de haute vitesse, et pour la traction électrique[5].

Paramètres mécaniques de la MSAP			
Moment d'inertie du banc moteur (1:1)	J	0,13	kg.m²
Moment d'inertie du véhicule ramené sur l'axe du moteur	$J_{véhicule}$	2,639	kg.m²
Coefficient de frottements visqueux	f_0	0,0019	kg.m².s^{-1}
Vitesse de rotation maximale	N_{max}	30000	tr/min
Paramètres électriques de la MSAP			
Nombre de paires de pôles	p	2	-
Résistance d'une phase	R	6,9	mΩ
Inductance équivalente sur l'axe d	L_d	220,0	µH
Inductance équivalente sur l'axe q	L_q	265,4	µH
Flux de l'aimant vu par le stator	Φ_f	87,78	mWb
Limite de courant (thermique en régime permanent)	I_{max}	500	A
Paramètres de la batterie			
Tension du bus continu	V_{DC}	340	V
Paramètres de l'onduleur			
Fréquence de découpage	f_{dec}	8	kHz

Tableau 1.1 Tableau des paramètres de la chaine de traction électrique

Nous utilisons un onduleur à 3 bras et 2 niveaux de tension ($\pm\frac{V_{DC}}{2}$). Chaque interrupteur est composé d'un IGBT et d'une diode montée en anti-parallèle. Un schéma de l'onduleur est inclus dans la Figure 1.2. Le modèle de l'onduleur continu et sans pertes est donné par (1.10).

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} = \left(2 \begin{bmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \frac{V_{DC}}{2} \tag{1.10}$$

Où $V_{abc,0}$ sont les tensions phases-masse et α_{abc} les rapports cycliques des bras de l'onduleur donnés par la stratégie de MLI.

1.2.2 Modélisation des pertes

1.2.2.1 Modèle des pertes dans la machine

Nous avons vu dans l'introduction que le couple dimensionne la machine. Ainsi, réaliser une MSAP de plus faible couple capable de fonctionner à haute vitesse permet

[5] La puissance de la MSAP n'est pas mentionnée dans le Tableau 1.1 car nous n'imposons pas de limite mécanique de puissance pour l'étude. La limite de puissance sera donnée par la batterie. Pour donner un ordre de grandeur, les limites de courant et de tension, autorisent une puissance jusqu'à environ 100-120 kW en régime de défluxage (voir chapitre 3).

d'obtenir une machine de même puissance mais plus petite, mais cela signifie aussi que les pertes de la machine sont concentrées dans un petit volume. Dans une MSAP le champ d'induction est généré par l'aimant contrairement aux machines synchrones à rotor bobinés (ou machine à induction). Ainsi il n'est pas nécessaire de faire circuler un courant dans le rotor pour lequel les pertes sont plus difficiles à évacuer qu'au stator. En contrepartie un désavantage est que les harmoniques de courant génèrent des pertes par courants de Foucault dans les aimants, et des pertes fer au rotor. Si la température est trop élevée alors cela diminue leur champ coercitif, et face à un fort champ magnétique inverse ceux-ci peuvent se démagnétiser de manière irréversible [6]. Ainsi nous cherchons à réduire les pertes de la MSAP dans un but d'amélioration d'efficacité énergétique avec une attention particulière aux harmoniques qui sont plus préjudiciables pour le rotor.

Dans une MSAP il y a trois types de pertes :

- **les pertes mécaniques**. Leur effet est modélisé dans (1.9) par les frottements visqueux. Les contraintes mécaniques de la montée en vitesse sont discutées dans [6] mais ne font pas l'objet de notre étude.
- **Les pertes par effet Joule** dans les circuits électriques. Ce sont les pertes majoritaires. Les 3 phases sont des conducteurs parcourus par des courants alternatifs sinusoïdaux de valeurs efficaces I_{eff}, qui génèrent au total des pertes Joule exprimées par (1.11). En réalité les courants ne sont pas sinusoïdaux car ils contiennent des harmoniques notamment dues à la stratégie de découpage. Dans [10] l'auteur tient compte des pertes Joule dues aux harmoniques de courant en appliquant leur calcul à chaque terme de la décomposition en série de Fourier du courant. De plus ces harmoniques sont en général à haute fréquence, ainsi la densité de courant n'est plus uniforme dans le conducteur et l'auteur prend également en compte les effets de peau en modifiant la valeur de la résistance en fonction de la fréquence de l'harmonique considéré.

$$P_{Joule} = 3RI_{eff}^2 = \frac{3}{2}R\left(I_d^2 + I_q^2\right) \tag{1.11}$$

- **Les pertes fer** dans le circuit magnétique [10] et [11]. Elles sont communément exprimées par (1.12) comme la somme des pertes par hystérésis, des pertes par courants de Foucault et de pertes excédentaires, notées respectivement P_{hys}, P_{cf} et P_{exc}. Nous considérons la contributions des pertes excédentaires face aux pertes fer négligeable comme dans [11].

$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} + P_{exc} \tag{1.12}$$

Pertes par hystérésis : quand un matériau est soumis à un champ magnétique d'excitation, un champ magnétique induit se crée dans le matériau. Cela se fait par l'arrangement des dipôles magnétiques de la matière qui s'alignent sur le champ d'excitation ce qui crée des pertes. Dans les machines, pour une induction sinusoïdale, les pertes par hystérésis sont données par (1.13).

$$P_{hys} = k_{hys}\omega\phi^x \tag{1.13}$$

Où x est le coefficient de Steinmetz, proche de 1,6 [6]. ω est la pulsation des courants électriques. Φ le flux total dans l'entrefer, et k_{hys} est un coefficient qui dépend de la structure et des matériaux de la MSAP.

Pertes par courants de Foucault : quand un matériau subit une variation de champ magnétique il y a génération de courants induits qui se dissipent ensuite par effet Joule. Dans les machines, pour une induction sinusoïdale, les pertes par courants de Foucault sont obtenues par (1.14).

$$P_{cf} = k_{cf}\omega^2\phi^2 \tag{1.14}$$

Où k_{cf} est également un coefficient qui dépend de la structure et des matériaux de la MSAP. Dans [11] l'auteur propose une expression des pertes par courant de Foucault qui prend en compte l'effet de peau et les harmoniques dans le cas d'une induction non parfaitement sinusoïdale. On note que les pertes fer totales tendent à diminuer à très haute vitesse en raison de la stratégie de réduction du flux de l'entrefer dans ce régime de fonctionnement (le flux diminuant environ proportionnellement à l'inverse de la vitesse).

La Figure 1.4 représente le schéma électrique équivalent de la MSAP obtenu avec considération des pertes fer pour une induction sinusoïdale en considérant un modèle simplifié des pertes fer (coefficient de Steinmetz, x approché à 2). R_{hys} et R_{cf} sont des résistances représentant respectivement les pertes par hystérésis et par courants de Foucault.

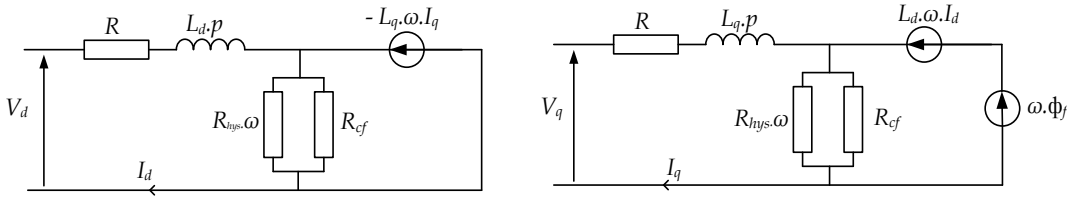


Figure 1.4 Schéma électrique équivalent de la MSAP avec pertes fer

Finalement, en réalité les pertes fer sont conventionnement plutôt calculées par (1.15) [11], où $P_{totales}$ sont les pertes totales estimées par différence entre la mesure de puissance en entrée et en sortie de la MSAP.

$$P_{fer} = P_{totales} - P_{Joule} - P_{mécaniques} \tag{1.15}$$

1.2.2.2 Modèle des pertes dans l'onduleur

Les pertes dans l'onduleur [12] se divisent entre les pertes par conduction et les pertes par commutation.

1.2.2.2.1 Pertes par conduction

La tension aux bornes des composants de l'onduleur modifie la tension de sortie de celui-ci (phase-masse) :

- le passage du courant par un IGBT diminue la tension en sortie du bras de l'onduleur en valeur absolue. On a une chute de tension. La puissance qui est transmise de la batterie vers la machine est ainsi plus faible.
- Le passage du courant dans les diodes augmente la tension en sortie du bras de l'onduleur en valeur absolue. Cela correspond néanmoins à des pertes car le transfert de la puissance se fait alors de la machine vers la batterie.

Les caractéristiques de la tension aux bornes de l'IGBT et de celle aux bornes de la diode, quand ceux-ci sont à l'état passant, sont données en Annexe B. Nous approchons au 1er ordre ces caractéristiques respectivement par (1.16) et (1.17).

$$V_{CE} = V_0 + R_{on} I \tag{1.16}$$

$$V_F = V_{F0} + R_d I \tag{1.17}$$

Où V_{CE} (*collecteur-émetteur*) est la tension aux bornes de l'IGBT quand il est passant et traversé par un courant I. V_0 et R_{on} sont les paramètres d'approximation au 1er ordre de la caractéristique de l'IGBT. De même pour la diode nous définissons la tension à ses bornes à l'état passant V_F (*forward*), et les paramètres de son modèle au 1er ordre, V_{F0} et R_d.

Nous exprimons ainsi la tension moyenne en sortie de l'onduleur sur une période de découpage pour un bras[4] par (1.18) et (1.20), en fonction du sens du courant I et du rapport cyclique α de la phase concernée. Les pertes par conduction pour ce bras de l'onduleur, noté P_{cond}, en moyenne sur une période de découpage, sont calculées avec (1.19) et (1.21).

Si $I > 0$

$$V_{phase-zéro} = \alpha\left(\frac{V_{DC}}{2} - (V_0 + R_{on} I)\right) + (1-\alpha)\left(-\frac{V_{DC}}{2} - (V_{F0} + R_d I)\right) \tag{1.18}$$

$$P_{cond_par_phase} = I\left(\alpha(V_0 + R_{on} I) + (1-\alpha)(V_{F0} + R_d I)\right) \tag{1.19}$$

Si $I < 0$

$$V_{phase-zéro} = \alpha\left(\frac{V_{DC}}{2} + (V_{F0} - R_d I)\right) + (1-\alpha)\left(-\frac{V_{DC}}{2} + (V_0 - R_{on} I)\right) \tag{1.20}$$

$$P_{cond_par_phase} = -I\left(\alpha(V_{F0} - R_d I) + (1-\alpha)(V_0 - R_{on} I)\right) \tag{1.21}$$

1.2.2.2.2 Pertes par commutation

A chaque période de découpage on a une fermeture et une ouverture de l'IGBT de chaque bras[6]. À la fermeture l'énergie E_{on} est dissipée dans l'IGBT et l'énergie E_{rr} *(reverse recovery)* est dissipée dans l'IGBT à cause du temps de recouvrement de la diode. À l'ouverture l'énergie E_{off} est dissipée dans l'IGBT. Pour chaque période de commutation

[6] Sous l'hypothèse d'une MLI classique à 6 commutations (voir partie 1.3)

on a donc une énergie dissipée qui s'exprime par (1.22), avec I le courant découpé, considéré constant sur une période découpage.

$$E_{commutation_Tdec}(I) = E_{on}(I) + E_{off}(I) + E_{rr}(I) \tag{1.22}$$

La caractéristique de l'interrupteur donnant les énergies dissipées dans l'IGBT et la diode en fonction du courant commuté est définie en Annexe C. Nous approchons les caractéristiques par un polynôme du 2nd ordre montré sur la Figure 1.5. Toutefois la MSAP fonctionne dans la zone [0-500A] ainsi nous conservons une modélisation au 1er ordre tracée pour l'énergie totale également montré sur la Figure 1.5.

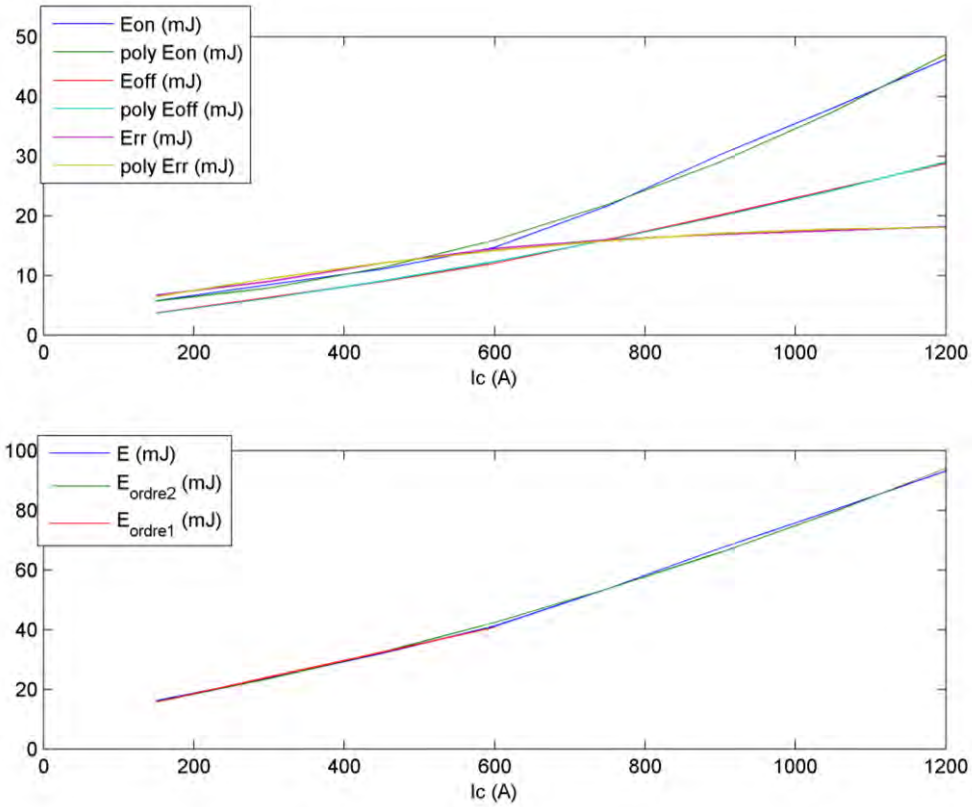


Figure 1.5 Modélisation de l'énergie perdue par commutation sur une période de découpage

La caractéristique de l'énergie dissipée par commutation est définie pour une certaine tension V_{def} (ici 400V). On considère que cette énergie perdue est proportionnelle à la tension sous laquelle on découpe. Ainsi les pertes par commutations pour chacune des phases, s'expriment par (1.23).

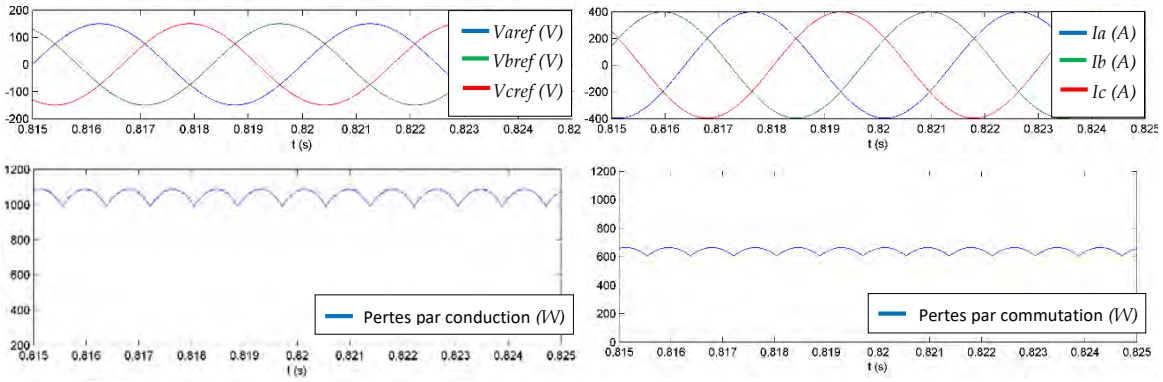
Si $\alpha \neq 0$ et $\alpha \neq 1$ (i.e. dans le cas où l'interrupteur commute)

$$P_{commutation_par_phase} = E_{commutation_Tec}(I)\frac{V_{DC}}{V_{def}}f_{dec} \tag{1.23}$$

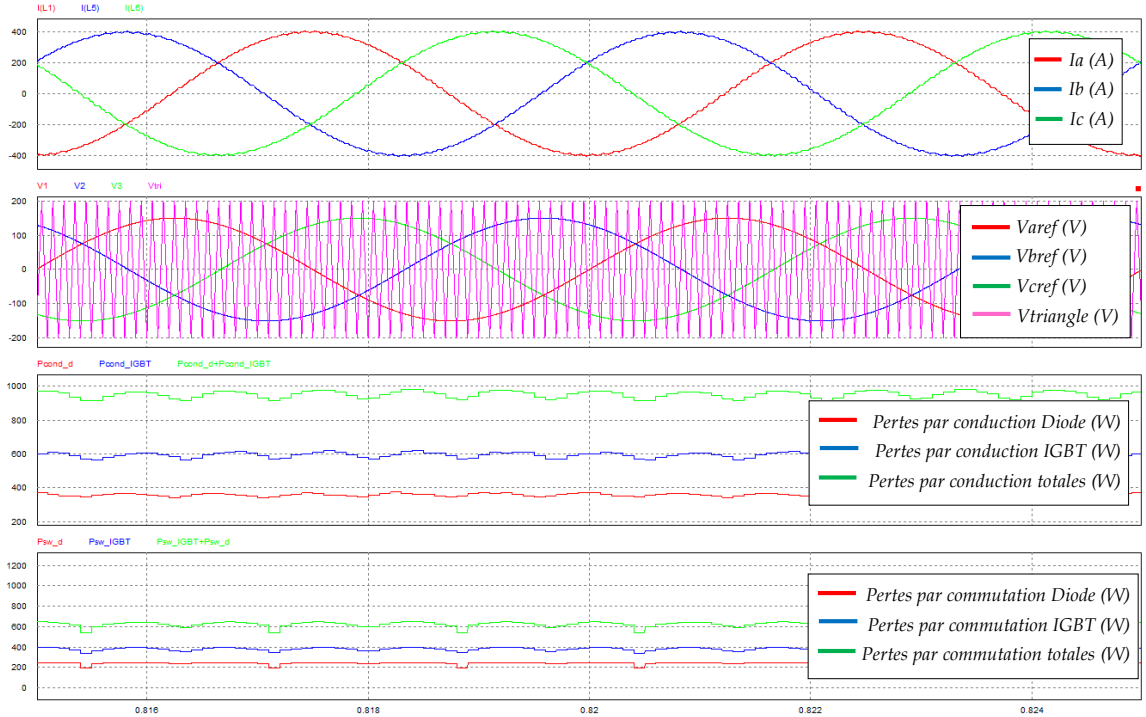
1.2.2.2.3 Validation des pertes onduleur

On valide le modèle réalisé sous Matlab-Simulink en comparant des résultats de simulation obtenus avec ceux d'une modélisation de l'onduleur sous le logiciel PSIM. Cette dernière modélisation utilise directement une modélisation des composants

électroniques et prend en compte plus précisément les datasheets de l'onduleur. Une tension V_{DC} de 400V est appliquée et le moteur est à l'arrêt. Les résultats obtenus avec Matlab sont donnés sur la Figure 1.6 (A) où sont tracés les courants des trois phases, les tensions en sorties de l'onduleur, les pertes par commutations (IBGT+Diode) et les pertes par conduction (IGBT+Diode). Les résultats obtenus par PSIM sont montrés sur la Figure 1.6 (B) où sont tracés également les courants des phases, les tensions de sortie de l'onduleur, les pertes par conduction et les pertes par commutations. Pour ces dernières les pertes dues à l'IGBT et la diode sont tracées en vert, (IGBT seul en bleu, et diode seule en rouge). On remarque que la modélisation réalisée avec Matlab-Simulink est proche de celle sous PSIM. La première est légèrement plus pessimiste car elle majore les tensions aux bornes des composants mais on peut considérer que notre modèle sous Simulink nous donne une bonne approximation des pertes dans l'onduleur.



(A)



(B)

Figure 1.6 Résultats de simulations donnés par Matlab-Simulink (A) et par PSIM (B)

1.2.3 Modélisation et gestion des temps morts

Les temps morts, notés T_{dead}, offrent une sécurité nécessaire à prendre pour empêcher que deux IGBT du même bras conduisent en même temps et que la batterie soit ainsi mise en court-circuit. Une des possibilités est d'appliquer des temps morts centrés comme montré sur la Figure 1.7. Cependant cela modifie la tension obtenue en sortie de l'onduleur. On décide de mettre en place un système de gestion des temps morts. On mesure le courant et on choisit d'appliquer les temps morts sur l'IGBT qui ne conduit pas. Ainsi on n'obtient plus de modification de la tension de sortie de l'onduleur (voir Figure 1.8), sauf en cas de saturation du rapport cyclique aux limites [0,1] et dans le cas où le courant passe par zéro (discuté ci-après).

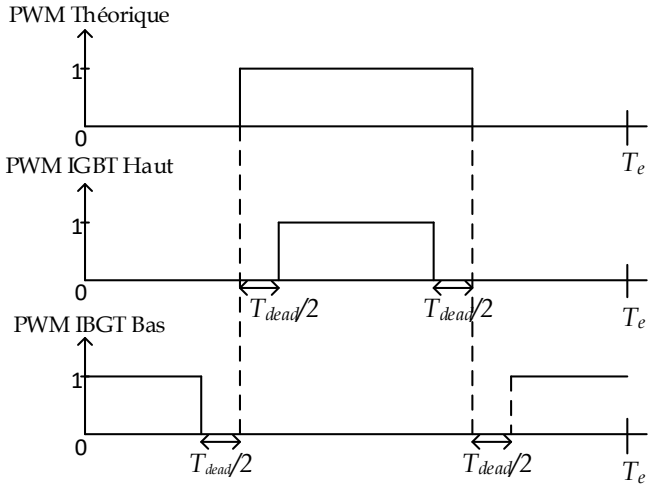


Figure 1.7 Temps morts centrés

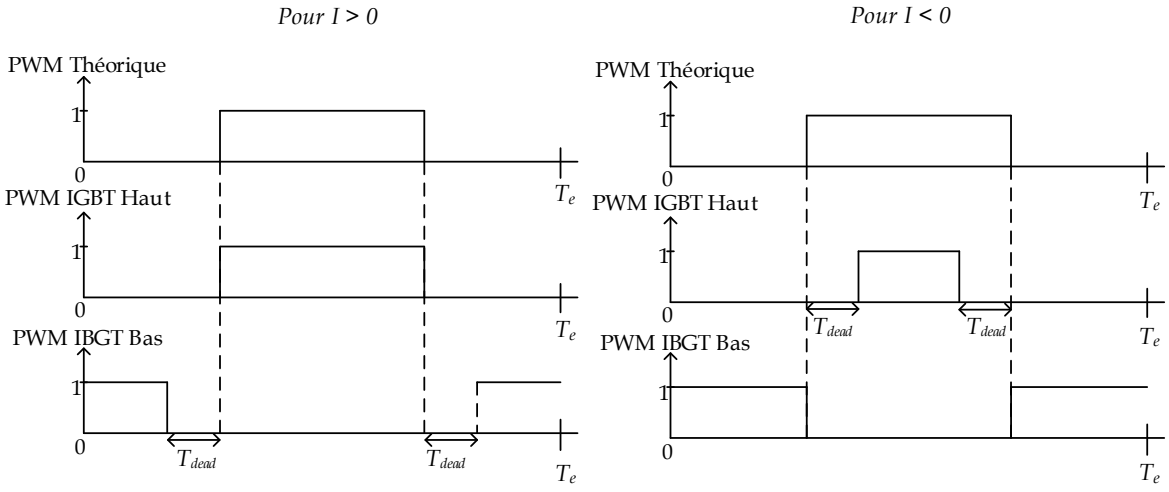


Figure 1.8 Gestion des tems morts

Remarques sur le passage par zéro du courant. Nous faisons l'hypothèse d'un cas où le rapport cyclique est hors saturation.

- Si le courant change de signe avant le créneau de MLI, alors on obtient une erreur de $2T_{dead}$ sur le rapport cyclique réalisé par rapport à celui de référence.
- Si le courant change de signe pendant le créneau de MLI alors on obtient une erreur de $1T_{dead}$ sur le rapport cyclique réalisé.
- Si le courant change de sens pendant le premier temps mort alors de rapport cyclique réalisé varie de $1T_{dead}$ à $2T_{dead}$, et si c'est pendant le second temps mort alors la variation est entre 0 et $1T_{dead.}$
- Si le courant change de signe après le créneau de MLI alors cela n'a pas d'impact sur la tension.
- Dans le cas précédent des temps morts centrés (Figure 1.7), le passage par zéro modifie moins la tension de sortie. Ainsi une manière de diminuer la variation sur le rapport cyclique à cause du passage par zéro du courant, consiste à annuler la gestion du temps mort, et à revenir au cas des temps morts centrés quand le courant est faible. Cela est proposé dans [13] et [14]. Une autre possibilité est de passer linéairement du cas Figure 1.7 (sans gestion des T_{dead}) au cas Figure 1.8 (avec gestion des T_{dead}) montré dans [13].

On impose un temps minimal entre 2 commutations du même IGBT. Cela implique un temps minimal noté T_{pic}. C'est-à-dire qu'il existe un rapport cyclique minimal en dessous duquel on ne peut pas réaliser le rapport cyclique désiré (sauf 0 qui correspond à une absence de commutation). De même cela impose un rapport cyclique maximal (sauf 1 qui correspond aussi à une absence de commutation). De plus pour empêcher les erreurs de mesures on décide de ne pas autoriser de commutation pendant que l'on mesure des courants. On choisit donc d'effectuer nos mesures au début de la période de découpage et un temps T_{mesure} est réservé pour cela (et empêche les commutations). Cela est résumé sur la Figure 1.9 qui montre le masque appliqué sur les rapports cycliques de la commande qui permet de générer les temps morts sans modifier la tension. Les paramètres de la Figure 1.9 sont donnés par les équations (1.24) à (1.28).

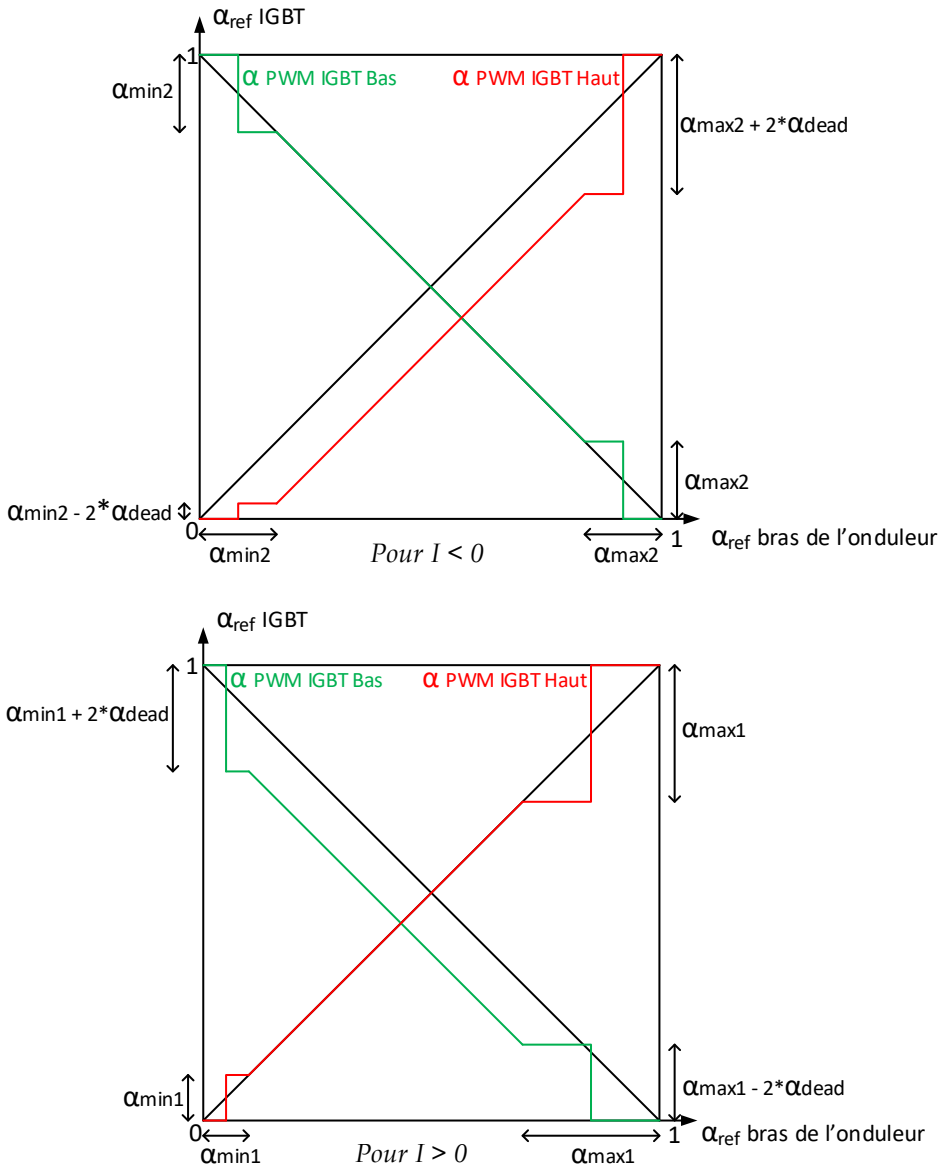


Figure 1.9 Masque appliqué sur les rapports cycliques

$$\alpha_{min1} = \alpha_{pic} \tag{1.24}$$

$$\alpha_{max1} = 2\alpha_{dead} + \max(\alpha_{pic}, \alpha_{mesure}) \tag{1.25}$$

$$\alpha_{min2} = 2\alpha_{dead} + \alpha_{pic} \tag{1.26}$$

$$\alpha_{max2} = \max(\alpha_{pic}, \alpha_{mesure}) \tag{1.27}$$

Avec :

$$\alpha_{dead} = \frac{T_{dead}}{T_{dec}}, \qquad \alpha_{pic} = \frac{T_{pic}}{T_{dec}}, \qquad \alpha_{\mathrm{mesure}} = \frac{T_{mesure}}{T_{dec}} \tag{1.28}$$

1.3 Stratégies de contrôle de l'onduleur pour le fonctionnement la MSAP en régime de haute vitesse

Un algorithme de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) est utilisé pour générer les rapports cycliques à appliquer à chaque bras de l'onduleur à partir des références des tensions phase-neutre données par la commande. Ces rapports cycliques forment des signaux appelés modulantes (à basse fréquence) et sont comparés à un signal triangulaire à la fréquence de découpage (porteuse).

Ici nous cherchons une stratégie de contrôle de l'onduleur qui permet également :

- D'utiliser au mieux le bus de tension DC de manière à ce que la tension maximale réalisable aux bornes d'un enroulement soit la plus grande possible.
- De minimiser les pertes onduleur, notamment en réduisant le nombre de commutations à réaliser.
- De minimiser les harmoniques de courant (et ainsi de flux) qui induisent des pertes fer au rotor et font ainsi chauffer les aimants de la MSAP ce qui peut conduire à leur démagnétisation.

Les articles [15], [16], [17] et [18] proposent un aperçu des principales stratégies de contrôle existantes de l'onduleur à 3 bras et 2 niveaux de tension. Ci-après nous décrivons les techniques usuelles de MLI par une approche vectorielle en les classant suivant leur nombre de commutations, puis discutons leur pertinence pour piloter un onduleur qui alimente une MSAP haute vitesse vis-à-vis des critères ci-dessus.

1.3.1 Niveaux de tension réalisables aux bornes d'un enroulement de la MSAP

L'onduleur présente 8 combinaisons d'interrupteurs possibles et les niveaux de tension correspondants sont résumés dans le Tableau 1.2 pour une MSAP couplée en étoile, où V_{a0},V_{b0},V_{c0} sont les tensions phase-masse[4], V_{aN}, V_{bN}, V_{cN} sont les tensions phase-neutre, et V_α et V_β sont les tensions phase-neutre projetées dans le repère statorique (α,β) avec convention de conservation de l'amplitude (Annexe A). Le potentiel zéro est défini au milieu de la tension batterie comme sur la Figure 1.2.

abc	Vecteur	$\mathbf{V_{a0}}$	$\mathbf{V_{b0}}$	$\mathbf{V_{c0}}$	$\mathbf{V_{aN}}$	$\mathbf{V_{bN}}$	$\mathbf{V_{cN}}$	$\mathbf{V_{\alpha}}$	$\mathbf{V_{\beta}}$
000	V_0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	0	0	0
100	V_1	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0
110	V_2	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
010	V_3	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
011	V_4	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0
001	V_5	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
101	V_6	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
111	V_7	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	0	0	0

Tableau 1.2 Tableaux des tensions de l'onduleur et de la MSAP (couplage étoile)

La Figure 1.10 représente dans le repère *α-β* les limites de tension réalisables aux bornes des enroulements de la MSAP suivant la stratégie de commande de l'onduleur utilisée. L'hexagone en tirets-oranges est la limite de tension phase-masse réalisable en sortie des bras de l'onduleur. Le cercle inscrit en bleu est la limite de tension phase-masse réalisable avec une MLI sinusoïdale[7] hors surmodulation (i.e. hors saturation de la modulante). Cette limite correspond à une tension maximale aux bornes des enroulements de $\frac{V_{DC}}{2}$. Dans ce cas le point neutre de la machine est au potentiel nul (de la masse), en moyenne sur une période de découpage et sur une période basse fréquence[8]. Les vecteurs V_0 à V_7 sont les vecteurs tensions de l'onduleur, et l'hexagone en tirets-noirs correspond à la limite de tension maximale réalisable aux bornes des enroulements, par combinaison de ces différents vecteurs de l'onduleur durant une période de découpage. Le cercle rouge correspond à la limite de tension en zone linéaire de fonctionnement de l'onduleur et vaut $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$. C'est-à-dire qu'au-delà de cette limite, la tension réalisée aux bornes d'un enroulement n'est plus sinusoïdale en moyenne et on entre en zone de surmodulation jusqu'à l'hexagone de tension maximale. L'extension d'environ 15% de la zone linéaire de fonctionnent depuis le cercle bleu au cercle rouge se fait par injection d'harmonique 3 (et de ses multiples) sur la tension de référence, ainsi la modulante n'est plus sinusoïdale, ce qui permet de faire varier la tension du point neutre de la MSAP. Dans la suite nous nous intéressons aux stratégies de MLI qui atteignent au moins la limite de tension de $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ (cercle rouge).

[7] Nous appelons MLI sinusoïdale la stratégie de commande usuelle de l'onduleur où la porteuse triangulaire est comparée directement aux modulantes, où celles-ci sont les tensions sinusoïdales de référence à appliquer aux enroulements divisées par la tension VDC. Cette stratégie est généralement réalisée de manière analogique.

[8] C'est à dire en négligeant les variations du potentiel du point neutre.

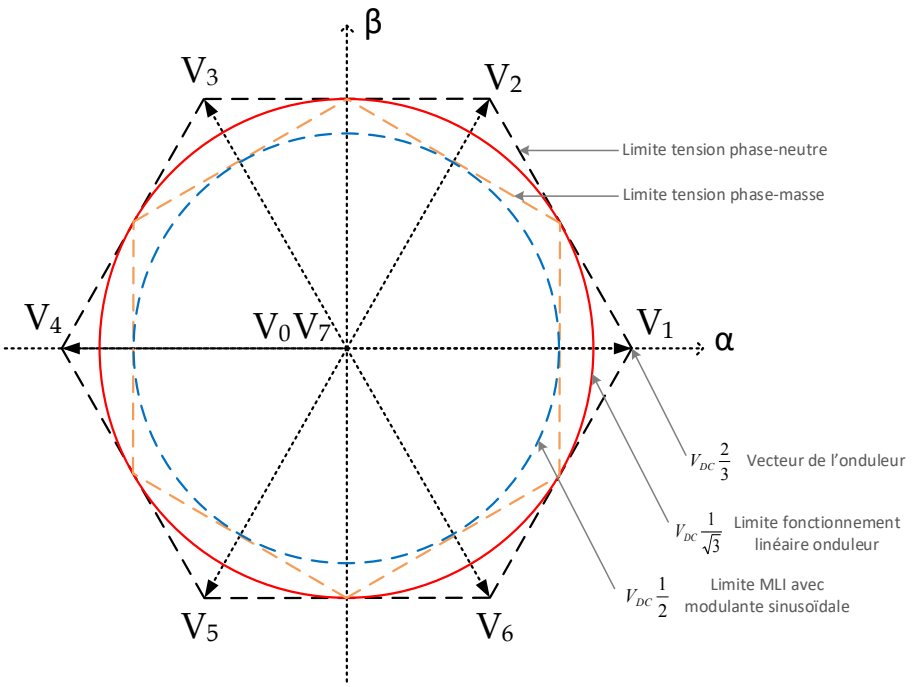


Figure 1.10 Représentation dans le repère α-β des limites de tensions réalisables aux bornes des enroulements

1.3.2 Description et comparaisons des stratégies de contrôle de l'onduleur en fonction du nombre de commutations

Nous utilisons une commande numérique. Les modulantes sont échantillonnées et maintenues constantes sur une période de découpage (pas de modulante continu). Ainsi les signaux de MLI générés sont des créneaux (pour les ordres ouverts et fermés des interrupteurs) qui sont centrés sur le milieu de la période de découpage. La MLI est dite alors symétrique[9].

1.3.2.1 MLI en zone de fonctionnement linéaire « étendue » de l'onduleur

1.3.2.1.1 Approche vectorielle

La MLI vectorielle se base sur une représentation dans le repère α-β du système. On détermine le secteur dans lequel se situe le vecteur de tension de référence (V_α, V_β) donné par la commande. Les secteurs (notés n) sont délimités par la limite de tension maximale et les deux vecteurs tensions de l'onduleur adjacents au vecteur tension de consigne. Ensuite le vecteur de référence est projeté sur ces deux vecteurs tension de l'onduleur qui lui sont adjacents, et on obtient les rapports cycliques d'application de ces derniers (noté ρ_n pour le vecteur V_n). Cela est illustré sur la Figure 1.11. Le calcul des rapports cycliques d'application des vecteurs tension de l'onduleur est donné par (1.29).

[9] Une MLI asymétrique numérique signifie que les rapports cycliques sont mis à jour au début et au milieu de la période de découpage, l'échantillonnage est alors multiplié par 2, (2*Te) ;

$$\begin{bmatrix} \rho_n \\ \rho_{n+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\left(\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}\right)} \begin{bmatrix} \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(n\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((n-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((n-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

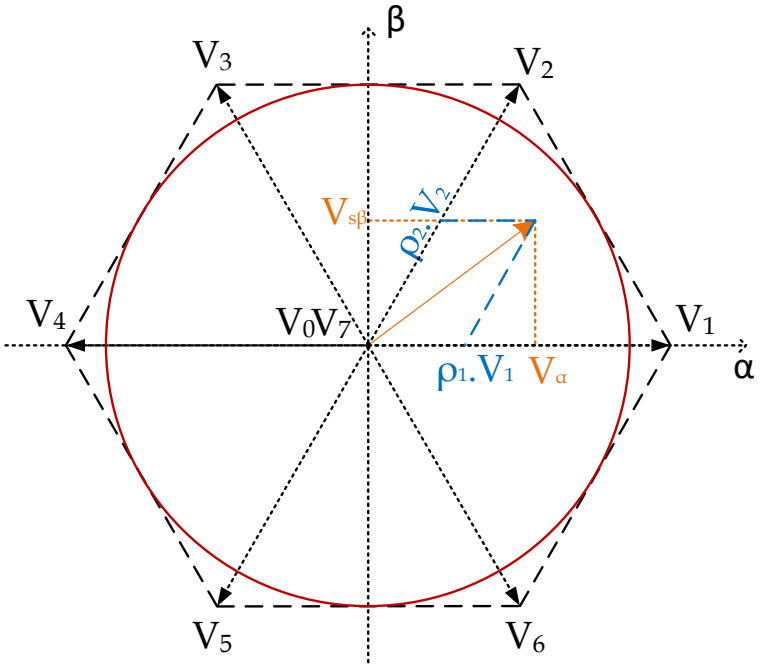


Figure 1.11 Schéma de la MLI vectorielle

1.3.2.1.2 MLI 6 commutations

A partir des rapports cycliques pour les vecteurs de l'onduleur, ρ_n et ρ_{n+1}, on détermine les rapports cycliques pour chacun des bras de celui-ci de manière à réaliser le vecteur tension de consigne. Ces rapports cycliques sont notés α_a, α_b et α_c respectivement pour les bras *a, b* et *c* de l'onduleur. La norme du vecteur tension final est ajustée en agissant sur les vecteurs nuls de l'onduleur (V_0 et V_7). Avec une MLI à 6 commutations chaque bras commute deux fois pendant une période de découpage. Les deux vecteurs de tension nulle (V_0 et V_7) de l'onduleur sont utilisés. La séquence d'application des vecteurs de l'onduleur sur une période de découpage est donnée au Tableau 1.3, où T_0 est le temps d'application du vecteur nul de l'onduleur (répartis entre V_0 et V_7)[10], et T_{pair} et T_{impair} les temps d'application des vecteurs de l'onduleur respectivement à indice pair et impair pour une période de découpage. Le calcul des rapports cycliques correspondants à appliquer à chaque bras de l'onduleur, pour une MLI 6 commutations, est donné en Annexe D. Lorsqu'on parle de MLI vectorielle, appelée SVM (Space Vector Modulation) on désigne usuellement cette stratégie en particulier.

[10] Dans la SVM le temps T_0 est reparti de manière égale entre les vecteur V_0 et V_7, mais cela n'est pas une condition nécessaire et une formulation généralisée de la MLI est donnée dans [18],[19].

$\mathbf{V_0}$	$\mathbf{V_{impair}}$	$\mathbf{V_{pair}}$	$\mathbf{V_7}$	$\mathbf{V_{pair}}$	$\mathbf{V_{impair}}$	$\mathbf{V_0}$
$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{impair}}{2}$	$\frac{T_{pair}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{pair}}{2}$	$\frac{T_{impair}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$

Tableau 1.3 Séquence des vecteurs de l'onduleur appliqués pendant une période de découpage pour une MLI à 6 commutations

La Figure 1.12 donne un exemple pour secteur 1 de l'évolution temporelle des instants de commutations à appliquer aux bras de l'onduleur avec une SVM.

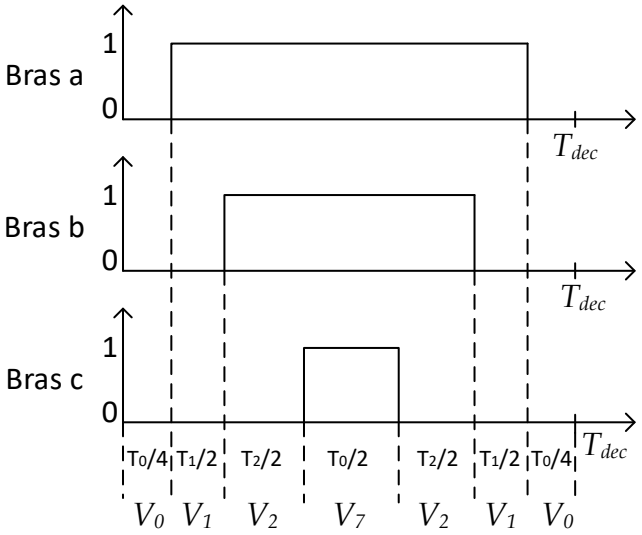


Figure 1.12 Schéma des instants de commutation pour une SVM, exemple donné pour le secteur1

La tension phase-neutre maximale réalisable est de $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$. L'exemple de la SVM est montré mais plusieurs méthodes existent pour obtenir les mêmes niveaux de tension avec 6 commutations. La MLI triphasée[11] consiste à récupérer la tension médiane parmi les 3 tensions de référence, de la diviser par 2, puis de l'ajouter à chacune de celles-ci. Cela revient à rajouter à chaque tension sinusoïdale de référence son troisième harmonique et ses multiples impairs. Le calcul des rapports cycliques pour chaque bras de l'onduleur est ainsi donnée par (1.30) où *i* désigne le bras *a, b* ou *c*, $V_{i,N,ref}$ la tension entre-phases de référence donnée par la commande (pour le bras *i*), et V_{median} la tension médiane des tension de référence. Le schéma de la MLI triphasée est donné en Annexe E. Dans [20] l'auteur montre l'équivalence de cette méthode avec la SVM en termes de tension phase neutre réalisée.

$$\alpha_i = \frac{1}{2} + \frac{V_{i,N,ref}}{V_{DC}} + \frac{V_{mediane}}{2.V_{DC}} \tag{1.30}$$

[11] La MLI triphasée est utilisée sur notre maquette présentée au chapitre 4.

1.3.2.1.3 MLI 4 commutations

Avec une MLI à 4 commutations un des bras ne commute pas sur chaque période de découpage. Cela permet de réduire les pertes par commutation. La DPWM (Discontinuous Power Width Modulation) est une MLI à 4 commutations. Sur une période découpage on n'utilise qu'un seul des deux vecteurs nuls (V_0 ou V_7) pour adapter la norme du vecteur tension de référence $V_{\alpha\beta}$. Toutefois si on utilise toujours le même vecteur nul les IGBT ne sont pas sollicités de manière homogène[12]. Ainsi on divise chaque secteur en 2 sous-secteurs égaux et on répartit le choix du vecteur nul suivant les sous-secteurs montrés en vert sur la Figure 1.14. Ainsi la séquence d'application des vecteurs de l'onduleur sur une période de découpage est donnée au Tableau 1.4. Le calcul des rapports cycliques à appliquer à chaque bras de l'onduleur avec une MLI à 4 commutations est donné en Annexe D.

DPWM Min, sous-secteurs : 1, 4, 5, 8, 9, 12				
V_0	V_{impair}	V_{pair}	V_{impair}	V_0
$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{impair}}{2}$	T_{pair}	$\frac{T_{impair}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
DPWM Max, sous-secteurs : 2, 3, 6, 7, 10, 11				
V_7	V_{pair}	V_{impair}	V_{pair}	V_7
$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_{pair}}{2}$	T_{impair}	$\frac{T_{pair}}{2}$	$\frac{T_7}{2}$

Tableau 1.4 Séquence des vecteurs de l'onduleur appliqués pendant une période de découpage pour une MLI 4 commutations avec alternance entre V_0 et V_7 comme choix du vecteur nul en fonction du sous-secteur dans lequel se situe le vecteur tension de référence.

La Figure 1.13 donne un exemple pour le sous-secteur 1 de l'évolution temporelle des instants de commutations à appliquer aux bras de l'onduleur avec une DPWM min.

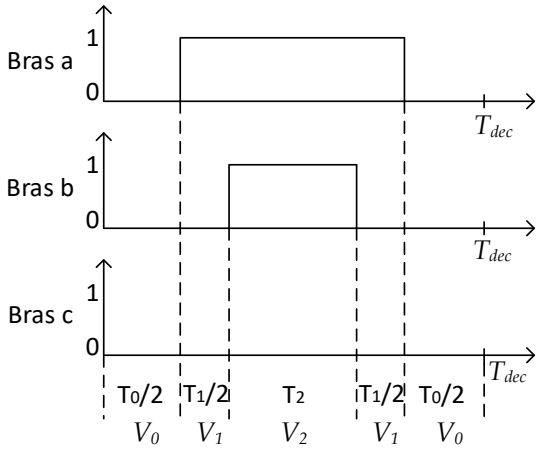


Figure 1.13 Schéma des instants de commutation pour une DPWM min, exemple donné pour le sous-secteur 1

[12] V_7 sollicite les IGBT du haut et V_0 ceux du bas.

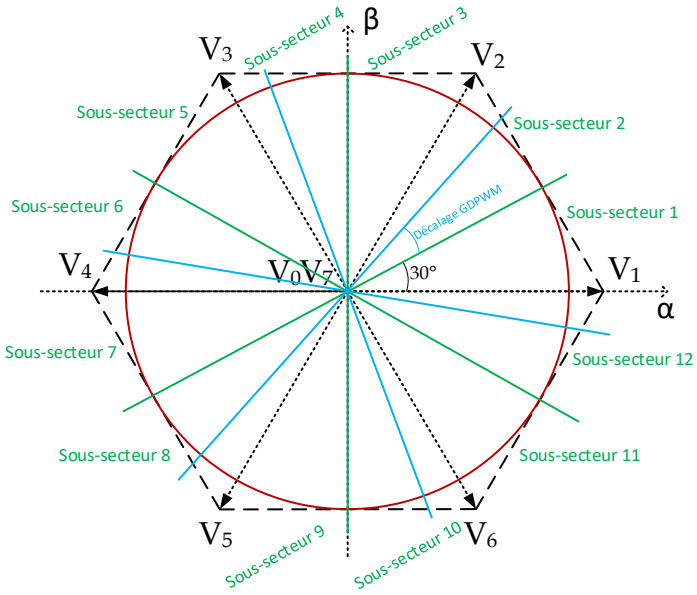


Figure 1.14 Schéma des sous-secteurs pour la DPWM et séquence des vecteurs à appliquer pendant une période de découpage

La MLI à 4 commutations peut être généralisée en faisant varier les secteurs en sous-secteurs d'un angle compris entre -30° et +30°. Les nouveaux sous-secteurs non-égaux ainsi générés sont illustrés en bleu sur la Figure 1.14. Cette stratégie de MLI est appelée GDPWM (Général Discontinuous Power Width Modulation). Pour réduire les pertes par commutation il est intéressant de ne pas faire commuter un bras sur un maxima ou minima de courant. Ainsi le plateau de tension de non commutation est décalé (de ±30° max) pour être en phase avec les extrema de courant[13].

La Figure 1.15 illustre les tensions obtenues en sortie de l'onduleur et de celles obtenues aux bornes d'un enroulement avec les stratégies de MLI de type SVM (A), DPWM (B), GDPWM (C). L'effet du découpage est négligé et les tensions sont tracées en valeur moyenne. Dans le cas de la GDPWM on observe notamment que le plateau de non commutation se rapproche du maximum de courant.

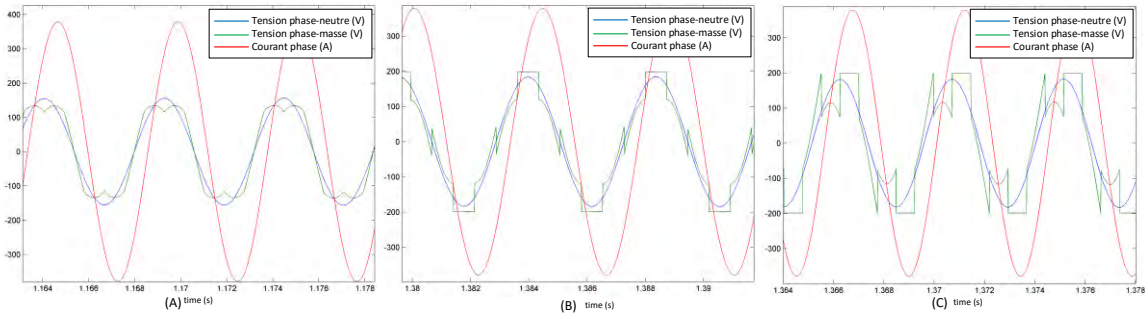


Figure 1.15 Illustration de la SVM (A), de la DPWM (B) et de la GDPWM (C)

[13] On fait remarquer que la GDPWM permet aussi, dans une certaine mesure, d'agir sur les pertes par conduction en aiguillant le courant vers les IGBT ou vers les Diodes.

1.3.2.2 Stratégie de commande en régime de fonctionnement non linéaire de l'onduleur

Quand le vecteur tension de référence arrive en limite de tension $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$, une possibilité est de ne faire commuter plus qu'un seul bras de l'onduleur pour réduire encore les pertes par commutations. C'est une MLI dite à 2 commutations (fermeture puis ouverture de l'interrupteur d'un seul bras, car MLI symétrique,). La phase du vecteur tension est contrôlée en commutant simplement entre les deux vecteurs de tension adjacents au vecteur de référence, sans passer par un vecteur nul. Cela fait que le vecteur tension réalisé parcours l'hexagone de tension maximale Figure 1.10 et n'est ainsi plus sinusoïdal en moyenne. La Figure 1.16 donne un exemple pour le sous-secteur 1 de l'évolution temporelle des instants de commutations à appliquer aux bras de l'onduleur avec une MLI à 2 commutations.

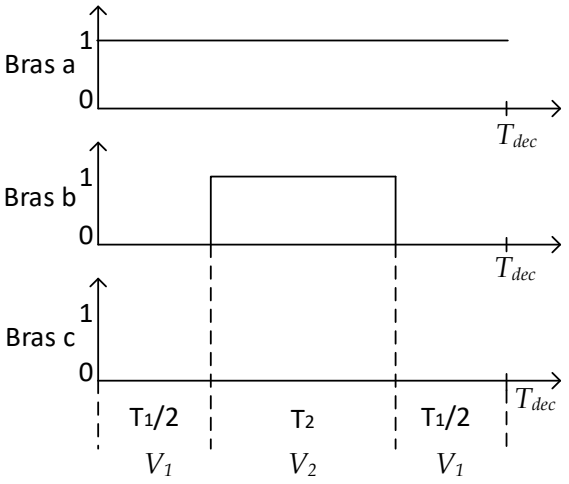


Figure 1.16 Schéma des instants de commutations pour une MLI à 2 commutations

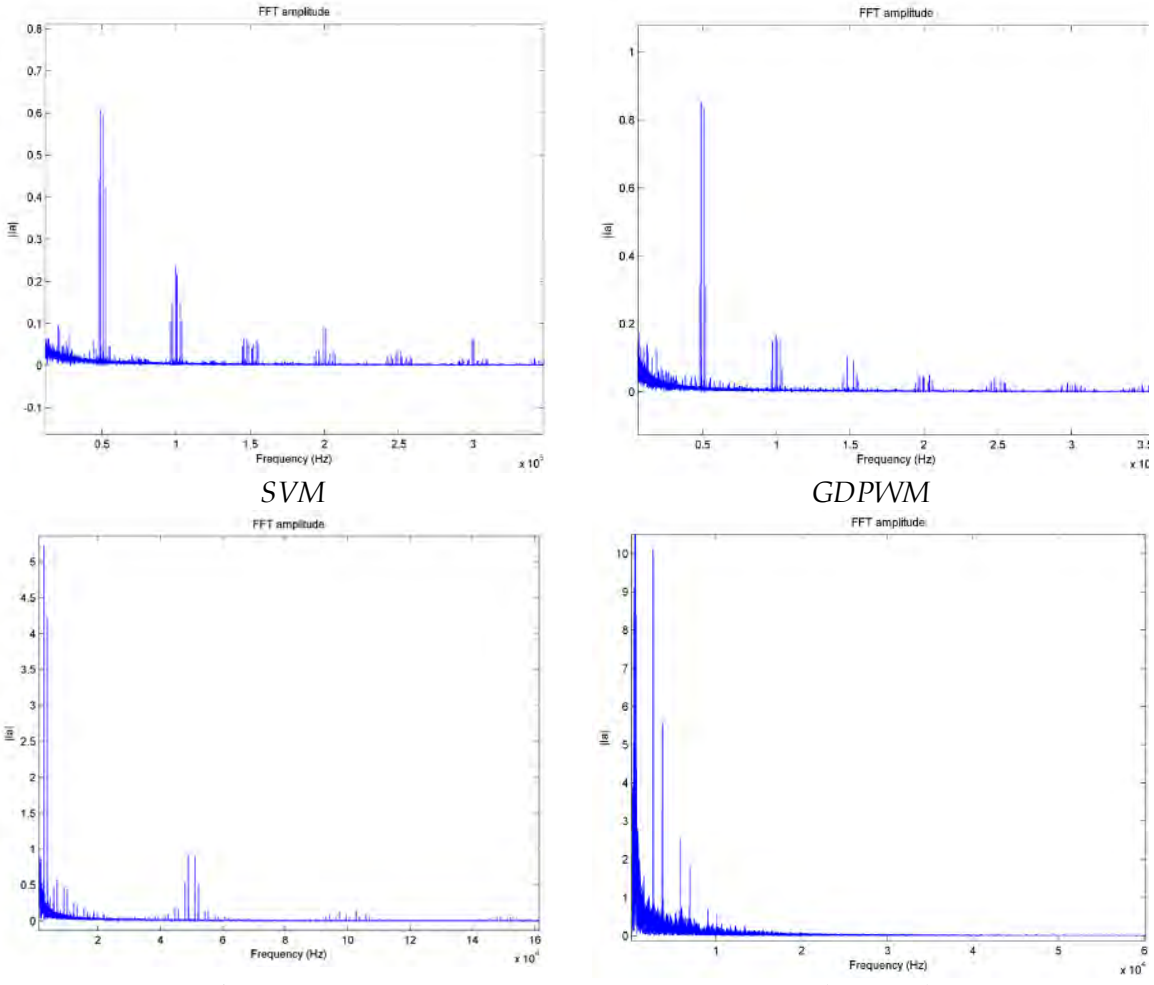
Finalement il est possible également de n'appliquer qu'un seul vecteur de l'onduleur à chaque période de découpage. Cela s'appelle la pleine onde et revient à ne plus découper la tension. Il reste simplement un changement brusque entre les vecteurs de l'onduleur à la fréquence électrique. La valeur maximale du fondamental de la tension obtenue en pleine onde vaut $\frac{2V_{DC}}{\pi}$. Le tableau des états des interrupteurs à appliquer pour ces 2 stratégies de contrôle de l'onduleur sont donnés en Annexe D.

1.3.2.3 Harmoniques générées par ces stratégies de commande de l'onduleur

La Figure 1.17 montre les harmoniques de courant obtenues lors d'une simulation à la fréquence de 667 Hz électrique, avec les paramètres de notre machine d'essais à échelle réduite (présentée au chapitre 4). La fréquence de découpage est de 50 kHz pour cette simulation (en réalité nous utiliserons une fréquence de découpage plus faible de 8 kHz pour la maquette). On observe que dans le cas de la pleine onde les harmoniques sont à basse fréquence et de grande amplitude. Dans [6] l'auteur confirme que la pleine onde crée un contenu harmonique générant plus de pertes dans la MSAP. Une SVM génère une ondulation du courant qui est de plus faible amplitude et à plus haute fréquence qu'avec

une GDPWM. Les pertes fer dépendent plus du flux que de la fréquence (voir 1.2.2.1). Ainsi il est préférable d'utiliser une SVM plutôt qu'une GDPWM, et la pleine onde et la MLI à 2 commutations génèrent également un contenu harmonique trop défavorable aux aimants.

Finalement la fréquence de découpage limite la fréquence électrique et ainsi la montée en vitesse, car il est nécessaire de garder une fréquence de découpage suffisamment élevée par rapport à la fréquence électrique pour que la référence de cette dernière soit suffisamment bien restituée. Dans [21] l'auteur suggère d'avoir un ratio d'au moins 10 entre la fréquence de découpage et la fréquence électrique. Une autre possibilité est de passer sur une MLI synchrone à la fréquence de découpage s'il est possible de modifier cette dernière en temps réel.



SVM *GDPWM*

MLI à 2 commutations *Pleine onde*

Figure 1.17 Harmoniques de courant pour les stratégies de contrôle de l'onduleur

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons passé en revue les 2 principaux constituants d'une chaine de traction électrique classique, c'est-à-dire un moteur synchrone à aimant (MSAP) associé à un onduleur de tension triphasé. Outre leur modélisation nous avons cherché à caractériser leur fonctionnement. A ce titre nous retenons que le modèle de la MSAP dans le repère d-q lié au rotor présente l'avantage de rendre indépendantes les grandeurs électriques de la position angulaire. Cela permet de simplifier la commande. Nous donnons une modélisation des pertes fer comme la somme des pertes par hystérésis et par courant de Foucault. Ces pertes fer sont surtout importantes au point de fonctionnement nominal à couple maximum et en début de zone de défluxage. Elles auront tendance à diminuer doucement à haute vitesse à cause de la stratégie de réduction du flux.

Les pertes par commutation et conduction dans l'onduleur sont modélisées au premier ordre, et l'impact des pertes par conduction sur les tensions phase-masse est inclus dans le modèle de la chaine de traction sous Matlab-Simulink. Une modélisation avec le logiciel PSIM prenant en compte plus précisément les données de l'onduleur, permet de valider notre modèle de pertes onduleur.

Les temps morts sont générés de manière à peu modifier la tension réalisée par rapport à celle de référence. La tension réalisée reste cependant impactée par les effets des saturations par paliers aux bornes des rapports cycliques, et par les effets du passage par zéro du courant.

Les stratégies de contrôle MLI de l'onduleur sont décrites par une approche vectorielle, et classées en fonction du nombre de commutations qu'elles requièrent, en vue de réduire ces dernières. La zone de fonctionnent linéaire de l'onduleur peut être étendue jusqu'à une limite de tension de $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ réalisable aux bornes des enroulements de la MSAP par ajout d'harmonique 3 sur la tension phase-masse en sorite de l'onduleur. Surmoduler permet d'augmenter encore un peu le niveau de tension et de réduire les commutations mais génère un contenu harmonique fortement défavorable à la MSAP, et particulièrement au rotor où les pertes sont difficiles à évacuer, et qui entraine un risque important de démagnétisation des aimants. Nous choisissons pour la suite de garder une stratégie de type SVM.

Chapitre 2
Commande en courant de la MSAP

2.1 INTRODUCTION 35
2.2 LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP 36
2.2.1 Commande vectorielle en continu 36
2.2.2 Commande numérique d'une MSAP 38
2.2.2.1 Approche linéaire 39
2.2.2.2 Commande prédictive 40
2.2.2.2.1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive appliqué directement sur les vecteurs de l'onduleur 40
2.2.2.2.2 Principe de fonctionnement de la commande prédictive-optimale 41
2.2.2.3 Remarques sur d'autres stratégies de commande 42
2.2.2.3.1 Commande directe à base d'hystérésis 42
2.2.2.3.2 L'approche en alpha beta 44
2.3 AMELIORATION DE LA COMMANDE NUMERIQUE DES MSAP HAUTE VITESSE 44
2.3.1 Impact du caractère discret et du retard sur le découplage et sur la transformation de Park inverse 44
2.3.1.1 Modèle discret en boucle fermée du système avec variation de l'angle 45
2.3.1.1.1 Modèle MSAP 45
2.3.1.1.2 Impact de la haute vitesse sur la commande numérique 46
2.3.1.1.3 Modèle du système vu par la commande 47
2.3.1.1.4 Régulation des courants 47
2.3.1.2 Impact du couplage et calcul d'un découplage discret exact 48
2.3.1.2.1 Etude de la stabilité du système sans découplage 49
2.3.1.2.2 Découplage avec prédiction et prise en compte de la discrétisation. 49
2.3.1.3 Impact sur le système de l'erreur sur l'angle électrique 52
2.3.1.3.1 Etude de la stabilité 53
2.3.1.3.2 Méthode compensation de la variation de l'angle 54
2.3.1.3.3 Remarques 54
2.3.1.4 Schéma récapitulatif des 2 compléments à la régulation 55
2.3.2 Commande en courant adaptée au fonctionnement haute vitesse de la MSAP 55
2.3.2.1 Etude sur le découplage non-exact 56
2.3.2.1.1 Etablissement du modèle du système vu par la commande dans Park 56
2.3.2.1.2 Découplage standard 61
2.3.2.1.3 Découplage minimal 63
2.3.2.2 Calcul d'une commande vectorielle avec structure de régulateur RST et découplage minimal 65
2.3.2.2.1 Première approche et limites (PID) 65
2.3.2.2.2 Calcul d'un régulateur RST avec *gain scheduling* 69
2.3.2.2.3 Remarque sur la saturation de tension 74
2.3.2.3 Approche par la commande prédictive-optimale 75
2.4 CONCLUSION 79

2.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter les structures de commande pour une MSAP fonctionnant à haute vitesse, définie dans un référentiel tournant (d,q). Nous faisons l'hypothèse que les références de courant I_{dref} et I_{qref} sont atteignables et correctement choisies par l'algorithme de défluxage présenté au chapitre suivant. Sur la Figure 2.1[14] est indiqué en bleu la partie de la commande sur lequel ce chapitre est focalisé.

Nous choisissons de travailler avec une commande vectorielle dans Park associée à une stratégie de MLI et une fréquence de découpage fixe de l'onduleur. Le caractère discret dû à l'échantillonnage des mesures, et à la fréquence de découpage fixe, devient contraignant lorsque le rapport de la fréquence électrique sur la fréquence de découpage augmente. Le retard entre les mesures et l'application de la commande dû au temps de calcul est aussi considéré. L'impact de ces deux contraintes doit aussi être pris en compte pour l'utilisation de la mesure de l'angle électrique dont la variation pendant le découpage et le temps de calcul n'est plus négligeable. Finalement le couplage des forces électromotrices augmente avec la vitesse et nous proposons une stratégie de découplage non classique.

Dans une première partie nous présenterons les commandes vectorielles de la MSAP. Ensuite nous montrerons comment améliorer la commande pour un fonctionnement à haute vitesse en prenant en compte les contraintes données ci-dessus. Finalement nous proposerons deux stratégies de contrôle, l'une sur la base de régulateurs RST avec séquencement de gain (*gain scheduling*) et découplage minimal, la seconde sur la base d'une commande prédictive-optimale.

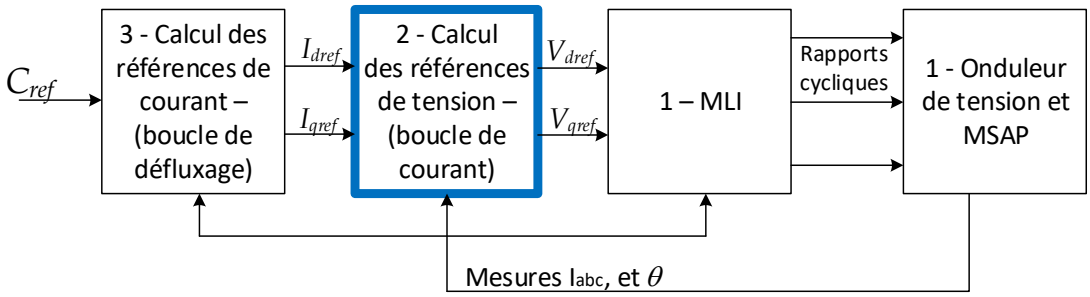


Figure 2.1 Schéma global des blocs de la chaine de commande de la MSAP

[14] La description de ce schéma est faite dans l'introduction 1.1 de du chapitre 1.

2.2 La commande vectorielle de la MSAP

2.2.1 Commande vectorielle en continu

Les fondements de la commande vectorielle sont proposés au début des années 1970 par F. Blaschke [22] et K. Hasse [23] et cette commande se fonde sur la transformation de R. H. Park [9]. La MSAP a principalement été utilisée en tant que génératrice couplée au réseau à fréquence fixe [8] jusqu'à l'arrivée du microprocesseur en 1980. Avant cela la commande d'une MSAP était plus difficile et coûteuse, avec d'avantages de composants électroniques que celle de la machine à courant continu, qui était donc privilégiée pour un fonctionnement moteur. C'est suite aux progrès de l'informatique industrielle[15] et de l'électronique de puissance[16] que l'utilisation de la MSAP en moteur s'est développée.

Dans une MSAP le flux est fixe par rapport au rotor, ainsi dans un fonctionnement moteur à fréquence variable un algorithme d'autopilotage est requis pour assurer le synchronisme entre la position du champ créé par les enroulements du stator et celui donné par les aimants du rotor [24] [25]. Initialement cela était fait dans le repère abc [26]. Trois courants de références triphasés sinusoïdaux sont générés à partir de l'angle électrique déduit de la mesure de position du rotor et trois régulateurs (hystérésis ou MLI) sur les erreurs de courant de chaque phase donnent les consignes de rapports cycliques. Dans la commande vectorielle l'autopilotage est réalisé par la transformation de Park-inverse (Annexe A) qui assure que les grandeurs électriques calculées dans le repère d-q se traduisent en grandeurs électriques synchrones avec le champ rotorique dans le repère abc. En plus d'assurer le synchronisme ce changement de repère permet de calculer une commande dans ce repère sur des grandeurs électriques qui sont donc indépendantes de l'angle électrique. Ainsi le fait que les informations d'amplitude et phases soient dissociées de l'angle rend moins contraignant le calcul des régulateurs de courant. Ceux-ci ne doivent plus gérer l'autopilotage en assurant une fonction de poursuite d'une référence sinusoïdale, contrairement à une régulation des courants dans le repère abc qui est ainsi limitée avec la haute vitesse [24]. Un aperçu des commandes en courant pour une MSAP est présenté dans [27].

Sur la Figure 2.2 est présenté le schéma classique de la commande vectorielle à temps continu d'une MSAP. Cette stratégie est dite à flux orienté. Le bloc du calcul des références de courant sera présenté dans le chapitre 3. Les mesures des courants des 3 phases sont projetées dans le repère lié au rotor d-q à l'aide de la mesure de l'angle et de la transformation de Park. Deux régulateurs de courant permettent d'assurer la précision en régime permanent et d'imposer la dynamique voulue pour le régime transitoire. Un algorithme de découplage (avec la mesure des courants et la mesure de vitesse déduite de la position) rend les 2 axes d et q indépendants et facilite le calcul des régulateurs. Si cette stratégie de découplage n'est pas utilisée[17] alors le régime transitoire sera différent de celui

[15] Microcontrôleurs et DSP (Digital Signal Processeur) 1980, FPGA (Field-Programmable Gate Array) 1990

[16] IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 1982

[17] Le découplage est parfois supprimé pour alléger le calcul de la commande.

désiré mais la précision en régime permanent est conservée grâce aux intégrations des régulateurs qui considèrent le couplage comme une perturbation constante, sous l'hypothèse que le mode mécanique (selon l'inertie de la machine) est lent par rapport à la dynamique de la boucle de courant (séparation des modes). La tension de consigne en sortie de la commande est saturée en fonction de la tension maximale que propose la stratégie de modulation de l'onduleur (chapitre 1) et deux structures anti-windup évitent aux régulateurs d'intégrer l'erreur de courant lors d'un fonctionnement en saturation de tension. Cette tension dans le repère d-q est ensuite repassée dans le repère abc ou le repère α-β (repère diphasé statorique) par une transformation de Park inverse (ou rotation-inverse) de manière à inclure l'information d'angle électrique pour assurer l'autopilotage. Ensuite une stratégie de MLI permet de définir les rapports cycliques. Ces rapports cycliques sont utilisés pour calculer les instants de commutations des interrupteurs de l'onduleur à chaque période de découpage. Usuellement les régulateurs sont des régulateurs PI (proportionnel intégral) mais pour ne pas ajouter de « zéro » au numérateur et créer un dépassement nous proposons d'utiliser une structure IP (PI sans zéro, voir schéma Annexe F).

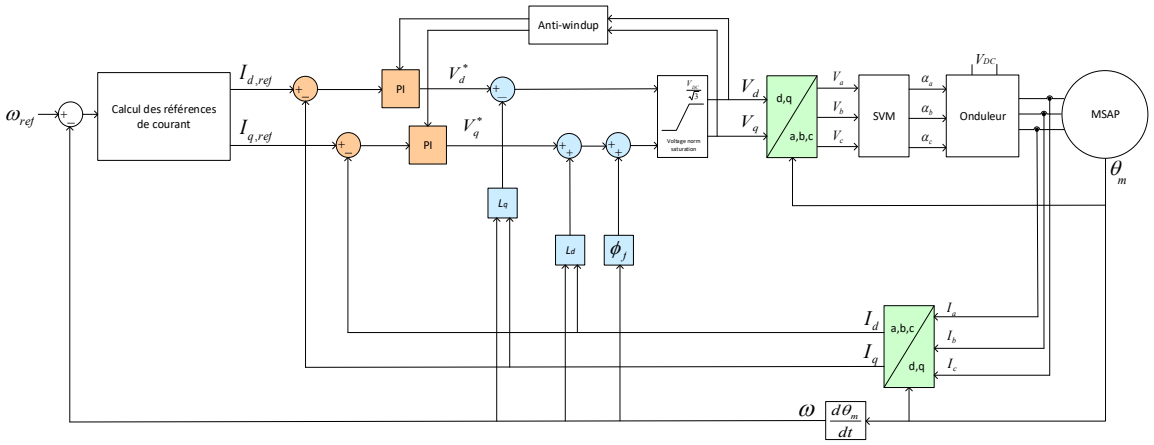


Figure 2.2 Schéma classique de la commande vectorielle en continu

Cette stratégie de commande a l'avantage d'être précise pour une perturbation constante, et assure un contrôle du couple à l'arrêt. C'est une approche classique pour la commande de la MSAP [27]. Elle requiert cependant un changement de repère (Park) qui peut être long à calculer en temps réel. La fréquence de découpage de l'onduleur est fixe et une stratégie de MLI doit être choisie.

Nous faisons remarquer que la position ne doit pas nécessairement être mesurée par un capteur et peut être estimée par un observateur avec filtre de Kalman [28]–[31], avec modes glissants [32]–[34], ou de Luenberger [35]. Cependant nous disposons dans notre application d'un tel capteur ce qui nous dispense d'utiliser ces méthodes d'observations. A très basse vitesse il peut également être requis d'utiliser une méthode d'injection de courant à haute fréquence pour estimer la position.

2.2.2 Commande numérique d'une MSAP

L'onduleur applique un vecteur tension à chaque période de découpage et ainsi peut être considéré comme un bloqueur d'ordre zéro[18]. Les mesures des courants et de l'angle sont également échantillonnées, ces mesures sont synchronisées pour ne pas introduire d'erreurs lors de la transformation de Park. Si le temps de calcul est très court (par rapport à la période de découpage) il est commun d'effectuer les mesures juste avant la période de découpage suivante. Cependant cela introduit une erreur sur la mesure du fondamental du courant (ce que nous voulons mesurer) à cause des harmoniques de courant due à la MLI[19]. Un retard (égal au temps de calcul) est également présent sans être considéré dans le modèle du système. Pour éviter l'erreur de mesure à cause des harmoniques de courant dues à la MLI il est possible d'effectuer les mesures exactement au début (pour toutes les stratégies de MLI) ou au milieu (possibilité pour SVM) de la période de découpage (voir Figure 2.3). Si le retard introduit est inférieur à une période de découpage alors il est généralement négligé dans la commande [27]. Cependant à haute vitesse nous verrons que ce retard ne peut pas être négligé. Ainsi nous choisissons de faire une acquisition des mesures au début de la période de découpage pour fixer le retard à une période de d'échantillonnage et l'inclure dans le modèle du système vu par la commande. De plus cela laisse un temps d'une période de d'échantillonnage comme temps de calcul à la commande pour déterminer le vecteur tension qui sera appliqué à la prochaine période. Pour les commandes présentées dans la suite de la thèse nous prenons en compte le caractère discret et le retard du modèle du système vu par la commande temps réel.

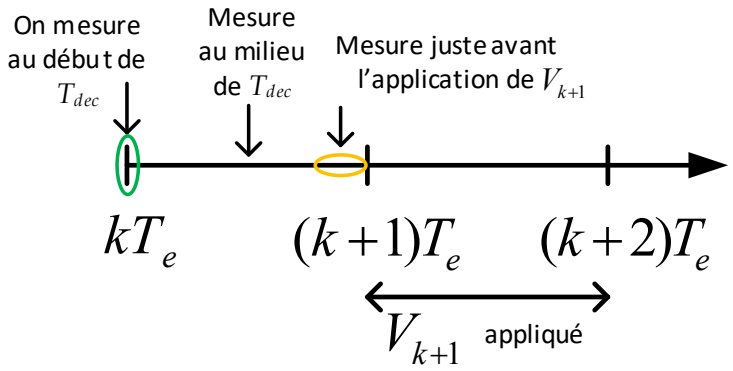


Figure 2.3 Illustration des instants de mesures communément choisis

[18] Le bloqueur d'ordre zéro maintient le signal d'entrée discret (tension de référence donnée par la commande) pendant une période d'échantillonnage du bloqueur (ici égale à la période de découpage car le bloqueur représente l'onduleur).

[19] Par exemple ces harmoniques passent par zéro au début et au milieu de la période de découpage si on utilise une SVM 6 commutations.

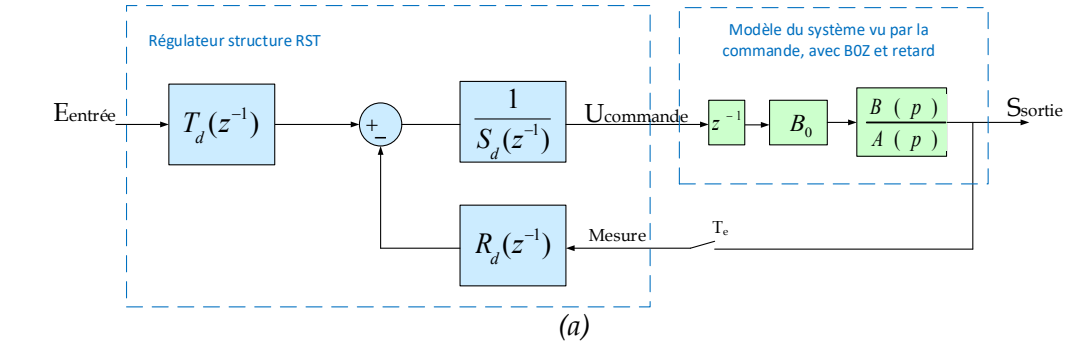
2.2.2.1 Approche linéaire

Deux approches sont présentées : le régulateur avec structure RST [36] et le retour d'état discret [37]. Ils remplacent les régulateurs PI dans la commande vectorielle (voir 2.2.1).

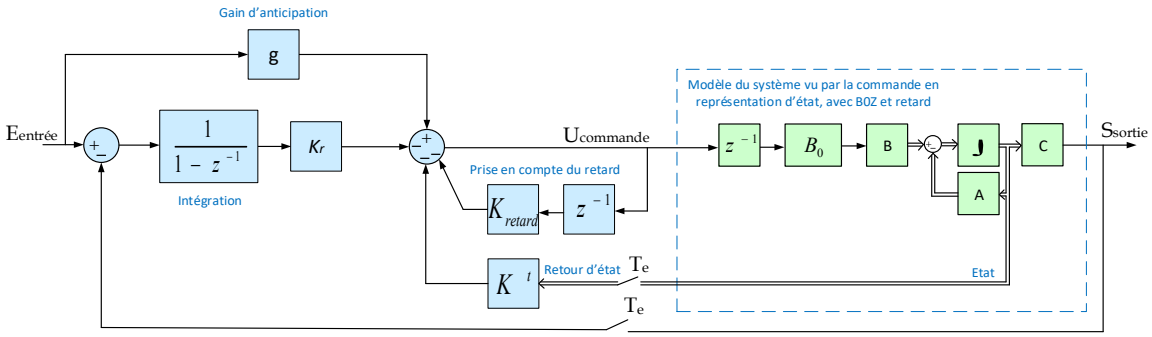
Le régulateur avec structure RST est composé de trois polynômes du même nom comme montré sur la Figure 2.4 (a). Ce correcteur sert principalement à corriger des systèmes modélisés par une fonction de transfert discrète monovariable. Dans la partie 2.3 la commande vectorielle avec régulateurs RST est améliorée pour la haute vitesse et testée en simulation. Des synthèses de ce correcteur sont proposées en Annexe H et en partie 2.3.2.2.2. Elles sont réalisées par rapport à l'identification à une fonction de transfert désirée en boucle fermée. (Les articles [38]–[40] sont des exemples d'utilisation de ce correcteur.)

Le correcteur par retour d'état se base sur un modèle d'état (formalisme matriciel) du système. Une action intégrale est effectuée par ajout d'un état au vecteur d'état. La Figure 2.4 (b) propose le schéma du correcteur par retour d'état discret avec action intégrale et pris en compte d'un retard d'une période d'échantillonnage. La synthèse de ce correcteur se fait par placement des valeurs propres du système en boucle fermée. (Les articles [41] et [42] donnent des exemples de synthèses à temps continu de ce correcteur.)

Sur la Figure 2.4 le modèle du système vu par la commande comprend un bloqueur d'ordre zéro modélisant l'onduleur et un retard z^{-1} représentant le temps de calcul.



(a)



(b)

Figure 2.4 Schéma du régulateur avec structure RST (a), et avec retour d'état discret avec action intégrale et prise en compte du retard

La norme de la tension en sortie de l'algorithme de découplage est bornée. L'effet anti-windup en discret est réalisé en faisant que les mémoires (z^{-1}) des intégrales retiennent la tension saturée équivalente avant le découplage. Ainsi un algorithme de recombinaison est appliqué sur la tension saturée pour calculer la tension qui va être mémorisée par les intégrales, la tension de sortie de la commande reste celle découplée puis saturée.

2.2.2.2 Commande prédictive

La commande prédictive appliquées aux machines électriques [43] [44] se développe plus récemment grâce aux progrès de l'informatique industrielle. Elle nécessite un temps de calcul supérieur que pour les contrôles classiques, et les avancées des microprocesseurs permettent actuellement son utilisation en temps réel [44]. Dans [45] l'auteur effectue une comparaison entre la commande à flux orienté (2.2.1 et 0) et la commande prédictive, il montre ainsi l'attractivité de cette dernière. Cette commande se base sur un modèle du système dans le repère d-q et ses performances dépendent de la qualité de la modélisation. Elle permet plus simplement de formuler des problèmes multi-variables et d'introduire des contraintes et non linéarités dans le modèle du système. Finalement la réponse en couple est très rapide.

La commande prédictive peut être utilisée avec une stratégie de MLI avec une fréquence d'échantillonnage fixe ou sans MLI et avec une fréquence variable. Les deux fonctionnements sont différents et présentés ci-dessous. Des exemple d'applications de la commande prédictive aux MSAP sont abordées dans [46], [47], et [48].

2.2.2.2.1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive appliqué directement sur les vecteurs de l'onduleur

Cette commande est également appelée *FS-MPC (Finite Set Model Predictive Control)* [44], ou *DPC (Direct Predictive Control)* [49]. Le modèle du système discret est donné par (2.1). F et G[20] sont les matrices obtenues après la discrétisation du modèle continu (équations (1.4) et (1.5)) et dépendent des paramètres de la machines donnés au Tableau 1.1 (chapitre1). *k* est l'indice de discrétisation.

$$\begin{pmatrix} I_{d,k+1} \\ I_{q,k+1} \end{pmatrix} = F \begin{pmatrix} I_{d,k} \\ I_{q,k} \end{pmatrix} + G \left(\begin{pmatrix} V_{d,k} \\ V_{q,k} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\omega \Phi_f \end{pmatrix} \right) \tag{2.1}$$

A cause du retard de la commande on mesure en réalité $I_{d,k-1}$ et $I_{q,k-1}$. Ainsi on effectue d'abord une prédiction par (2.1) des courants $I_{d,k}$ et $I_{q,k}$ à partir des mesures précédentes à l'instant *k-1* et de la mémorisation de la tension précédente en sortie de la commande $V_{d,k-1}$ et $V_{q,k-1}$. Des méthodes de gestion du retard sont présentées dans [50], [51] et [52].

L'onduleur offre 2^3 combinaisons d'interrupteurs. Pour chaque vecteur tension de l'onduleur on prédit par (2.1) les courants qu'on obtiendrait si l'on appliquait ce vecteur

[20] Pour un calcul plus détaillé, la matrice *F* est donnée à l'équation (2.13) et la matrice *G* est égale à la matrice G_v de l'équation (2.30).

tension[21]. Ensuite on teste chacune de ces prédictions suivant un critère quadratique (2.2) et le vecteur qui donne la prédiction minimisant ce critère est choisi. Le critère évalue la distance entre le point de courant prédit et le point de courant de référence dans le repère d-q. Le courant de référence $I_{d,ref}$ est présent car non nul en régime de haute vitesse à cause de la consigne de défluxage et peut-être non nul à basse vitesse pour des machines à pôles saillants (voir chapitre 3 pour le calcul des référence de courant). A chaque période d'échantillonnage le critère est réévalué. Il n'y a pas de MLI et la fréquence de découpage varie (avec comme borne supérieure la fréquence d'échantillonnage). L'amplitude de l'oscillation de l'erreur de courant dépend de la fréquence d'échantillonnage de la commande.

$$critère = \gamma_{id}(I_{d,ref} - I_{d,pred})^2 + \gamma_{iq}(I_{q,ref} - I_{q,pred})^2 \quad (2.2)$$

Où $I_{d,ref}$ et $I_{q,ref}$ sont les courants de références. $I_{d,pred}$ et $I_{q,pred}$ sont les courants prédit. γ_{id} et γ_{iq} sont des termes de pondération des axes d et q. Il peut être intéressant de pondérer les termes du critère (ou de les normaliser) notamment lors du fonctionnement de la MSAP avec un fort défluxage. Nous remarquons qu'un terme supplémentaire de pénalisation peut être ajouté dans (2.2) de manière à pénaliser fortement le choix du vecteur si le courant prédit dépasse la limite de courant [48].

Les vecteurs V_0 et V_7 de l'onduleur appliquent tous les deux une tension nulle (chapitre 1) et lorsqu'une tension nulle doit être appliquée nous choisissons entre ces deux vecteurs celui qui minimise le nombre de commutations.

2.2.2.2.2 Principe de fonctionnement de la commande prédictive-optimale

Cette commande est aussi appelée *Deadbeat control* [44] ou *PPC (PWM Predictive Control)* [49]. Nous l'appelons commande prédictive-optimale car le choix du vecteur est le choix « optimal » qui annule le critère (2.2).

Nous ajoutons à la commande prédictive une stratégie de MLI et une fréquence de découpage fixe. Cela permet de choisir le vecteur tension à appliquer plus finement. Le vecteur[22] qui annule le critère est directement calculé et appliqué par MLI. Ici nous pouvons inverser le système (2.1) et nous obtenons (2.3) ce qui donne la tension à appliquer pour atteindre la référence de courant en une période de découpage. La réponse est ainsi rapide si elle existe. La tension est toutefois limitée par la tension maximale ce qui limite la dynamique. Le retard est pris en compte de la même manière que précédemment c'est-à-dire en prédisant par (2.1) les courants $I_{d,k}$ et $I_{q,k}$ à partir des mesures précédentes à l'instant *k-1* et de la mémorisation de la tension précédente en sortie de la commande $V_{d,k-1}$ et $V_{q,k-1}$. De même, différentes méthodes de gestion du retard lié du temps de calcul sont présentées dans [50], [51] et [52]. Nous faisons toutefois remarquer que cette stratégie

[21] Les vecteurs de l'onduleur, exprimés dans le repère statorique α-β, sont passés dans le repère tournant d-q par la matrice de rotation. L'angle appliqué pour cette rotation inclut la prédiction de la variation de l'angle de la partie 2.3.1.3.

[22] Si le système présente des contraintes alors la séquence des vecteurs tensions de consigne sur un horizon de plusieurs périodes de découpage peut être calculée pour minimiser le plus rapidement le critère.

de commande est sensible aux perturbations et aux variations du modèle et que son efficacité dépend de la précision du modèle utilisé.

$$\begin{pmatrix} V_{d,k+1} \\ V_{q,k+1} \end{pmatrix} = G^{-1}\left(\begin{pmatrix} I_{dref,k} \\ I_{qref,k} \end{pmatrix} - F\begin{pmatrix} I_{d,k} \\ I_{q,k} \end{pmatrix}\right) + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega\Phi_f \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Une comparaison entre différentes commandes prédictives pour la commande d'une MSAP est mené dans [49] et l'auteur conclut en faveur de la commande prédictive-optimale avec MLI (PPC). La commande prédictive appliquée directement sur les vecteurs de l'onduleur (FS-MPC) se traduit par une fréquence de découpage variable et des oscillations du courant autour du courant de référence en raison de l'application successive des différentes commandes de l'onduleur. La PPC se traduit quant à elle par une fréquence de découpage fixe générant ainsi des harmoniques à la fréquence de découpage et ses multiples. Le temps de calcul est sensiblement équivalent pour les deux commandes mais la PPC est moins contraignante à utiliser en temps réel, de par l'existence d'une méthode de MLI. Cette approche induit moins d'oscillations sur le courant car il est possible d'atteindre théoriquement en valeur moyenne (hors temps morts) la valeur de courant de référence. Cette stratégie est appliquée en simulation dans la partie 2.3.2.3 puis testée en expérience au chapitre 4.

2.2.2.3 Remarques sur d'autres stratégies de commande

Nous faisons ici quelques remarques sur des stratégies de contrôles existantes mais que nous choisissons de ne pas utiliser.

2.2.2.3.1 Commande directe à base d'hystérésis

C'est avec la commande à flux orienté la deuxième approche bien investiguée dans la littérature [53]. Des exemples d'applications de cette commande sont donnés dans [54], [55], et [56].

La commande directe de couple dite DTC (Direct Torque Control) est une commande qui se formule simplement, qui est peu dépendante des paramètres (sauf pour les estimations du flux et du couple) et qui présente de bonnes performances en dynamique. La DTC est initialement proposée dans [57] et une description de la DTC est donnée dans [53]. Il n'y a pas de MLI, mais des tables de commutations, et la fréquence de découpage est variable. La Figure 2.5 est un schéma de commande par stratégie DTC. Les références sont des consignes de couple et flux. Le couple et le flux de la machine sont estimés à l'aide des mesures de courant et position, par les relations du chapitre 1 (1.8) (couple) et (1.6) (1,7) (flux) après le passage des courants dans le repère d-q[23].

Un tableau contient les vecteurs de l'onduleur[24] (voir Tableau 2.1). La colonne est choisie en fonction de la position. Les colonnes sont des secteurs de $\pi/3$ centrés sur les vecteurs de l'onduleur. Le secteur 1 est centré sur le vecteur 1 de l'onduleur[25], le secteur 2

[23] Le flux peut aussi être estimé par V/ω si la résistance est supposée négligeable.

[24] Le tableau du choix du vecteur tension peut être plus détaillé avec plus de vecteurs tensions différents avec le coût d'ajouter d'une MLI avec fréquence de découpage fixe.

[25] Le secteur n est définit pour $\theta \in \left[-\frac{\pi}{6} + (n-1) * \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{6} + (n-1) * \frac{\pi}{3}\right]$.

sur le deuxième vecteur de l'onduleur et ainsi de suite. Le choix de la ligne est décidé par une des 6 combinaisons des sorties des hystérésis. L'hystérésis sur l'erreur de flux propose les choix augmenter ou de diminuer le flux. Sur l'erreur de couple il y a une double hystérésis (seuil + hystérésis) pour choisir d'augmenter, maintenir ou diminuer le couple. L'efficacité de cette stratégie dépend du bon dimensionnement des hystérésis. Comme pour la commande prédictive FS-MPC, la DTC se traduit par une fréquence de découpage variable (pour des hystérésis fixes).

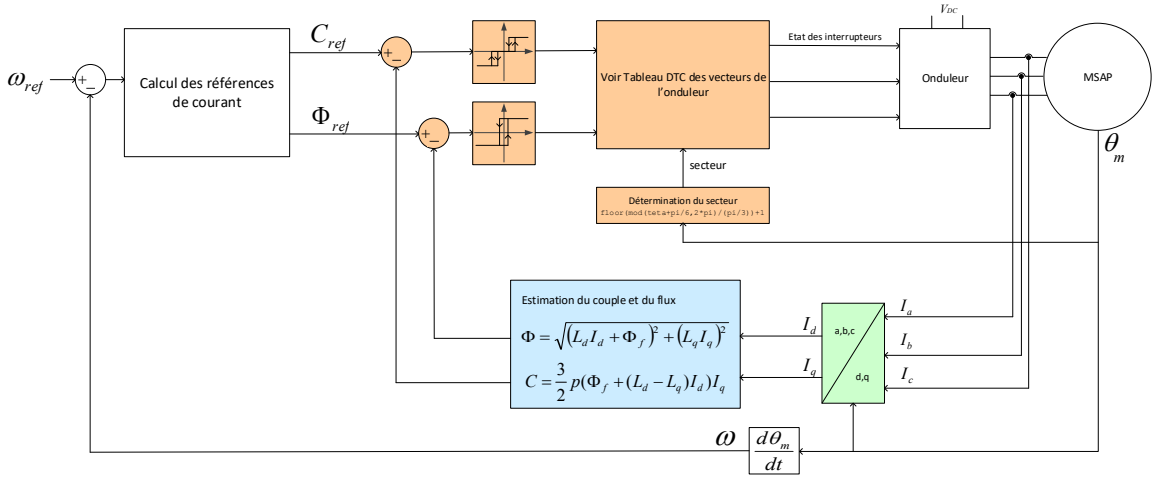


Figure 2.5 Schéma de la commande DTC

Sortie des hystérésis		Secteurs (dépendent de θ)					
ΔC	$\Delta \Phi$	*1*	*2*	*3*	*4*	*5*	*6*
1	*1*	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
0	*1*	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
-1	*1*	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
1	*-1*	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	*-1*	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
-1	*-1*	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau 2.1 Tableau de la commande DTC pour le choix du vecteur de l'onduleur

Comme pour la commande FS-MPC (2.2.2.2.1) et en raison de la nature discrète des vecteurs de l'onduleur choisis à chaque échantillonnage, cette commande génère plus d'harmoniques de courant qu'avec l'utilisation d'une MLI. Déterminer le vecteur optimal parmi les 8 possibilités l'onduleur avec la FS-MPC prend environ autant de temps que de déterminer le vecteur idéal par commande et de l'application d'un algorithme de MLI [49]. Ainsi sur une période de commande (T_e) avec la FS-MPC un seul vecteur de l'onduleur sera appliqué alors qu'avec la PPC une séquence prédéterminée de ces vecteurs sera appliquée. D'un point de vue de la qualité harmonique des courants le choix de la PPC est préférable dans les conditions présentées.

De plus, l'algorithme de défluxage développé au chapitre 3, n'a de sens que si le vecteur tension de référence demandée par la commande peut dépasser virtuellement la limite de tension, ce qui ne peut par arriver avec une commande FS-MPC ou DTC.

2.2.2.3.2 L'approche en alpha beta

La commande en α-β utilise la transformation de Clarke pour passer du repère triphasé abc au repère diphasé α-β fixe par rapport au stator. Les références sont sinusoïdales et intègrent la fonction d'autopilotage. Le calcul du correcteur est plus contraignant que dans le repère d-q. Ainsi l'utilisation de deux régulateurs PI n'est pas satisfaisante car elle aboutit en régime établit en poursuite à des erreurs en amplitude et phase par rapport au signal de référence sinusoïdal. Cela est discuté dans [27] et [58]. Une approche possible est d'utiliser deux correcteurs avec structure RST de poursuite[26] qui régulent les courantes des axes α et β. Ceux-ci permettent d'améliorer le suivi de consigne. La transformation de Park, dont la difficulté est de calculer des fonctions trigonométriques en temps réel n'est ainsi pas requise. Cependant de telles fonctions doivent être utilisées pour le calcul des références de courants. Les termes de couplage en $L.\omega$ n'interviennent pas mais la compensation de la *f.e.m* due au flux de l'aimant est nécessaire. Finalement la saturation de tension impacte la dynamique de poursuite et introduit un déphasage sur les courants de ligne, dans ce repère le couplage des axes rend plus difficile la gestion de cette saturation. Dans le repère d-q les problèmes liés à l'amplitude du vecteur courant et à sa position sont gérés séparément. Pour l'ensemble de ces raisons nous choisissons de ne pas utiliser une commande en α-β pour le contrôle de la MSAP haute vitesse. De même des problématiques équivalentes sont présentes dans l'approche abc [24].

2.3 Amélioration de la commande numérique des MSAP haute vitesse

2.3.1 Impact du caractère discret et du retard sur le découplage et sur la transformation de Park inverse

Nous réalisons dans cette partie une commande numérique de la MSAP haute vitesse. Le contrôle vectoriel nécessite la connaissance de l'angle électrique pour les transformations du triphasé vers l'espace d-q et la transformation inverse. Le caractère numérique de la commande implique que le modèle du système vu par la commande est discret avec un retard dû au temps de calcul, fixé ici à une période d'échantillonnage. Si la vitesse du moteur devient grande et se rapproche de la fréquence d'échantillonnage alors nous observons que le système peut devenir instable. Il faut donc prendre en compte la variation du repère d-q lié au rotor entre le moment de mesure des grandeurs électriques et le moment où le vecteur tension, calculé par la commande, est appliqué. Dans [21] l'auteur étudie l'impact de la variation de l'angle électrique sur la commande en continu avec découplage continu d'une machine avec onduleur triphasé piloté par MLI. Le phénomène est également mentionné dans [59] et [60] pour la commande à orientation de flux et dans [50] pour la commande prédictive.

Dans ce paragraphe la commande est directement réalisée en discret en prenant également en compte le retard. Nous montrons par une étude de stabilité du système en boucle fermée l'importance de prendre en compte les contraintes de la commande

[26] La structure d'une correcteur RST de poursuite est montrée en Annexe G

numérique (retard et caractère discret) dans le calcul des termes de découplage et de la transformation de Park inverse à haute vitesse. Nous réalisons également une prédiction de la variation de l'angle électrique pour prendre en compte la variation de la position du rotor pendant le retard et la période de découpage. Cela permet à la tension calculée par la commande vectorielle d'être la tension réellement appliquée en valeur moyenne pendant une période de découpage à la MSAP dans le repère lié au rotor.

2.3.1.1 Modèle discret en boucle fermée du système avec variation de l'angle

Nous désirons établir le modèle du système en boucle fermée pour analyser la stabilité en observant le lieu des pôles du modèle discret. Nous négligeons dans un premier temps le mode mécanique en considérant la vitesse comme un paramètre (séparation des modes électriques et mécaniques).

2.3.1.1.1 Modèle MSAP

Comme établit au chapitre 1, le modèle électrique d'une MSAP dans le repère tournant rotorique (d-q), avec la convention de conservation de l'amplitude peut s'écrire de la manière suivante (2.4) :

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{pmatrix} = A.\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + B_v.\begin{pmatrix} V_{d,real} \\ V_{q,real} \end{pmatrix} + B_\phi \phi_f \tag{2.4}$$

Avec

$$A = \begin{pmatrix} -\dfrac{R}{L_d} & \dfrac{\omega L_q}{L_d} \\ -\dfrac{\omega L_d}{L_q} & -\dfrac{R}{L_q} \end{pmatrix} \tag{2.5}$$

$$B_v = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_q} \end{pmatrix} \tag{2.6}$$

$$B_\phi = \begin{pmatrix} 0 \\ -\dfrac{\omega}{L_q} \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

On considère que la vitesse évolue lentement par rapport aux courants donc la matrice A est supposée constante. $V_{d,real}$ et $V_{q,real}$ sont respectivement les tensions des axes d et q réellement appliquées aux bornes des enroulements de la machine. Les courants I_d et I_q sont les courants des axes d et q. Les paramètres de la machine sont donnés au Tableau 1.1.

2.3.1.1.2 Impact de la haute vitesse sur la commande numérique

Nous définissons deux angles θ_u et θ_r :

- θ_u est l'angle électrique utilisé pour la transformation de Park inverse dans la commande. Il permet de passer de la tension calculée par la commande dans le repère lié au rotor (d-q) à une expression de cette tension dans le repère lié au stator (α -β). Cette tension dans le repère α-β est appliquée en moyenne pendant une période de découpage grâce à une MLI qui pilote l'onduleur triphasé.
- θ_r est l'angle électrique réel moyen sur la période de découpage de l'onduleur pendant laquelle est appliqué le vecteur de tension calculé par la commande.

Idéalement nous voudrions que θ_u soit égale à θ_r de manière à ce que le vecteur tension appliqué au moteur en moyenne sur une période de découpage soit celui que nous avons calculé dans la commande. Si θ_u est différent de θ_r alors cela veut dire que le repère (d-q) que l'on utilise pour la commande est différent du repère lié au rotor réel de la machine, et ainsi le vecteur tension appliqué au moteur est différent de celui calculé par la commande.

En continu (ce qui est équivalent à une période de découpage infiniment petite) nous pouvons écrire l'équation (2.8) :

$$\begin{pmatrix} V_{d,real} \\ V_{q,real} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \tag{2.8}$$

Avec :

$$\Delta\theta = \theta_r - \theta_u \tag{2.9}$$

Où V_d et V_q sont les tensions calculées par la commande qui sont envoyées vers l'algorithme de MLI, et $\Delta\theta$ qui est l'erreur d'estimation de l'angle θ_r par θ_u. L'équation du modèle vu par la commande en continu est ainsi (2.10) :

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{pmatrix} = A.\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + B_{v\theta}.\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} + B_\phi \phi \tag{2.10}$$

Avec :

$$B_{v\theta} = \begin{pmatrix} \frac{\cos(\Delta\theta)}{L_d} & \frac{\sin(\Delta\theta)}{L_d} \\ -\frac{\sin(\Delta\theta)}{L_q} & \frac{\cos(\Delta\theta)}{L_q} \end{pmatrix} \tag{2.11}$$

2.3.1.1.3 Modèle du système vu par la commande

Le modèle du système vu par la commande est discret car la commande est numérique et que :

- Nous choisissons de mesurer les courants et l'angle de manière échantillonnée synchrone avec fréquence de découpage.
- L'onduleur applique un seul vecteur calculé par la commande pendant la période découpage T_{dec}.

Nous décidons de mesurer les courants et la position du rotor au début d'une période de découpage et d'envoyer la tension calculée par la commande au début de la période de découpage suivante. Cela génère un retard d'une période de découpage que nous prenons en compte dans la modélisation du système vu par la commande. Cela impose aussi que la période d'échantillonnage de la commande T_e est égale à la période de découpage de l'onduleur T_{dec}.

Avec l'hypothèse d'un onduleur sans pertes, nous avons ainsi le modèle du système vu pas la commande qui peut s'écrire (2.12) :

$$\begin{pmatrix} I_{d,k+1} \\ I_{q,k+1} \end{pmatrix} = F \cdot \begin{pmatrix} I_{d,k} \\ I_{q,k} \end{pmatrix} + G_{v\theta} \cdot \begin{pmatrix} V_{d,k-1} \\ V_{q,k-1} \end{pmatrix} + G_{\phi} \phi_{f,k} \tag{2.12}$$

Avec :

$$F = e^{AT_e} \tag{2.13}$$

$$G_{v\theta} = (F - I_2) A^{-1} B_{v\theta} \tag{2.14}$$

$$G_{\Phi} = (F - I_2) A^{-1} B_{\Phi} \tag{2.15}$$

Où k est l'indice de discrétisation et $\boldsymbol{I}_2$ est la matrice identité ici d'ordre 2.

2.3.1.1.4 Régulation des courants

Le système est discret et nous choisissons d'effectuer la synthèse des régulateurs de courants ainsi en discret. Pour faire la régulation des courants dans le repère d-q nous utilisons un correcteur de type RST[27] (voir 2.2.2.1) respectivement pour les courants des axes d et q. Pour calculer les régulateurs nous faisons dans un premier temps l'hypothèse que le système est parfaitement découplé. Le calcul des régulateurs est présenté en Annexe H.

Nous définissons V_d^* et V_q^* qui sont les tensions en sortie des régulateurs dans la commande avant l'application du découplage. Toutefois nous n'avons pas encore introduit de découplage ce qui implique pour l'instant $V_d^* = V_d$ et $V_q^* = V_q$. Ainsi les équations de récurrences pour la commande s'écrivent (2.16) et (2.17):

[27] Nous préférons utiliser la commande par RST plutôt que la commande par retour d'état discrétisé avec action intégrale car elle permet de calculer plus simplement un anti-windup pour gérer la saturation de tension. Toutefois ces deux méthodes de régulations sont mathématiquement équivalentes

$$V^*_{d,k+1} = T_d I_{d,ref,k} - (r_{0d} I_{d,k} + r_{1d} I_{d,k-1}) - (s_{1d} V^*_{d,k} + s_{2d} V^*_{d,k-1}) \quad (2.16)$$

$$V^*_{q,k+1} = T_q I_{q,ref,k} - (r_{0q} I_{q,k} + r_{1q} I_{q,k-1}) - (s_{1q} V^*_{q,k} + s_{2q} V^*_{q,k-1}) \quad (2.17)$$

Avec T_d, T_q, r_{0d}, r_{0q}, r_{1d}, r_{1q}, s_{1d}, s_{1q}, s_{2d}, s_{2q}, les paramètres des RST des axes d et q. Le modèle du système en boucle fermée s'écrit ainsi (2.18) avec (2.19), (2.20) et (2.21):

$$\begin{pmatrix} I_{d,k+1} \\ I_{q,k+1} \\ I_{d,-1,k+1} \\ I_{q,-1,k+1} \\ V^*_{d,k+1} \\ V^*_{d,k+1} \\ V^*_{d,-1,k+1} \\ V^*_{q,-1,k+1} \\ \phi_{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X & & 0 & 0 & Y & & 0 & 0 & Z \\ & & 0 & 0 & & & 0 & 0 & \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -r_{0d} & 0 & -r_{1d} & 0 & -s_{1d} & 0 & -s_{2d} & 0 & 0 \\ 0 & -r_{0q} & 0 & -r_{1q} & 0 & -s_{1q} & 0 & -s_{2q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{d,k} \\ I_{q,k} \\ I_{d,-1,k} \\ I_{q,-1,k} \\ V^*_{d,k} \\ V^*_{d,k} \\ V^*_{d,-1,k} \\ V^*_{q,-1,k} \\ \phi_k \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ T_d & 0 \\ 0 & T_q \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{d,ref,k} \\ I_{q,ref,k} \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Avec[28] :

$$X = F \quad (2.19)$$

$$Y = G_{v\theta} \quad (2.20)$$

$$Z = G_{\phi} \quad (2.21)$$

Et avec les nouvelles variables $I_{d,-1,k} = I_{d,k-1}$, $I_{q,-1,k} = I_{q,k-1}$, $V_{d,-1,k} = V_{q,k-1}$ et $V_{q,-1,k} = V_{q,k-1}$. Ces variables servent à mémoriser les valeurs des états précédents.

2.3.1.2 Impact du couplage et calcul d'un découplage discret exact

En haute vitesse les termes de couplages deviennent très importants car ils sont proportionnels à la vitesse. Nous voulons donc évaluer leur impact sur la stabilité du système en observant la variation du lieu des pôles en boucle fermée en fonction de la vitesse. Dans cette partie nous faisons l'hypothèse que θ_u est égal à θ_r. C'est-à-dire que l'angle utilisé dans la transformation de Park inverse dans la commande est égal à l'angle électrique moyen du moteur pendant la période de découpage durant laquelle est appliquée la tension calculée par la commande. Ainsi $\Delta\theta = 0$ et la matrice $B_{v\theta}$ n'introduit pas de couplage supplémentaire entre les deux axes d et q (voir (2.11)). Les simulations sont réalisées sous Matlab. Les paramètres utilisés sont ceux du Tableau 1.1 et sont supposés constants ou que leur variation est parfaitement connue et incluse dans le modèle du système. Nous rappelons que la fréquence de découpage est fixe et de 8 kHz.

[28] Les variables X, Y, Z sont introduites en plus en préparation de la suite du chapitre.

2.3.1.2.1 Etude de la stabilité du système sans découplage

Sur la Figure 2.6 est tracé le lieu des pôles du système en boucle fermée sans découplage d'après les valeurs propres de la matrice dynamique discrète (2.18) en fonction de la vitesse et avec $\Delta\theta = 0$. Nous observons que les pôles du modèle discret du système bouclé sortent du cercle unitaire lorsque la vitesse du moteur augmente par rapport à la fréquence de découpage. Nous observons que le système devient instable à partir de 53900 tr/min. Cette instabilité est due aux termes de couplages des axes d et q dans le moteur qui dépendent de la vitesse de celui-ci. Le système est stable pour la plage de vitesse 0 à 30000 tr/min, mais pour faciliter une régulation plus rapide (ici la bande passante donnée par le RST est « lente ») et pour que le système en boucle fermée soit stable à plus haute vitesse, il est nécessaire de réaliser un découplage des axes d et q dans la commande. De plus la force électromotrice due à l'aimant du rotor modifie la réponse en régime transitoire du système par rapport à celle prévue par le calcul des régulateurs RST. Ainsi le terme de *f.e.m* de l'aimant peut également être compensé dans la commande de manière à obtenir le régime transitoire initialement prévu par la régulation.

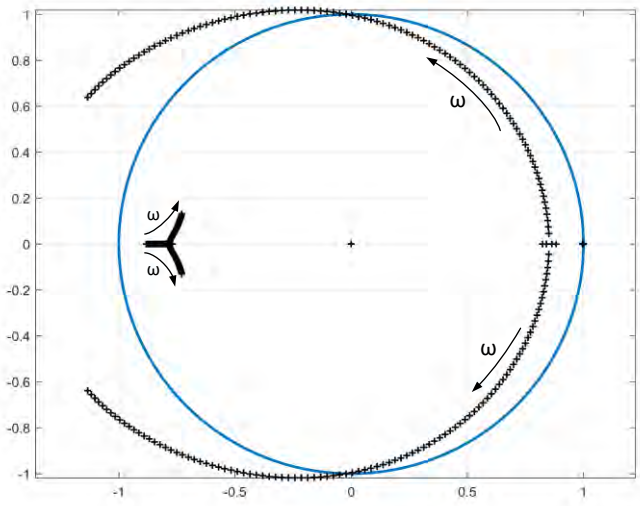


Figure 2.6 Cercle unité et lieu des pôles du modèle discret du système en boucle fermée, sans découplage et avec $\Delta\theta = 0$

2.3.1.2.2 Découplage avec prédiction et prise en compte de la discrétisation.

Nous voulons découpler le système, c'est-à-dire le mettre sous la forme (2.22).

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{pmatrix} = A_2 . \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + B_v . \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \tag{2.22}$$

Avec :

$$A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{pmatrix} \tag{2.23}$$

La matrice B_v est définie en (2.6). Le système désiré (2.22) donne en discret (2.24).

$$\begin{pmatrix} I_{d,k+1} \\ I_{q,k+1} \end{pmatrix} = F_2 . \begin{pmatrix} I_{d,k} \\ I_{q,k} \end{pmatrix} + G_{v2} . \begin{pmatrix} V^*_{d,k-1} \\ V^*_{q,k-1} \end{pmatrix} \tag{2.24}$$

Avec :

$$F_2 = e^{A_2 T_{dec}} \tag{2.25}$$

$$G_{v2} = (F_2 - I_2) A_2^{-1} B_v \tag{2.26}$$

Nous calculons le vecteur tension de la commande à appliquer pour arriver à (2.18) avec (2.19), (2.20) et (2.21) comme modèle du système. Nous définissons les matrices C_1, C_2 et C_3 dans les relations (2.27), (2.28) et (2.29) pour compenser correctement les termes de couplage discrets et ainsi rendre les pôles du modèle discret du système en boucle fermée indépendants de la vitesse. Sur la Figure 2.11 est montré où interviennent les matrices C_1, C_2 et C_3 dans le schéma de contrôle global.

$$C_1 = G_v^{-1} (F_2 - F) \tag{2.27}$$

$$C_2 = G_v^{-1} G_{v2} \tag{2.28}$$

$$C_3 = -G_v^{-1} G_\phi \tag{2.29}$$

Avec :

$$G_v = (F - I_2) A^{-1} B_v \tag{2.30}$$

La matrice G_v correspond à la matrice $G_{v\theta}$ avec l'hypothèse $\Delta\theta = 0$. C_1 et C_2 sont les matrices carrées de dimension 2 qui servent à rendre la matrice dynamique diagonale c'est-à-dire de passer de la matrice A à A_2 (voir (2.5) et (2.23)). Le vecteur colonne C_3 permet de compenser la *f.e.m* due à l'aimant.

Avec le découplage le vecteur de consigne de tension (voir (2.16) et (2.17)) devient (2.31).

$$\begin{pmatrix} V_{d,k+1} \\ V_{q,k+1} \end{pmatrix} = C_1 \begin{pmatrix} I_{d,k+1} \\ I_{q,k+1} \end{pmatrix} + C_2 \begin{pmatrix} V^*_{d,k+1} \\ V^*_{q,k+1} \end{pmatrix} + C_3 \phi_{k+1} \tag{2.31}$$

L'équation de contrôle (2.31) fait que l'équation qui représente le système réel vu par la commande (2.12) est maintenant vu par les régulateurs dans la commande suivant l'équation du système découplé (2.24). Nous remarquons qu'à cause du retard il n'est pas possible de mesurer directement les courants $I_{d,k+1}$ et $I_{q,k+1}$ ainsi nous les estimons avec une prédiction la variation du courant à l'aide du modèle discret (2.32).

$$\begin{pmatrix} I_{d,k+1} \\ I_{q,k+1} \end{pmatrix} = F \begin{pmatrix} I_{d,k} \\ I_{q,k} \end{pmatrix} + G_v \begin{pmatrix} V_{d,k} \\ V_{q,k} \end{pmatrix} + G_\phi \phi_{f,k} \tag{2.32}$$

Où nous rappelons que $I_{d,k}$ et $I_{q,k}$ sont les courants mesurés et $V_{d,k}$ et $V_{q,k}$ sont les tensions de sortie de commande qui sont appliquées par l'onduleur. Dans (2.31) le flux $\Phi_{f,k+1}$est facilement estimé en considérant le flux constant. Sur la Figure 2.11 est montré où interviennent la prédiction de la variation des courant (2.32) et le calcul du vecteur tension de consigne (2.31) dans le schéma global du contrôle.

Ainsi le système en boucle fermée avec découplage parfait (2.31) et $\Delta\theta = 0$ peut s'écrire (2.18) avec (2.33), (2.34) et (2.35). La Figure 2.7 montre le lieu des pôles du modèle discret en boucle fermée obtenu en fonction de la vitesse. Nous observons que le découplage mis en place permet de rendre le lieu des pôles en z indépendant de la vitesse et contenu à l'intérieur du cercle unitaire. Ainsi le système en boucle fermée est stable quel que soit la vitesse sous les hypothèses énoncées en début de la partie 2.3.1.2.

$$X = F_2 \tag{2.33}$$

$$Y = G_{v2} \tag{2.34}$$

$$Z = 0 \tag{2.35}$$

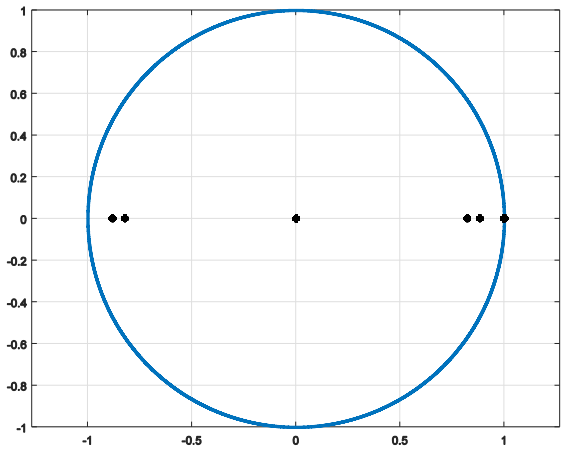


Figure 2.7 Cercle unité et lieu des pôles du modèle discret du système en boucle fermée, avec découplage exacte et avec $\Delta\theta = 0$

Nous faisons remarquer qu'une stratégie de découplage conventionnelle ne prend habituellement pas en compte la discrétisation (découplage réalisé à partir du modèle continu du système) et le retard (pas de prédiction de la variation du courant pendant le retard). Un tel découplage permet néanmoins de s'approcher de la dynamique initialement prévue par la régulation. La Figure 2.8 montre le lieu des pôles en z obtenu en boucle fermée avec un découplage classique fondé sur le modèle continu du système. Nous observons que les pôles du système sortent du cercle unitaire à partir de 33800 tr/min. Ainsi effectuer un découplage sans prendre en compte le caractère discret et le retard de la commande numérique ne permet pas de rendre le système stable à haute vitesse et déstabilise même plus rapidement le système.

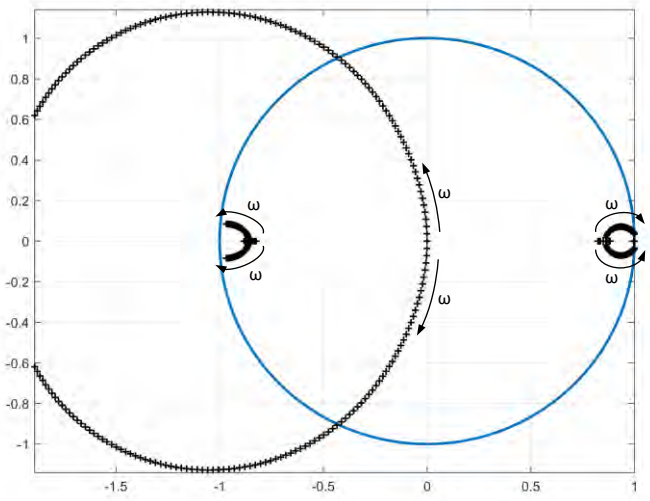


Figure 2.8 Cercle unité et lieu des pôles du modèle discret du système en boucle fermée, avec découplage «classique » (sans prédiction des courants et basé sur le modèle continu du système) et avec $\Delta\theta = 0$

Dans cette partie nous avons vu qu'il est possible de réaliser par simulation un découplage qui rend les pôles du système en boucle fermée indépendant de la vitesse. Pour cela le découplage prend en compte le caractère discret du système vu par la commande et prédit la variation des courants pendant le retard.

2.3.1.3 Impact sur le système de l'erreur sur l'angle électrique

Nous voulons étudier maintenant l'impact d'un écart entre l'angle utilisé dans la commande θ_u et l'angle réel θ_r sur la stabilité du système (voir 2.3.1.1.2). Nous utilisons le découplage idéal (2.31) pour nous concentrer sur le nouveau couplage introduit par $\Delta\theta \neq 0$. Nous obtenons en boucle fermée (2.18) avec (2.36), (2.37) et (2.38).

$$X = F + G_{v\theta} C_1 \tag{2.36}$$

$$Y = G_{v\theta} C_2 \tag{2.37}$$

$$Z = G_{\phi} + G_{v\theta} C_3 \tag{2.38}$$

2.3.1.3.1 Etude de la stabilité

En faisant l'hypothèse que la vitesse est constante nous obtenons la Figure 2.9.

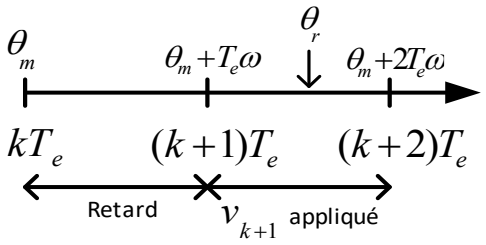


Figure 2.9 Séquence temporelle du temps d'échantillonnage et de l'angle électrique.

Où θ_m est l'angle électrique mesuré. Les courants mesurés sont passés dans le repère lié au rotor dans la commande par la transformation de Park avec l'angle θ_m. Ces courants sont utilisés par la régulation des courants et l'algorithme de découplage qui donnent la prochaine tension de référence dans le repère d-q. Pour passer cette tension de référence du repère d-q au repère α-β nous utilisons la transformation de Park inverse avec l'angle θ_u. Nous voudrions que θ_u soit égal à θ_r pour que le vecteur tension calculé dans la commande soit celui appliqué en moyenne à la machine. Si la vitesse peut être considéré constante[29] sur une période de découpage, alors l'angle réel moyen est donné par (2.39) (voir Figure 2.9)[30]. Ainsi si nous utilisons, comme cela est fait usuellement[31], θ_u égal à θ_m alors nous obtenons (2.40). La variation de l'angle électrique entre l'instant de mesure et le moment d'application du vecteur tension en moyenne sur une période de découpage ($\Delta\theta$) devient non négligeable quand la pulsation électrique du moteur devient grande par rapport à la fréquence de découpage de l'onduleur. Cela est donc le cas avec les MSAP haute vitesse ou avec un grand nombre de paires de pôles.

$$\theta_r = \theta_m + \frac{3}{2}\omega T_e \tag{2.39}$$

$$\Delta\theta = \frac{3}{2}\omega T_e \tag{2.40}$$

Sur la Figure 2.10 nous observons que le lieu des pôles quitte le cercle unité à partir de 10600 tr/min (pour une période de découpage fixe de 8 kHz). Si nous ne prenons donc pas en compte la variation de l'angle électrique due au retard (ici $1T_e$) et au découpage (ici $0{,}5T_e$) alors le système en boucle fermée devient rapidement instable avec la montée en vitesse. Cette instabilité intervient à des vitesses plus faibles que celles qui déstabilisent le système à cause d'un mauvais découplage. Ainsi pour effectuer la régulation numérique de la MSAP à haute vitesse en boucle fermée il est nécessaire de prédire quel sera l'angle

[29] Ce qui est le cas ici avec la bande passante mécanique du montage de 1,2 Hz qui est négligeable face à la fréquence de découpage de 8 kHz.

[30] Si la rotation change de sens alors l'angle varie de 2π à 0 et la vitesse devient négative, ainsi (2.39) reste valide.

[31] Généralement à basse vitesse nous utilisons $\theta_u = \theta_m$ car l'angle électrique varie lentement par rapport à la fréquence de découpage.

électrique réel moyen sur la période de découpage de l'onduleur pendant laquelle est appliqué le vecteur de tension calculé par la commande.

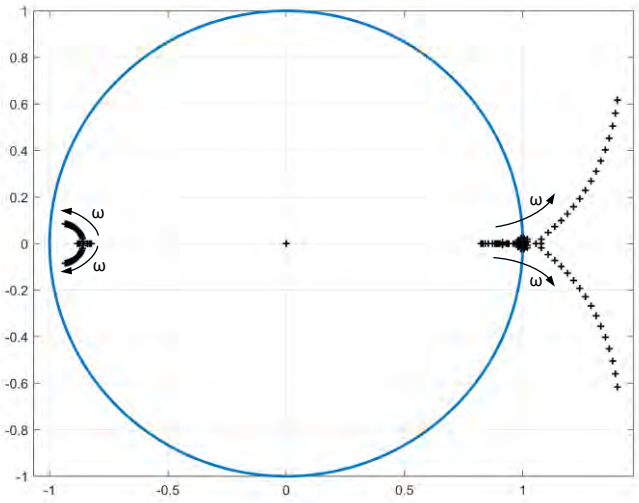


Figure 2.10 Cercle unitaire et lieu des pôles du système en boucle fermée, avec découplage et avec erreur sur l'angle de $\Delta\theta = 1{,}5\omega T_e$

2.3.1.3.2 Méthode compensation de la variation de l'angle

Nous calculons l'angle électrique moyen pendant la période où sera appliquée le vecteur tension. Pour cela nous devons estimer θ_r. Si la variation de vitesse est considérée négligeable sur une période de découpage alors θ_r est donné par (2.39) et θ_u est calculé par (2.41).

$$\theta_u = \theta_m + \frac{3}{2}\omega T_e \tag{2.41}$$

Nous effectuons donc une prédiction de l'angle θ_r dans la commande, ce qui donne $\Delta\theta$ égal à zéro (par (2.9)) et nous retrouvons le lieu des pôles de la Figure 2.7. Le système devient stable et les pôles indépendants de la vitesse. Sur la Figure 2.11 est montré le lieu où la prédiction intervient dans le schéma de commande général.

2.3.1.3.3 Remarques

Cette méthode de prédiction de θ_r pour la transformation de Park inverse[32] s'applique à toutes les commandes discrètes dans le repère d-q. Ainsi nous pouvons utiliser cette même estimation de la variation de l'angle électrique pour toutes les commandes présentées au début du chapitre dans la partie 2.2.

Si la commande est calculée en continu nous pouvons lire [21] dans lequel l'erreur d'angle est mentionnée. L'auteur applique une modification de la norme de la tension en plus de celle de l'angle. Cela s'applique si la commande est calculée en continu pour prendre en compte l'effet *bloqueur d'ordre zéro* de l'onduleur. Dans notre cas nous avons déjà pris en compte la discrétisation dans la commande et ainsi nous n'avons pas à

[32] Appelé « prédiction de la variation de l'angle » dans la suite de la thèse.

modifier la norme. Nous faisons remarquer ainsi que l'approche que nous proposons simplifie le calcul de la commande et que dans ce cas le retard modifie également seulement l'angle et pas la norme du vecteur tension.

2.3.1.4 Schéma récapitulatif des 2 compléments à la régulation

Sur la Figure 2.11 est montré le schéma global de la boucle de courant et le lieu où interviennent les matrices de découplage C_1, C_2 et C_3 proposées ((2.27), (2.28) et (2.29)), et montre la prédiction de la variation des courants (2.32). Cette stratégie de découplage propose de découpler parfaitement le modèle du système discret avec retard d'une période de découpage. Cependant cette stratégie est sensible aux imprécisions et variations du modèle de la MSAP. De plus ce découplage est long à calculer pour la carte de contrôle en temps réel.

La prédiction de la variation de l'angle (2.41) est également montrée sur la Figure 2.11 dans le cas où la vitesse est supposée constante sur une période de découpage. Cette prédiction améliore toutes les commandes vectorielles dans le repère de Park pour la MSAP fonctionnant en régime de haute vitesse et nécessite peu de calculs.

La vitesse est obtenue ici par dérivation de la position. Dans un premier temps les problèmes liés à cette procédure (bruits…) sont ignorés pour les simulations. Pour les essais expérimentaux un filtre (de Kalman) est réalisé et décrit au chapitre 4.

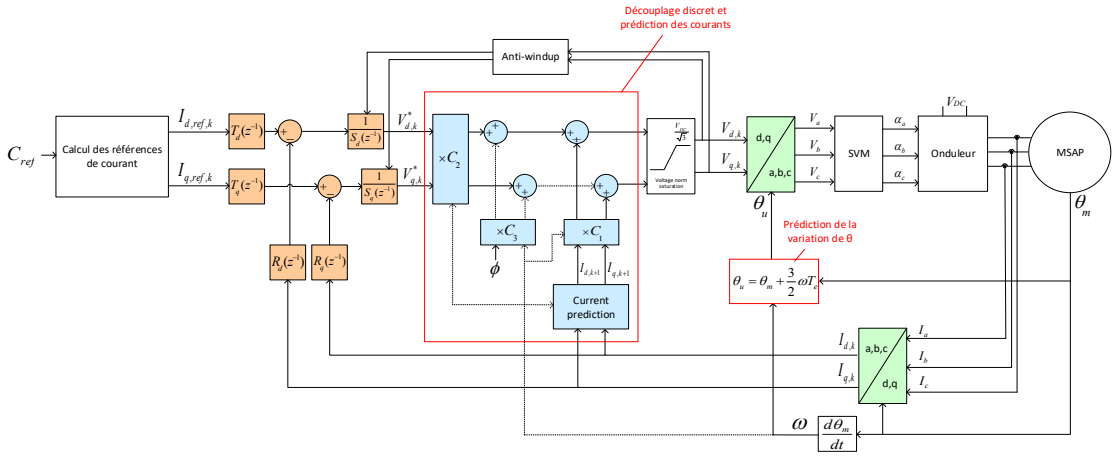


Figure 2.11 Schéma global régulation

2.3.2 Commande en courant adaptée au fonctionnement haute vitesse de la MSAP

La stratégie de découplage présentée ci-dessus (voir 2.3.1) est longue à calculer pour la carte de contrôle en temps réel et est sensible à une variation des paramètres. Le mode mécanique était également négligé. Dans cette partie nous voulons calculer un correcteur moins dépendant d'un découplage parfait et réalisant une régulation plus rapide que l'approche précédemment présentée. Pour assurer la stabilité en boucle fermée nous prenons comme critère une marge de gain de 10 dB et une marge de phase de 30°. La boucle de régulation doit rester précise sous une perturbation constante. La bande

passante du système en boucle fermée est fixée à 100 Hz pour être rapide devant le mode mécanique de manière à ce que la régulation de courant ne dépende pas de la variation d'inertie du véhicule, mais également pour permettre de calculer un correcteur de défluxage en cascade plus lent à 10 Hz dont la rapidité de ce dernier reste suffisante devant une variation de consigne humaine (par la pédale de consigne de couple de la voiture).

2.3.2.1 Etude sur le découplage non-exact

L'étude est réalisée dans le repère d-q avec l'hypothèse que la prédiction de la variation de l'angle vue précédemment (chapitre 2.3.1.3) est incluse dans la commande.

2.3.2.1.1 Modèle du système vu par la commande dans le repère de Park

2.3.2.1.1.1 Modèle linéarisé continu

D'après les équations électriques (1.4), (1.5), mécanique (1.9) et du couple (1.8) de la MSAP donnés au chapitre 1, nous écrivons ci-dessous (2.42) le modèle linéarisé de la machine autour d'un point de fonctionnement. Si la machine est à pôles saillants hors saturation de tension le point de fonctionnement est donnée par (2.47), (2.48) et (1.8) et en saturation de tension par (2.47), (2.51) et (1.8). Ces équations se simplifient pour une machine à pôles lisses et donnent comme point de fonctionnement hors saturation de tension (2.47), (2.52) et (2.53) et en saturation de tension (2.47), (2.53) et (2.54).

Modèle linéarisé continu de la MSAP :

$$\dot{X} = A_{lin}X + B_1V_{dq} + B_2 \tag{2.42}$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \omega \end{bmatrix} \tag{2.43}$$

$$A_{lin} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_{lin} & \frac{L_q}{L_d}I_{qlin} \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_{lin} & -\frac{R}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}I_{dlin} \\ \frac{\frac{3}{2}p^2(L_d - L_q)I_{qlin}}{J} & \frac{\frac{3}{2}p^2(L_d - L_q)I_{dlin}}{J} & -\frac{f_0}{J} \end{pmatrix} \tag{2.44}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.45}$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\omega_{lin}}{L_q}\Phi_f & 0 \\ \frac{\frac{3}{2}p^2}{J}I_{qlin}\Phi_f & -\frac{pC_r}{J} \end{pmatrix} \tag{2.46}$$

Avec les paramètres de la MSAP définis au Tableau 1.1. Les variables ω_{lin}, I_{dlin} et I_{qlin} sont respectivement la pulsation électrique et les courants dans le repère d-q au point de fonctionnement utilisé pour la linéarisation. V_{dq} est le vecteur colonne des tensions V_d et V_q appliquée à la machine.

Ci-dessous nous calculons le point de fonctionnement. Le couple moteur, noté C, est donné par (2.47).

$$C = C_r + \frac{f_0}{p}\omega_{lin} \tag{2.47}$$

Concernant le calcul des courants I_{dlin} et I_{qlin} nous distinguons les cas de fonctionnement en saturation de tension et hors saturation de tension.

Pour une MSAP à pôles saillants nous avons :

- Dans le cas d'un fonctionnement **hors saturation de tension** :

Le courant I_{dlin} est solution de (2.48), obtenu par le modèle électrique (1.4), (1.5), et l'expression couple (1.8). Le détail du calcul de (2.48) est en Annexe I.1.

$$I_d^4\left(L_d - L_q\right)^3 + I_d^3\left(L_d - L_q\right)^2 3\Phi_f + I_d^2 3\Phi_f^2\left(L_d - L_q\right) + I_d\Phi_f^3 - \frac{4C^2\left(L_d - L_q\right)}{9p^2} = 0 \tag{2.48}$$

Le courant I_{qlin} est obtenu en remplaçant la solution de I_{dlin} dans (1.8).

- Dans le cas d'un fonctionnement **en saturation de tension** :

Lorsqu'on fonctionne en saturation de tension, limite de tension s'exprime par (2.49), avec V_{max} la tension maximale qui dépend de la stratégie de MLI, ici une SVM.

$$V_d^2 + V_q^2 = V_{max}^2 \tag{2.49}$$

Avec
$$V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \tag{2.50}$$

Le courant I_{dlin} est solution de (2.51) obtenu par le modèle électrique (1.4), (1.5), l'expression du couple (1.8) et l'expression de la limite de tension (2.49). Les détails du calcul de (2.51) sont donnés en Annexe I.2.

$$\begin{aligned} I_d^4\left(-\left(L_d - L_q\right)^2 L_d^2\omega^2\right) &+ I_d^3\left(-2\Phi_f L_d^2\omega^2\left(L_d - L_q\right) - 2L_d\omega^2\Phi_f\left(L_d - L_q\right)^2\right) \\ &+ I_d^2\left(-L_d^2\omega^2\Phi_f^2 + \left(L_d - L_q\right)^2\left(V_{max}^2 - \omega^2\Phi_f^2\right)\right) \\ &+ I_d\left(-2L_d\omega^2\Phi_f^3 + 2\Phi_f\left(L_d - L_q\right)\left(V_{max}^2 - \omega^2\Phi_f^2\right)\right) \\ &+ \left(V_{max}^2 - \omega^2\Phi_f^2\right)\Phi_f^2 - \frac{4C^2L_q^2\omega^2}{9p^2} = 0 \end{aligned} \tag{2.51}$$

Ces équations (2.48) et (2.51) permettent d'avoir une relation entre le courant I_d et le couple C. Ce couple est supposé réalisable et inclut la limite de courant.

Pour une MSAP à pôles lisses ces équations se simplifient et deviennent :

$$I_{qlin} = \frac{C}{\frac{3}{2}p\Phi_f} \tag{2.52}$$

- Pour I_{dlin} dans le cas d'un fonctionnement **hors saturation de tension** :

$$I_{dlin} = 0 \tag{2.53}$$

- Pour I_{dlin} dans le cas d'un fonctionnement **en saturation de tension** :

$$I_{dlin} = \frac{1}{L_d}\left(\sqrt{\frac{V_{DC}^2}{3\omega^2} - L_q^2 I_q^2} - \Phi_f\right) \tag{2.54}$$

Sur la Figure 2.12 nous traçons la fonction de transfert linéarisée du système pour des points de fonctionnement aux vitesses 0 tr/min, 500 tr/min, 2500 tr/min, 5000 tr/min puis tous les 5000 tr/min jusqu'à 30000 tr/min. Nous utilisons les paramètres de la MSAP à pôles saillants dont les paramètres sont dans le Tableau 1.1. La Figure 2.12 (a) est la linéarisation de V_d vers I_d et la Figure 2.12 (b) celle de V_q vers I_q. Nous observons à vitesse nulle que le système se comporte comme un 1er ordre. Puis quand la vitesse augmente le système présente des pics de résonnance dont la position en fréquence augmente avec la vitesse. Cela est dû aux pôles électriques et au couplage dépendant de la vitesse qui vient modifier leur valeur. Cela peut se comprendre mieux en réécrivant les équations électriques de système (1.4) (1.5) de manière à dissocier les sorties I_d et I_q en (2.55) et (2.56).[33] Sur les axes V_d vers I_d et V_q vers I_q, à basse fréquence, le gain chute lorsque la vitesse augmente à cause du couplage qui grandit avec la vitesse. Dans (2.55) et (2.56) les gains de V_d vers I_d et V_q vers I_q présentent une division par ω^2 (avec R négligeable devant $L_d.L_q.\omega^2$ à haute vitesse).

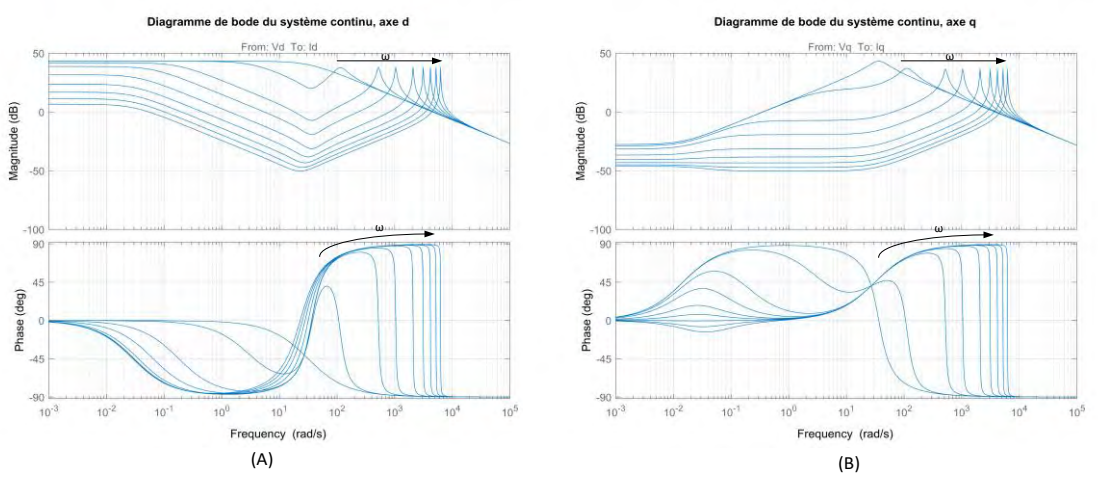


Figure 2.12 Diagramme de Bode du système continu, axe d (a) et axe q (b)

[33] L'équivalent de ces équations avec une stratégie de découplage imparfaite (utile pour la partie 2.3.2.1.3) est donné en Annexe 10.

$$I_d = \frac{V_d(R + L_q p) + L_q \omega V_q - \omega^2 L_q \Phi_f}{R^2 + L_d L_q \omega^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + L_d L_q \omega^2} p + \frac{L_d L_q}{R^2 + L_d L_q \omega^2} p^2} \quad (2.55)$$

$$I_q = \frac{(V_q - \omega \Phi_f)(R + L_d p) - L_d \omega V_d}{R^2 - L_d L_q \omega^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R(L_d + L_q)}{R^2 + L_d L_q \omega^2} p + \frac{L_d L_q}{R^2 + L_d L_q \omega^2} p^2} \quad (2.56)$$

Ce couplage s'observe aussi sur les Figure 2.13 (a) et (b) qui sont respectivement les diagrammes de Bode des fonctions de transferts de la linéarisation des axes V_d vers I_q et de V_q vers I_d. Sur ces figures la vitesse nulle n'est pas représentée car il n'y a pas de couplage. A basse fréquence la courbe à 500 tr/min présente le gain le plus faible. Pour les 2 axes croisés celui-ci augmente avec la vitesse jusqu'au cas 5000 tr/min puis diminue plus doucement quand la vitesse est encore accrue. Dans (2.55) et (2.56) les gains de V_d vers I_q et de V_q vers I_d présentent une division par ω (avec R négligeable devant $L_d.L_q.\omega^2$ à haute vitesse).

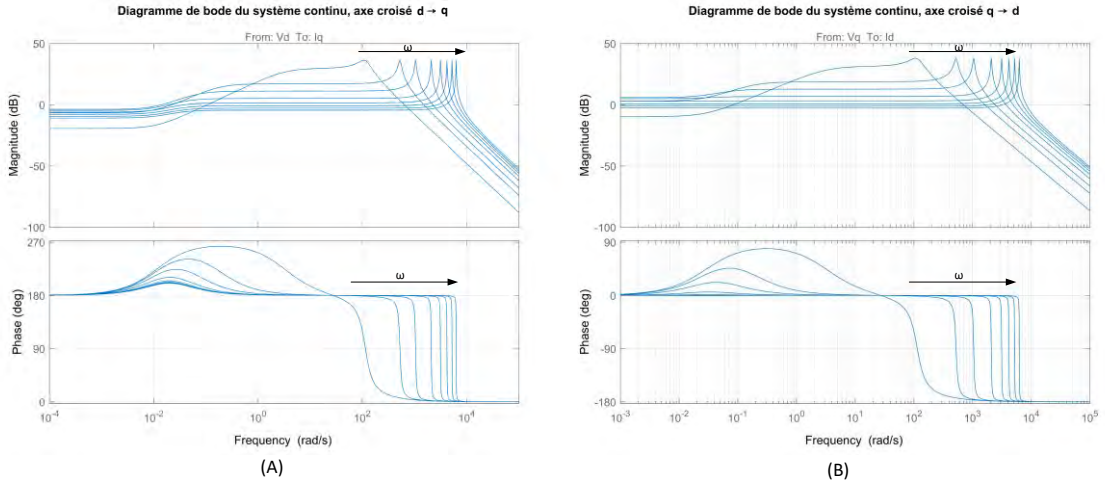


Figure 2.13 Diagramme de Bode du système continu, axes croisés d vers q (a) et q vers d (b)

Finalement on observe une baisse du gain à basse fréquence qui est due au mode mécanique. Ce mode mécanique est également à l'origine des avances de phase à basse fréquence (autour de 0,1 Hz) qui augmentent avec la vitesse et que nous voyons sur les 4 figures.

2.3.2.1.1.2 Modèle discret de la MSAP

Ensuite le modèle linéarisé de la MSAP (2.42) est discrétisé en (2.57) avec une période d'échantillonnage notée T_e. L'onduleur est supposé parfait et modélisé par un bloqueur d'ordre zéro. La discrétisation temporelle représente le caractère numérique de la commande et l'échantillonnage des mesures est synchrone avec le découpage de l'onduleur.

$$X_{k+1} = FX_k + G_1 V_{dq,k} + G_2 \quad (2.57)$$

Avec :

$$F = e^{A_{lin}T_e} \tag{2.58}$$

$$G_1 = (F - I_3)A_{lin}^{-1}B_1 \tag{2.59}$$

$$G_2 = (F - I_3)A_{lin}^{-1}B_2 \tag{2.60}$$

Où X_k est la discrétisation du vecteur d'état de (2.43). k est l'indice de l'échantillonnage temporel. Les matrices d'état A_{lin}, et de commandes B_1 et B_2 sont respectivement définies en (2.44), (2.45) et (2.46). I_3 est la matrice identité de dimension 3 ici. $V_{dq,k}$ est la discrétisation du vecteur V_{dq}.

La Figure 2.14 montre le diagramme de Bode du système suivant les axes d et q (entrée V_d vers sortie I_d et entrée V_q vers sortie I_q) avec l'ajout de la discrétisation pour les mêmes vitesses que précédemment. Nous observons que la phase à haute fréquence descend à -180° par rapport aux -90° en continu. Il faut en tenir compte lors du calcul du correcteur pour le respect des marges de stabilité.

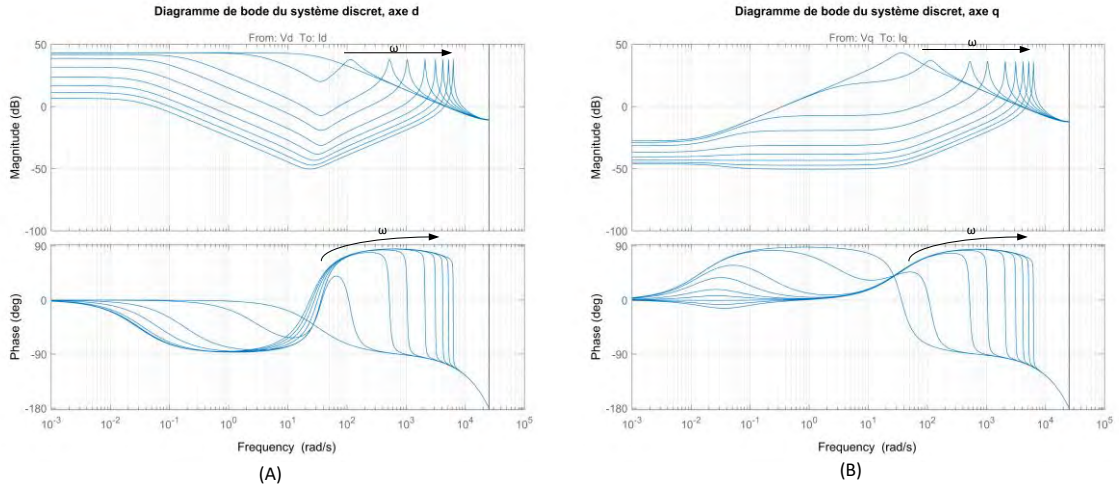


Figure 2.14 Diagramme de Bode équivalent du système discret, axe d (a) et axe q (b)

2.3.2.1.1.3 Modèle linéarisé discret avec retard

Un temps d'une période d'échantillonnage est alloué pour le calcul de la commande. Cela est modélisé par un retard de T_e (égale à T_{dec}). Le modèle du système vu par la commande s'écrit ainsi (2.61).

$$X_{2,k+1} = F_2 X_{2,k} + G_{12} V_{dq,k}^* + G_{22} \tag{2.61}$$

Avec :

$$X_2 = \begin{pmatrix} X \\ V_d \\ V_q \end{pmatrix} \tag{2.62}$$

$$F_2 = \begin{pmatrix} F & G_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.63}$$

$$G_{12} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{2.64}$$

$$G_{22} = \begin{pmatrix} G_2 \\ 0 \quad 0 \\ 0 \quad 0 \end{pmatrix} \tag{2.65}$$

$V_{dq,k}^{*}$ est ici le vecteur tension de sortie de la commande avant l'application du retard. Les matrices F, G_1 et G_2 sont définies en (2.58), (2.59) et (2.60). Nous notons que, pour ne pas alourdir la notation, les « 0 » dans la matrice de (2.63) sont en fait des lignes de « 0 » avec 3 colonnes sous la sous-matrice F et 2 colonnes sous la sous-matrice G_1.

Sur la Figure 2.14 est tracé le diagramme de Bode (suivant les axes d et q et pour les mêmes vitesses que données à la partie 2.3.2.1.1.1) du système discret avec retard ainsi vu par la commande. Nous observons que la phase à haute fréquence descend à -360°, par rapport aux -180° avec la discrétisation seule, car c'est le principe d'un retard de ne pas modifier le gain et d'avoir une phase qui va de 0° à basse fréquence puis tend vers $-\infty$ quand la fréquence tend vers ∞. Il faut également en tenir compte lors du calcul du correcteur notamment pour le respect des marges de stabilité.

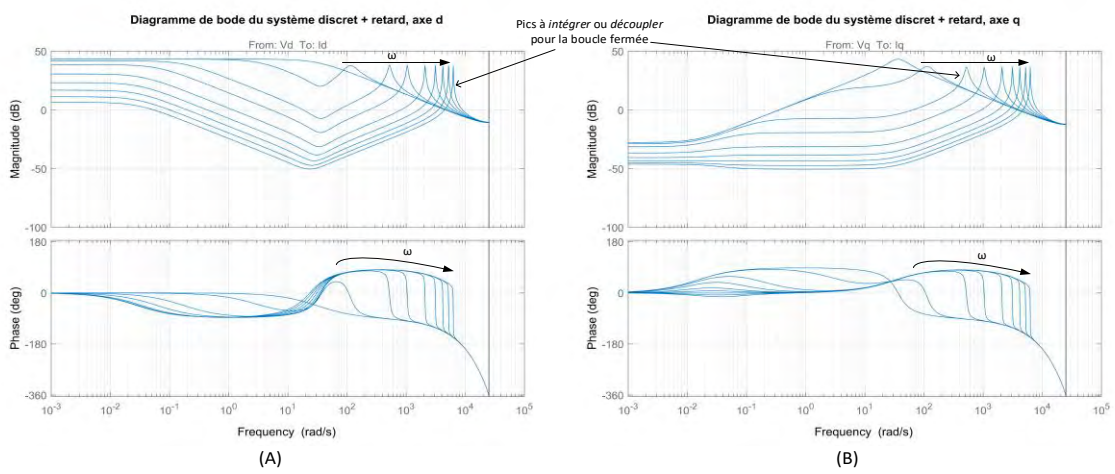


Figure 2.15 Diagramme de Bode équivalent du système discret avec retard, axe d (a), axe q (b)

2.3.2.1.2 Découplage standard

Les pics de résonnances de gain observés à haute fréquence sur les figures précédentes (de la partie 2.3.2.1.1) nécessitent un correcteur qui les intègre fortement si nous voulons qu'ils n'impactent pas le système en boucle fermée. De plus si nous désirons que la bande passante du système soit autour de 100 Hz alors il faut conserver ou augmenter la phase du système en boule ouverte à cette fréquence. Ainsi pour faciliter le calcul du correcteur nous choisissons d'inclure un algorithme de découplage. Contrairement à la partie 2.3.1 nous effectuons ici le découplage sur la base du modèle continu pour rendre le calcul de la commande facile en temps réel.

Le modèle du système avec le découplage devient (2.66):

$$X_{3,k+1} = F_3 X_{3,k} + G_{13} V_{dq,k}^{**} + G_{23} \tag{2.66}$$

Avec :

$$X_3 = \begin{pmatrix} X_2 \\ I_{d,-1} \\ I_{q,-1} \\ \omega_{-1} \end{pmatrix} \tag{2.67}$$

$$F3 = \begin{pmatrix} & F_2 & & & Dec & \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.68}$$

$$Dec = G_1 \begin{pmatrix} 0 & -L_{qm}\omega_{lin} & -L_{qm} I_{qlin} \\ L_{dm}\omega & 0 & L_{dm} I_{dlin} + \Phi_{fm} \end{pmatrix} \tag{2.69}$$

$$G_{13} = \begin{pmatrix} G_{12} & \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.70}$$

$$G_{23} = \begin{pmatrix} G_{22} & \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.71}$$

Où V_{dq}^{**} est la tension de consigne dans la commande en sortie des régulateurs des axes d et q et avant l'application des termes de découplage. Dec est la matrice de découplage avec L_{dm}, L_{qm} et Φ_{fm} respectivement les valeurs des inductances de axes d et q et la valeur du flux qui sont utilisés dans la commande pour le découplage. $I_{d,-1}$ et $I_{q,-1}$ sont des mémoires dans la commande de l'état des courants au pas d'échantillonnage précédent.

Nous traçons sur la Figure 2.16 le diagramme de Bode (suivant les axes d et q) du modèle du système discret avec retard et algorithme de découplage ainsi vu par les régulateurs de la commande (et toujours sans régulateurs). Nous observons que les courbes obtenues ressemblent fortement au système du 1er ordre qui serait obtenu dans le cas d'un découplage parfait, l'écart observé avec la montée en vitesse étant dû au retard et à la discrétisation. Nous pourrions calculer le correcteur sur ce modèle cependant nous voulons regarder l'impact de la variation des paramètres sur le système avec ce découplage. En Figure 2.17 le diagramme de Bode du même système est tracé avec le découplage fondé sur les paramètres nominaux mais avec un moteur dont les inductances ont chuté de 50% et la tension du bus a augmenté de 20% (pire cas). Nous observons qu'il y a un pic de gain près de la fréquence d'échantillonnage. Il est également proche du passage à -180° de la phase ce qui est déstabilisant pour la boucle fermée. Ce pic alourdit le correcteur car ce dernier devrait ainsi avoir plusieurs intégrateurs ou une faible bande passante de manière à ce que le pic ne perturbe pas le fonctionnement en boucle fermée.

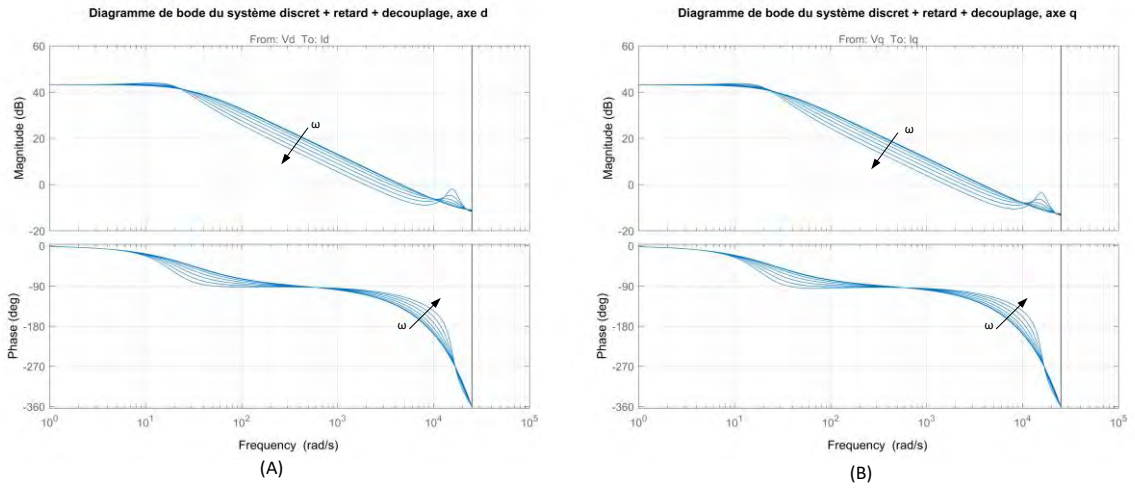


Figure 2.16 Diagramme de Bode du système discret avec retard, et découplage nominal, axe d (a), axe q (b)

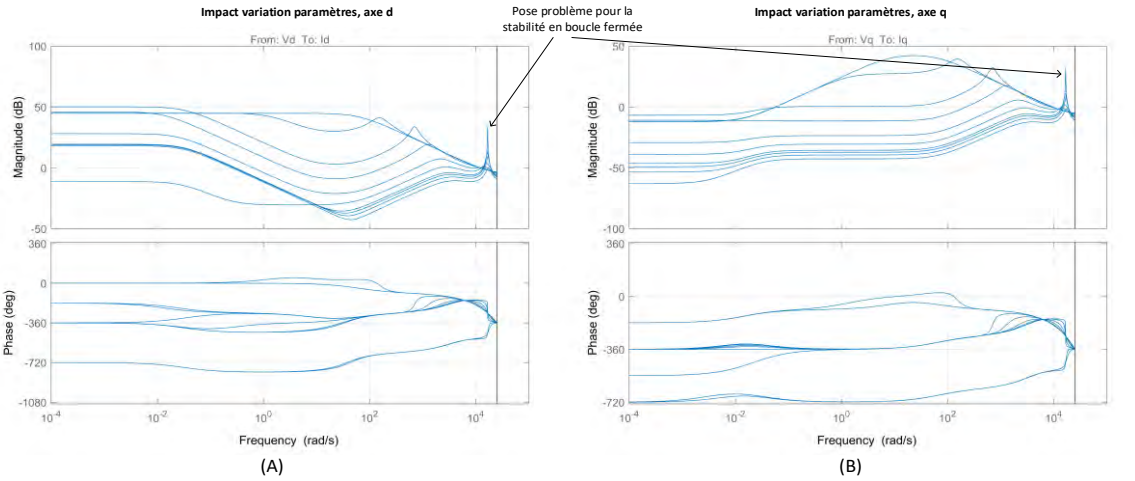


Figure 2.17 Diagramme de Bode du système discret avec retard, découplage nominal et variation des paramètres de la MSAP, axe d (a), axe q (b)

2.3.2.1.3 Découplage minimal

Dans le cas d'une variation des paramètres de la machine, le découplage avec les paramètres nominaux peut entrainer un sur-découplage ce qui créé un bouclage de retour positif qui réduit la stabilité du système (voir 2.3.2.1.2). Ainsi nous proposons de mettre en place plutôt un découplage basé sur le plus petit couplage par rapport au pire cas de variation des paramètres. Sur la Figure 2.18 est tracé le diagramme de Bode du système discret, avec retard, découplage minimal et avec les paramètres nominaux de la MSAP. Nous observons qu'il n'y a pas de pic de gain proche de la fréquence d'échantillonnage et que les résonances visibles sont celles dues au couplage restant (car découplage minimal). Ces pics de gains sont toutefois inférieurs à ceux présents dans le cas sans découplage de la Figure 2.15 ce qui indique que cette stratégie de découplage est une amélioration par rapport au cas sans découplage. Le diagramme de Bode de la Figure 2.19 est également réalisé avec un découplage minimal mais avec le pire cas des variations des paramètres de

la MSAP. Nous retrouvons sur cette figure l'allure d'un système proche du découplage parfait comme pour la Figure 2.16.

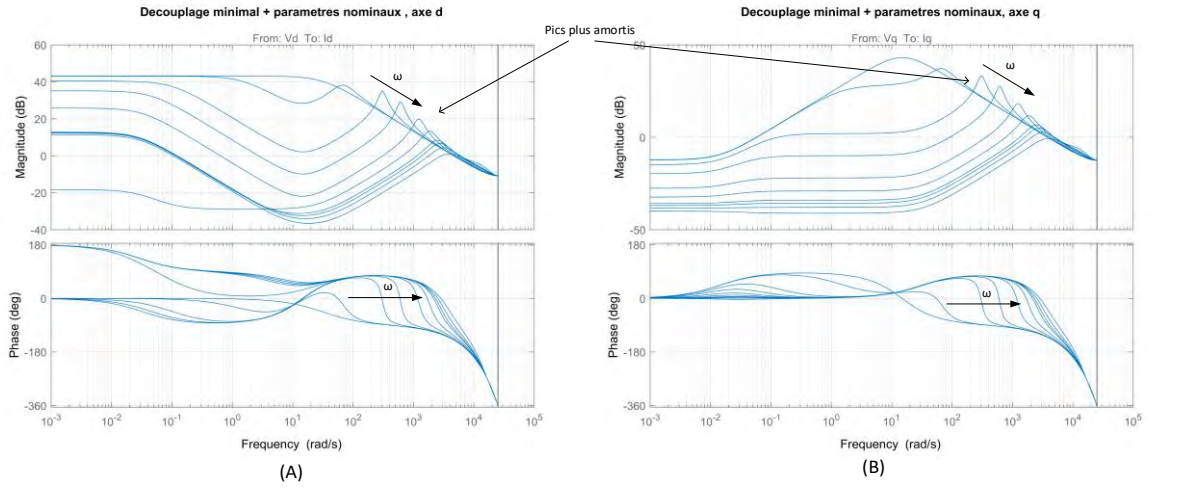


Figure 2.18 Diagramme de Bode du système discret avec retard, découplage minimal et paramètres de la MSAP nominaux, axe d (a), axe q (b)

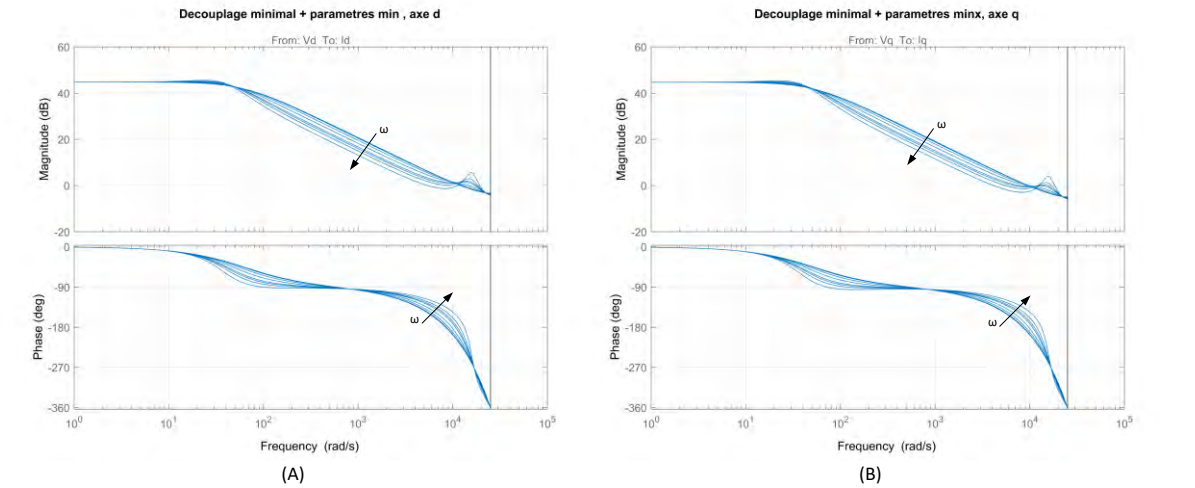


Figure 2.19 Diagramme de Bode du système discret avec retard, découplage minimal et variation des paramètres de la MSAP, axe d (a), axe q (b)

Ainsi au final, nous proposons d'utiliser un découplage minimal fondé sur le modèle continu plutôt qu'un découplage classique, qu'aucun découplage ou qu'un découplage exact (avec discrétisation, et prédiction de la variation des courants pendant le retard) qui est lourd à calculer en temps réel.

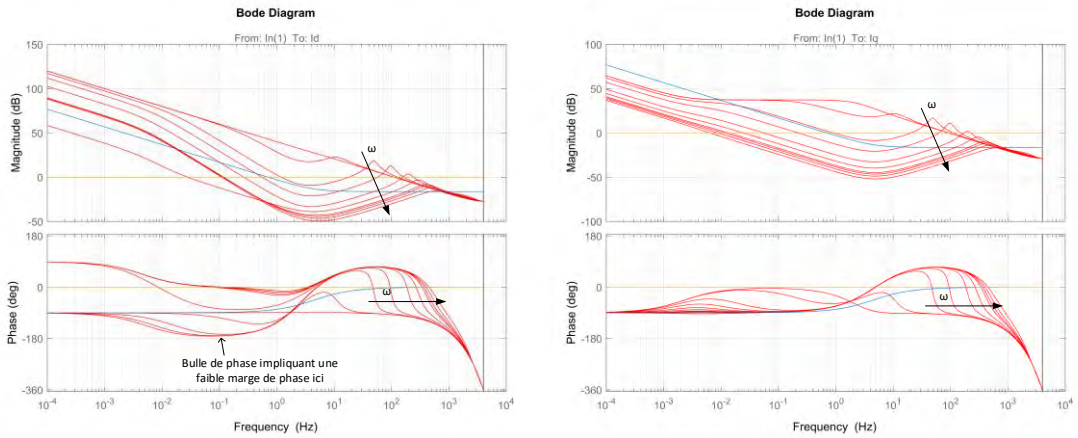
2.3.2.2 Calcul d'une commande vectorielle avec structure de régulateur RST et découplage minimal

Nous faisons également l'hypothèse que les repères de Park de la machine réelle et celui utilisé par la commande ne sont pas déphasés en moyenne grâce à la compensation du retard par l'ajout du terme $\frac{3}{2}T_e$ (voir partie 2.3.1.3).

2.3.2.2.1 Première approche et limites (PID)

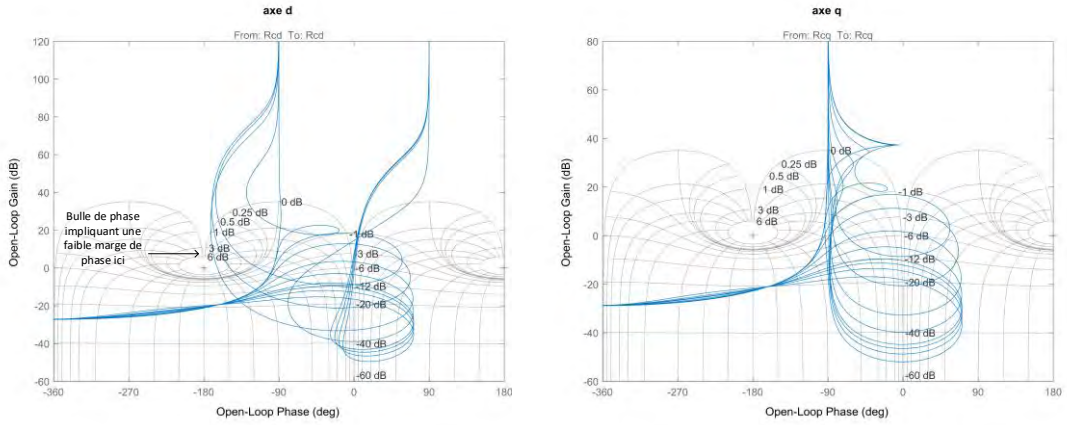
Tout d'abord nous calculons un régulateur de type PI (proportionnel intégral) à partir du modèle découplé par compensation de pôles pour les critères définis en 2.3.2 (100 Hz de bande passante). La Figure 2.20 montre le diagramme de Bode de la fonction de transfert finale en boucle ouverte (en rouge) avec le correcteur et de même pour le PI seul (en bleu), pour l'axe d (a) et l'axe q (b). Les Figure 2.21 (a) et (b) montrent les diagrammes de Nichols, pour les axes d et q. Sur ces figures nous observons que les marges de stabilités (gain et phase) sont respectées pour l'axe q mais que la marge de phase est très faible pour l'axe d à basse fréquence autour de 0,1 Hz. Nous observons sur le diagramme de Bode de l'axe d que cela est dû à la « bulle » de phase du mode mécanique à basse fréquence. Pour un système avec plusieurs entrées et sorties (MIMO) il faut en fait regarder les marges dans toutes les directions du plan d-q et pas simplement les marges dans les directions des axes d et q (i.e. suivant l'entrée d avec la boucle de l'axe q ouverte puis fermée, et ensuite de même pour l'entrée q avec la boucle de l'axe d ouverte puis fermée). Ainsi nous traçons les pires cas dans le plan d-q en fonction de la vitesse sur la Figure 2.22 (a) pour la marge de phase et la Figure 2.22 (b) pour la marge de gain. Nous observons que la marge de gain, est ici au pire de 19,75 dB à 30000 tr/min, et respecte la limite de 10 dB, mais que la marge de phase chute à 20° pour les 2 entrées quand la vitesse augmente et donc ne respecte pas la limite des 30° (ces limites sont des contraintes d'entrées arbitraires choisies en fonction de l'application.) La Figure 2.23 montre le diagramme de Bode (suivant les axes d et q) de la fonction de transfert en boucle fermée obtenue. On observe qu'à basse vitesse la fonction de transfert est similaire à celle d'un premier ordre avec une bande passante de 100 Hz, mais quand la vitesse augmente la bande passante chute jusqu'à 1 Hz et on voit également l'apparition d'une résonnance dont l'amplitude en gain augmente avec la vitesse. Lors de la montée en vitesse nous observons donc une réduction de la marge de phase (non acceptable) et de gain (encore acceptable), une résonnance en gain qui augmente, et une chute de la bande passante en boucle fermée. Ainsi nous n'utilisons pas ce correcteur PI[34].

[34] Nous faisons remarque qu'il est possible de satisfaire aux critères de stabilité et précision en boucle fermée avec ce correcteur mais au prix d'une trop forte réduction de la rapidité.



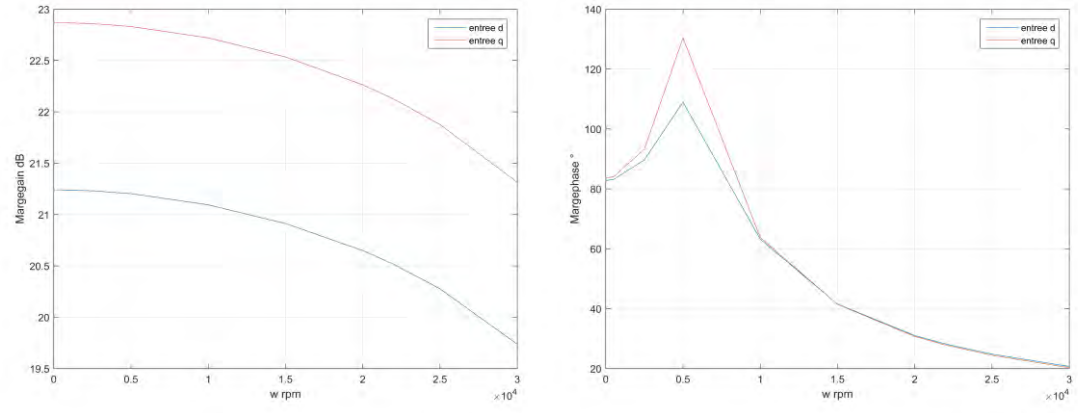
(A) (B)

Figure 2.20 Diagramme de Bode en boucle ouverte du système avec correcteur PI (rouge), et diagramme de Bode du PI seul (bleu), axe d (a), axe q (b)



(A) (B)

Figure 2.21 Diagramme de Nichols en boucle ouverte du système avec PI, axe d (a), axe q (b)



(A) (B)

Figure 2.22 Pires cas marge de phase (a) et de gain (b) dans le plan d-q en fonction de la vitesse pour le système corrigé avec régulateurs PI

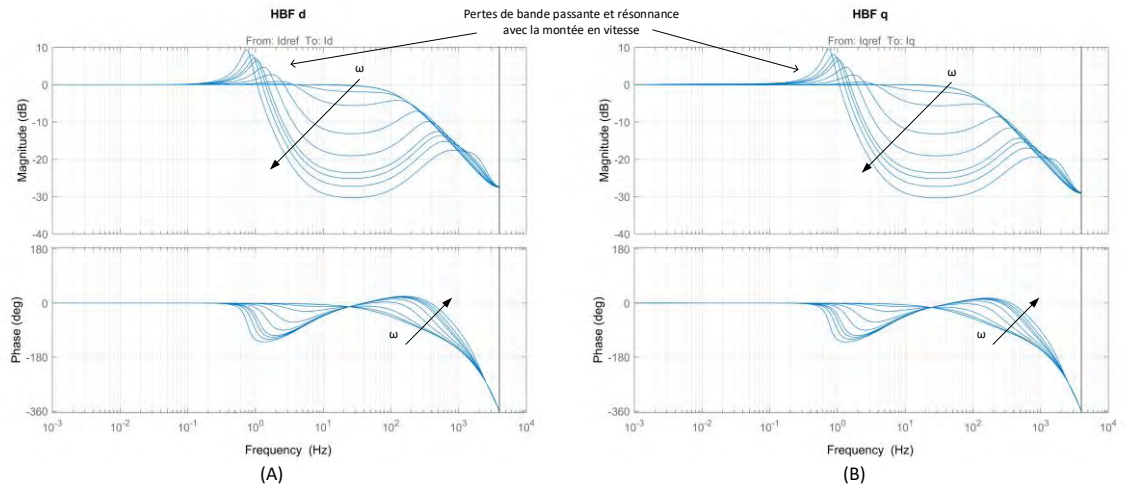


Figure 2.23 Diagramme de Bode en boucle fermée du système avec PI, axe d (a), axe q (b)

Un correcteur à avance de phase est rajouté à 0,1 Hz (avec +30° autour de 0,1 Hz puis +10dB) pour augmenter la marge de phase (Annexe L). Nous faisons remarquer que cette avance de phase est positionnée pour contrer une bulle de phase qui est due au mode mécanique et qui donc dépend de l'inertie J et ainsi cette proposition peut ne pas être satisfaisante si la charge du véhicule varie beaucoup. Nous avons donc, au total, ici un correcteur PID (proportionnel intégral dérivé). Les Figure 2.24 et Figure 2.17 montrent respectivement les diagrammes de Bode et de Nichols en boucle ouverte pour les axes d (A) et q (B). Nous observons sur l'axe d que la « bulle » de phase à 0,1 Hz est bien réduite et qu'ainsi les marges de stabilités suivant les axes d et q sont respectées. Les Figure 2.26 (A) et (B) montrent respectivement les pires marges de phase et gain dans toutes les directions du plan d-q. Nous observons que même avec la montée en vitesse la marge de phase descend au plus bas à 65° à 30000 tr/min et respecte la limite demandée en 2.3.2. La marge de gain reste au-dessus de 10 dB jusqu'à 27000 tr/min où elle descend jusqu'à 9,55 dB pour 30000 tr/min pour l'entrée d. Il suffirait d'ajuster encore un peu l'avance de phase pour respecter les 2 limites de marges demandées en 2.3.2. La Figure 2.27 montre le diagramme de Bode du système corrigé en boucle fermée. Nous observons comme précédemment qu'avec la montée en vitesse il y a une résonnance de gain et une diminution de la bande passante avec la montée en vitesse. Nous faisons remarquer qu'il est possible d'obtenir les critères de précision et stabilité en réduisant la bande passante avec ce correcteur mais pour assurer la rapidité nous choisissons donc d'utiliser une autre stratégie de commande.

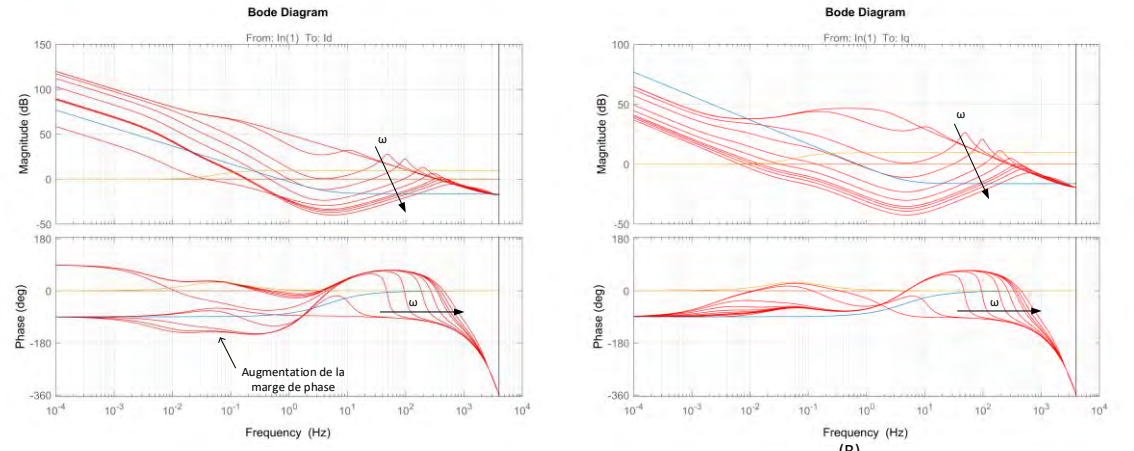


Figure 2.24 Diagramme de Bode en boucle ouverte du système avec correcteur PID (rouge), celui du PI seul (bleu), et celui du correcteur à avance de phase (jaune), axe d (a), axe q (b)

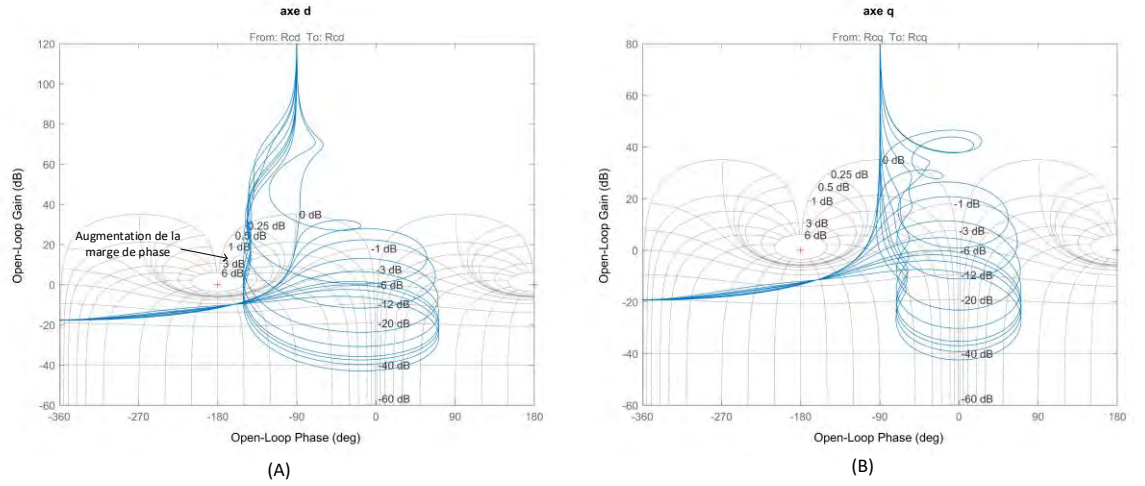


Figure 2.25 Diagramme de Nichols en boucle ouverte du système avec PID, axe d (a), axe q (b)

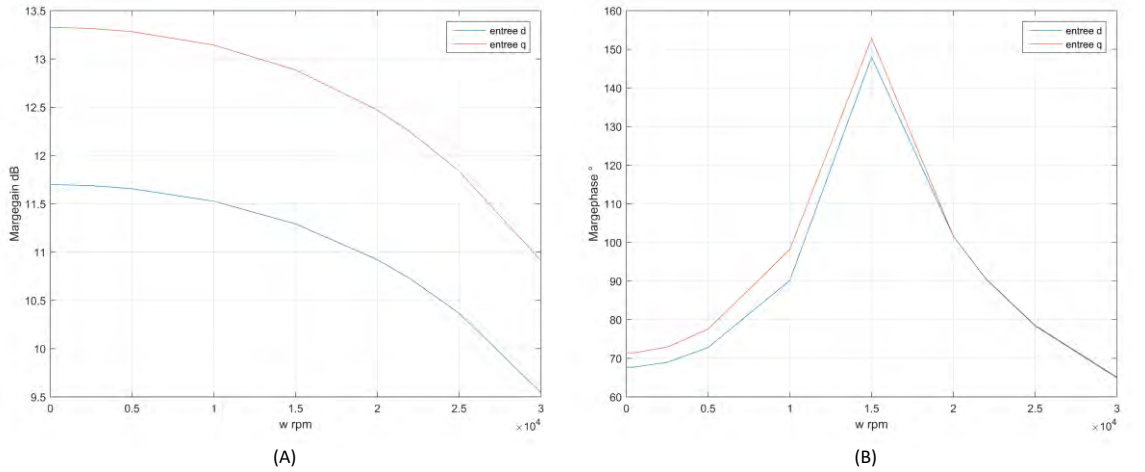


Figure 2.26 Pires marges de phase (a) et de gain (b) dans le plan d-q en fonction de la vitesse pour le système corrigé avec régulateurs PID

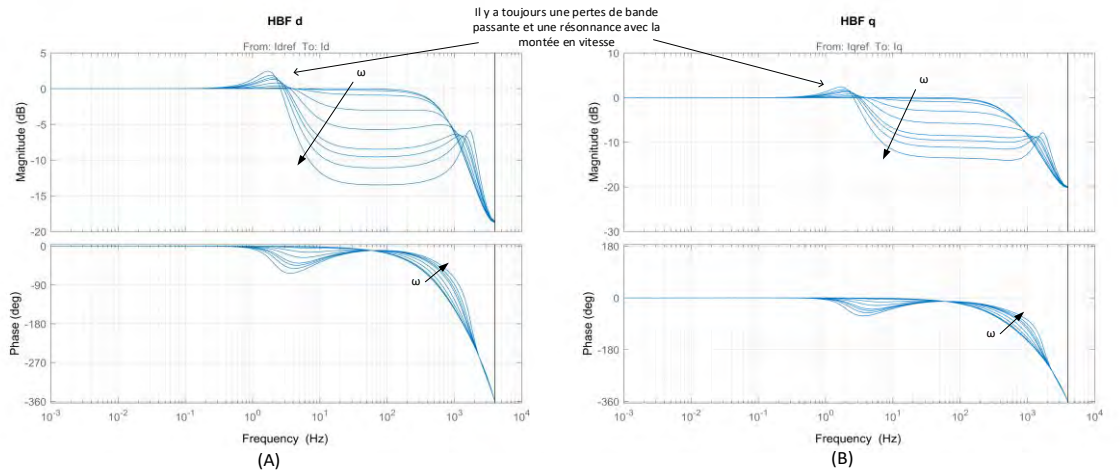


Figure 2.27 Diagramme de Bode en boucle fermée du système avec correcteur PID, axe d (a), q (b)

2.3.2.2.2 Calcul d'un régulateur RST avec *gain scheduling*

Le calcul de ce correcteur est fondé sur le modèle précédent (2.66) de la chaine de conversion électromécanique vue par le régulateur dans la commande *i.e.* le modèle linéarisé, discret, avec prise en compte du retard et avec une stratégie de découplage minimale. Nous calculons un correcteur RST pour chaque point de fonctionnement autour duquel le modèle a été linéarisé. La fonction de transfert équivalente du modèle (2.66) suivant l'axe d ou q, peut s'écrire en négligeant le mode mécanique comme (2.72), pour le calcul du correcteur. La synthèse du correcteur est présentée pour l'axe d et est réalisée de manière équivalente pour l'axe q.

$$\frac{I_d(z)}{V_d^{**}(z)} = \frac{(b_1 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-2}) z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4}} \tag{2.72}$$

Ces paramètres a_i et b_i dépendent des paramètres électrique et mécanique de la MSAP et également de la vitesse. z est la variable complexe et ainsi z^{-1} représente un retard d'une période d'échantillonnage. On note que le dénominateur de (2.72) est d'ordre 4 (et non 8, comme le nombre d'états de (2.66)), car le mode mécanique est négligé et les états « mémoires des tensions » sont des retards purs. La fonction de transfert en boucle fermée objectif choisie est donnée par (2.73).

$$\frac{I_d(z)}{I_{dref}(z)} = \frac{(1 - z_1)^2 z^{-2}}{(1 - z_1 z^{-1})^2} = \frac{n_1 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}} \tag{2.73}$$

$$\text{Avec } n_1 = (1 - z_1)^2, d_1 = -2z_1 \text{ et } d_2 = z_1^2 \tag{2.74}$$

Où z_1 est le pôle double désiré en boucle fermée. Illustré sur la Figure 2.4 (A), l'équation en boucle fermée du système corrigé est (2.75).

$$\frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{TB}{SA + RB} \tag{2.75}$$

A partir des dénominateurs de la fonction de transfert désirée (2.73) et de la fonction corrigée en boucle fermée (2.75) on obtient par identification polynomiale les fonctions R

et S du RST qui s'écrivent selon (2.76) et (2.77). Les zéros de la fonction de transfert du système (2.72) sont tracés sur la Figure 2.28 et sont stables pour les points de fonctionnements considérés (dans le demi-plan droit, sinon effet série alternée). Ainsi par (2.73) et (2.75) le polynôme T du RST peut s'écrire (2.78).

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} + r_3 z^{-3} + r_4 z^{-4} \tag{2.76}$$

$$S(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} + s_3 z^{-3}) \tag{2.77}$$

$$T(z^{-1}) = \frac{n_1}{b_1 + b_2 z^{-1} + b_3 z^{-2}} \tag{2.78}$$

Avec les paramètres r_0, r_1, r_2, r_3, r_4, s_1, s_2, s_3 qui sont solutions du système d'équations (2.79) à (2.86). Il est vérifié également sur les Figure 2.36 (a) et (b) que les solutions numériques obtenues donnent en régime permanent $T(1) = R(1) = \sum r_i$, et T compense ainsi le gain de de la boucle de retour en régime permanent (puisque $S(1) = 0$).

$$a_1 + s_1 - 1 = d_1 \tag{2.79}$$

$$a_1 s_1 - a_1 - s_1 + a_2 + r_0 b_1 + s_2 = d_2 \tag{2.80}$$

$$a_3 - a_2 + a_2 s_1 - a_1 s_1 + r_0 b_2 + r_1 b_1 + s_2 a_1 - s_2 + s_3 = 0 \tag{2.81}$$

$$a_4 + a_3 s_1 - a_3 - a_2 s_1 + r_2 b_1 + r_1 b_2 + s_2 a_2 - s_2 a_1 + b_3 r_0 + a_1 s_3 - s_3 = 0 \tag{2.82}$$

$$a_4 s_1 - a_4 - a_3 s_1 + r_2 b_2 + r_3 b_1 + s_2 a_3 - s_2 a_2 + b_3 r_1 + a_2 s_3 - a_1 s_3 = 0 \tag{2.83}$$

$$-a_4 s_1 + r_3 b_2 + r_4 b_1 + a_4 s_2 - a_3 s_2 + b_3 r_2 + a_3 s_3 - a_2 s_3 = 0 \tag{2.84}$$

$$-a_4 s_2 + r_4 b_2 + b_3 r_3 + a_4 s_3 - a_3 s_3 = 0 \tag{2.85}$$

$$b_3 r_4 - a_4 s_3 = 0 \tag{2.86}$$

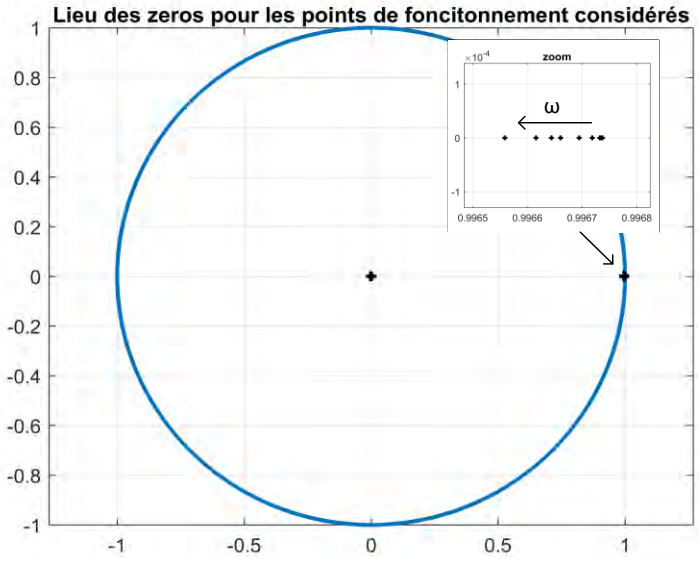
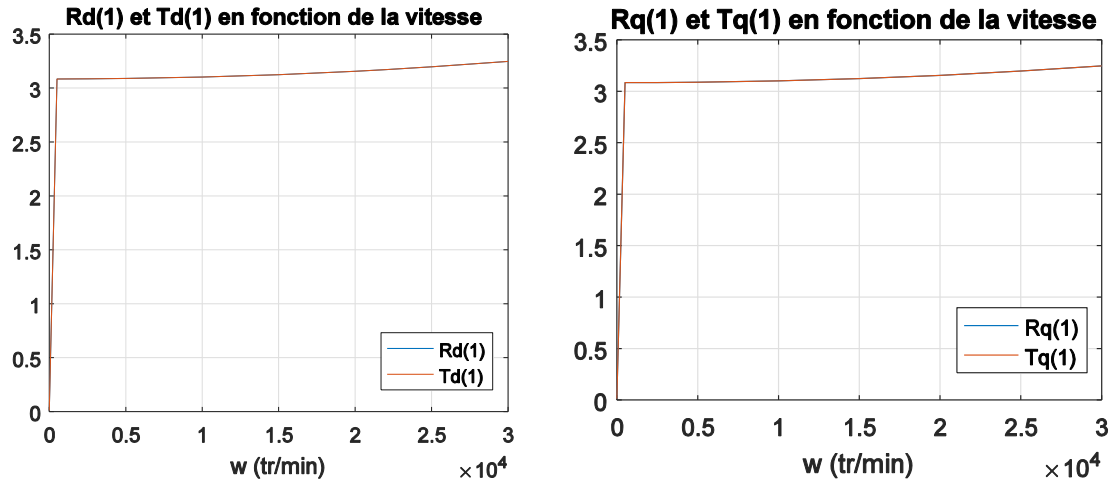


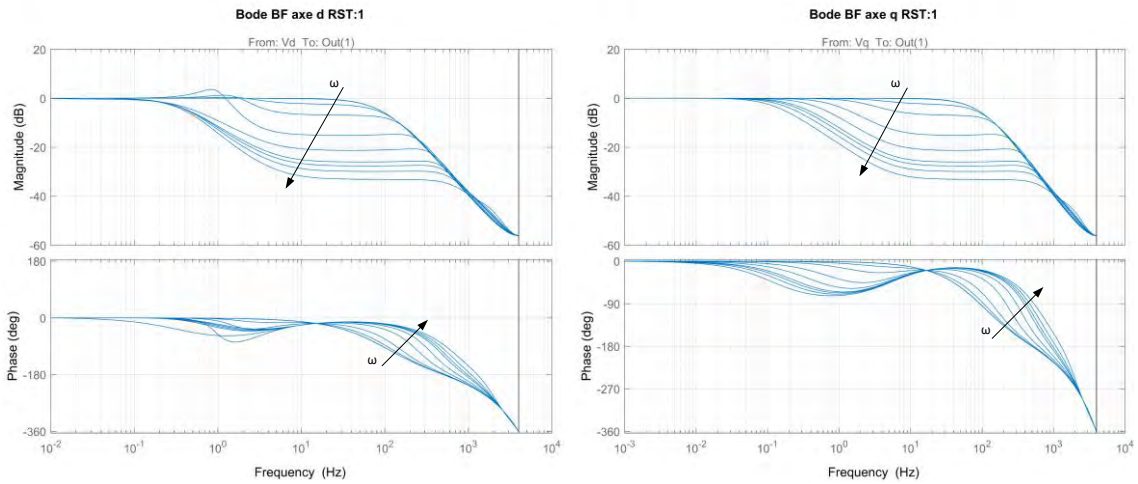
Figure 2.28 Zéros du système non corrigés en boucle ouverte



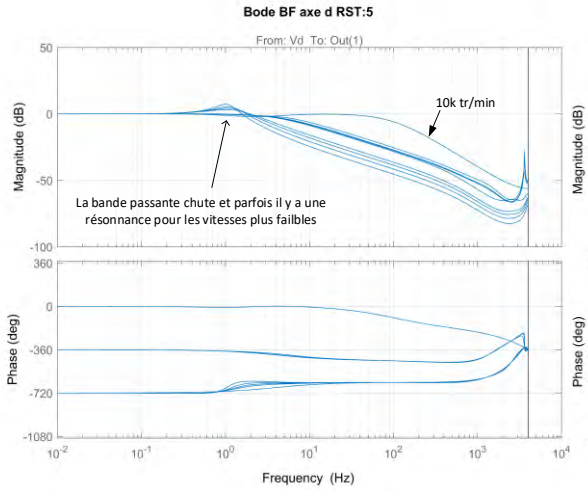
(a) *(b)*

Figure 2.29 Valeur des fonctions R(1) et T(1) en régime permanent pour les points de fonctionnement considérés, axe d (a), axe q (b)

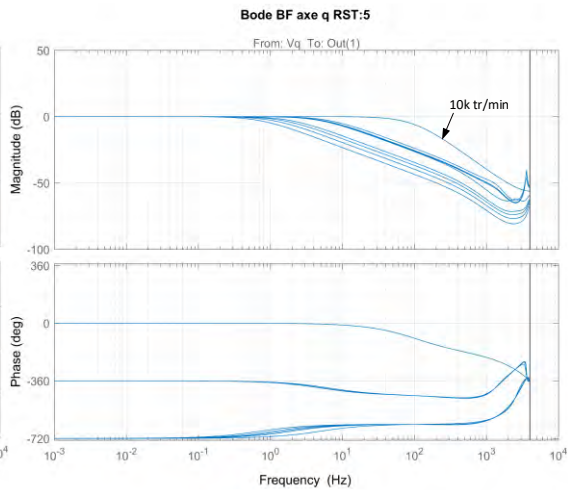
Nous traçons sur les Figure 2.30 (a) à (h) les diagrammes de Bode en boucle fermée pour les mêmes points de fonctionnent utilisés pour l'établissement du modèle vu par la commande (voir 2.3.2.1.1) et pour des correcteurs RST (axes d et q) calculés respectivement pour les points de fonctionnement 0 tr/min, 10000 tr/min, 20000 tr/min 30000 tr/min. Nous observons que le système est tel que désiré (2.73) à la vitesse pour laquelle est calculé chaque correcteur mais que pour une vitesse différente (de celle utilisée pour le calcul du RST) la bande passante du système chute. Nous observons également l'apparition de résonnances (sur l'axe d) quand la vitesse augmente pour les correcteurs calculés autour de point de fonctionnement à basse vitesse. Pour le correcteur calculé à 30000 tr/ la baisse de bande passante aux autres vitesses est moindre que pour les autres correcteurs et il n'y a pas d'apparition de résonnance. Ainsi si nous dévons utiliser un RST à paramètres fixes alors celui qui est calculé pour la vitesse la plus élevée est celui qui donne (ici) des fonctions de transfert en boucle fermée qui se rapprochent (en moyenne sur toutes les vitesses) le plus de la fonction désirée.



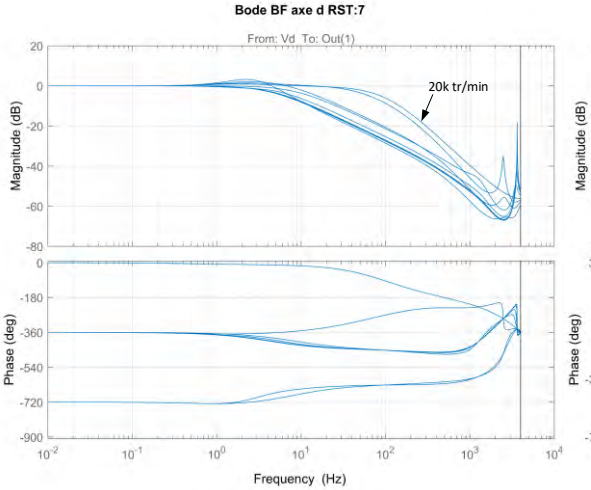
(a) 0 tr/min, axe d *(b) 0 tr/min, axe q*



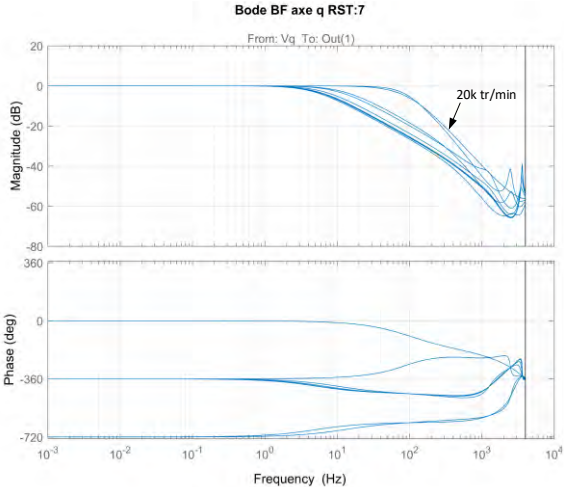
(c) 10000 tr/min, axe d



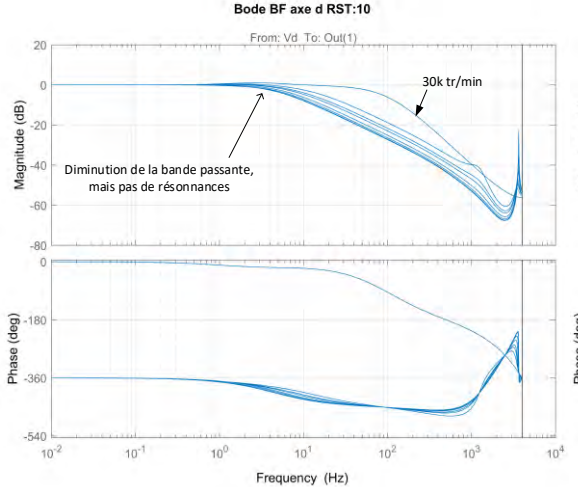
(d) 10000 tr/min, axe q



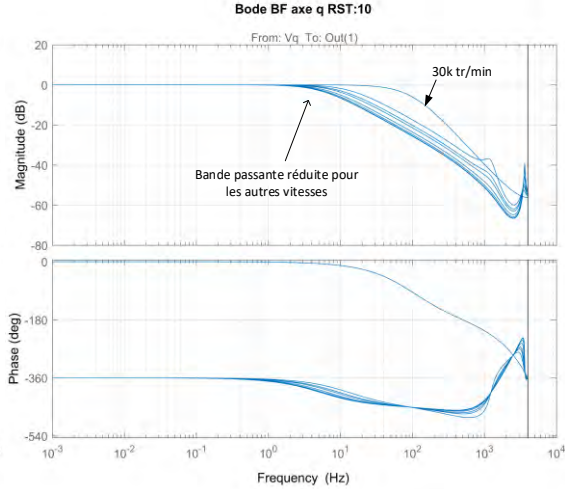
(e) 20000 tr/min, axe d



(f) 20000 tr/min, axe q



(g) 30000 tr/min, axe d



(h) 30000 tr/min, axe q

Figure 2.30 Diagramme de Bode du système en boucle fermée corrigée avec un RST calculé au point de fonctionnement 0 tr/min, 10000 tr/min, 20000 tr/min, 30000 tr/min

Finalement nous utilisons un correcteur RST à paramètres variables en fonction de la vitesse (*gain scheduling*). Dans l'Annexe K sont tracés la variation des paramètres des RST des axes d et q en fonction de la vitesse. Sur la Figure 2.31 est tracé le diagramme de Bode du système en boucle fermée pour les points de fonctionnements utilisés précédemment (voir 2.3.2.1.1) avec lesquels ont été calculés les paramètres des RST avec séquencement de gains. Nous observons que la réponse du système en boucle fermée correspond à la fonction de transfert désirée. Nous voyons notamment que la bande passante est conservé à 100 Hz même avec la variation de vitesse. Toutefois sur l'axe d à basse vitesse et basse fréquence on voit qu'il y a une petite baisse du gain. Cela est dû au mode mécanique. Si nous enlevons ce mode dans la modélisation du système nous obtenons les Figure 2.32 axe d (A) axe q (B) qui sont les diagrammes de Bode en boucle fermée avec également le RST *gain scheduling* et pour les mêmes points de fonctionnement. Dans ce cas les courbes obtenues correspondent exactement à la courbe désirée.

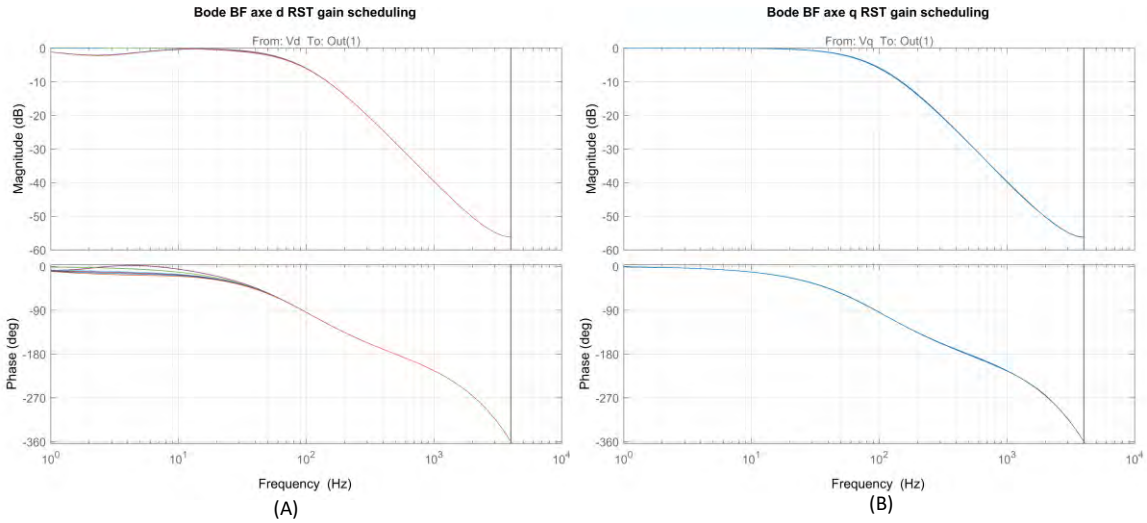


Figure 2.31 Diagramme de Bode du système en boucle fermée corrigé avec un RST avec séquencement de gains, axe d (a), axe q (b)

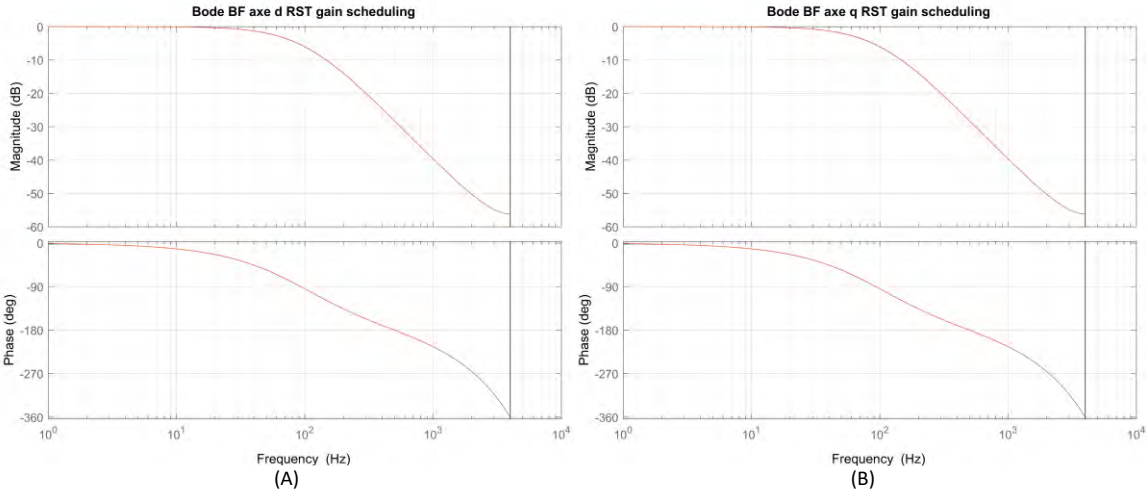


Figure 2.32 Diagramme de Bode du système en boucle fermée corrigé avec un RST avec séquencement de gains pour un système sans mode mécanique, axe d (a), axe q (b)

Nous proposons donc dans cette partie une méthode de régulation des courants de la MSAP haute vitesse par l'utilisation d'une commande vectorielle qui comprend une stratégie de découplage minimal associée à deux correcteurs de type RST (axes d et q) dont les paramètres sont variables en fonction de la vitesse. Nous arrivons par simulation à obtenir une fonction de transfert objectif désirée pour chaque point de fonctionnement sur lequel est linéarisé le système, en sachant que la modélisation du système inclut les termes de couplage, la discrétisation (due à l'échantillonnage des mesures), le retard (dû au temps de calcul) et le mode mécanique. Les intégrations permettent d'être précis malgré une perturbation constante, cependant la dynamique du correcteur reste sensible à la variation des paramètres, et ce correcteur n'est pas robuste. Sur le plan temps de calcul, le *gain scheduling* peut-être pénalisant pour la carte de contrôle en temps réel.

2.3.2.2.3 Remarque sur la saturation de tension

Lorsque le vecteur tension demandé par la commande dépasse la tension maximale, celui-ci est saturé en norme. Cela crée ainsi un couplage supplémentaire entre les deux axes (car la valeur de tension saturée de l'un dépend de la tension de référence demandée par l'autre régulateur). A haute vitesse, si la tension demandée est trop grande, les deux régulateurs peuvent entrer en compétition. La norme de la tension étant saturée, ils essayent tous les deux de contrôler la valeur de l'angle de la tension. Dans [61]–[64] les auteurs écrivent que cela peut entrainer que les performances théoriques en couple et vitesse ne sont pas atteintes en zone de forte saturation de tension, et même rendre le système instable. Il est ainsi important d'avoir un algorithme de calcul des références de courant adapté à la boucle de courant et inversement.

Une possibilité pour réduire l'influence de la saturation de tension sur la boucle de courant, est d'avantager le régulateur de l'axe d par rapport à celui de l'axe q de manière à favoriser le défluxage permettant de libérer de la tension pour imposer le couple désiré. Cependant cela réduit simplement le conflit entre les régulateurs. De plus en réduisant la bande passante du régulateur de courant de l'axe q le temps de réponse ne respecte plus le cahier des charges. Une autre possibilité est de n'utiliser qu'un seul régulateur sur l'axe I_d décrit dans [61] et [62]. V_q est calculé par calcul directe analytique ou par LUT (Look Up Tables) obtenues par expériences. Cependant cette possibilité est sensible à la variation des paramètres et limite la dynamique sur l'axe q. Dans [63] l'auteur propose aussi d'utiliser un seul régulateur sur le courant I_d mais plutôt pour agir sur l'angle du vecteur tension de consigne, et la norme de ce vecteur est fixée à la tension maximale. Hors saturation de tension il commute sur un algorithme de commande traditionnel avec deux régulateurs de courant. L'auteur montre que la stabilité d'un tel correcteur est toutefois difficile à obtenir, mais [64] propose une amélioration pour ce problème. De plus commuter entre 2 algorithmes introduits des difficultés supplémentaires.

Nous choisissions pour la haute vitesse d'investiguer également une stratégie par commande prédictive-optimale, présentée ci-après.

2.3.2.3 Approche par la commande prédictive-optimale

Pour la boucle de courant nous proposons une seconde approche par la commande prédictive-optimale ainsi avec stratégie de MLI et fréquence de découpage fixe. Elle permet de formuler plus simplement un problème à plusieurs dimensions (MIMO) et d'ajouter plus facilement des contraintes qu'avec l'approche précédente par régulateurs RST, ce qui est intéressant dans notre cas ou le système électrique est de dimension 2 avec un couplage négligeable à basse vitesse mais dominant à haute vitesse. Cette stratégie de commande est moins connue et utilisée dans l'industrie automobile que l'approche fréquentielle avec des régulateurs linéaires mais elle se répand de plus en plus avec l'amélioration de la capacité de calcul des cartes de contrôle [44]. Nous mettons en place une commande prédictive calculée de manière exacte pour atteindre les références de courant en une période d'échantillonnage[35] et dont la consigne de tension est appliquée avec une MLI, comme discuté dans la partie 2.2.2.2. Nous faisons remarquer que la saturation de tension limite toutefois la dynamique et ainsi il faut souvent plus d'une période d'échantillonnage pour atteindre la référence courant en réalité. Le mode mécanique n'est pas pris en compte dans la commande ici. Le modèle utilisé dans la commande prédictive est l'inversion du modèle électrique du système discret (2.3). Le retard est pris en compte en prédisant par (2.1) la variation des courants I_d et I_q durant le retard à l'aide de la mémorisation de la tension envoyée au pas précédent, et le courant prédit est le point de départ pour la commande prédictive-optimale. La prédiction de la variation de l'angle (2.41) est incluse également pour la transformation de Park inverse comme proposé dans la partie 2.3.1.3 pour que le repère d-q utilisé dans la commande corresponde à chaque période d'échantillonnage en moyenne au repère d-q réel. L'onduleur est modélisé en moyenne par un bloquer d'ordre zéro, et les instants de commutations ne sont pas représentés.

Les Figure 2.33 (a), (b), (c) et (d) montrent les réponses temporelles[36] des courants I_d et I_q à des échelons des consignes de courant I_{dref} et I_{qref} pour les points de fonctionnement en vitesse de 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min et 30000 tr/min. Nous observons que le temps de réponse à 95% est de 0,0008 s pour le cas à 0 tr/min, de 0,0019 s pour le cas à 10000 tr/min, de 0,0011 s pour le cas à 15000 tr/min et de 0,0006 s pour le cas à 30000 tr/min. Cette réponse est la plus rapide possible ce qui est un avantage de l'utilisation d'une commande prédictive. La saturation de tension empêche d'appliquer exactement le vecteur requis par la commande pour atteindre le courant de référence en une période de découpage. Cette saturation de tension, associée à la dynamique du premier ordre des courants, impose donc une limite inférieure au temps de réponse. Nous observons également pour les courbes obtenues à 30000 tr/min et à 15000 tr/min une erreur en régime permanent sur la valeur de I_d. Cette erreur statique est due au fait que le modèle utilisé pour le calcul de commande prédictive est moins précis et complet que le modèle

[35] Nous utilisons l'appellation « commande prédictive-optimale » pour désigner cette commande.

[36] Dans cette partie on réalise des simulations temporelles et non représentées dans le diagramme de Bode car la commande prédictive-optimale n'est pas une commande fréquentielle et cette dernière représentation perd de son sens. De plus cela facilite la modélisation des saturations.

utilisé lors de la simulation pour modéliser la chaine de conversion électromécanique. Dans cette simulation le défaut de modèle est que la saturation de tension n'est pas prise en compte dans la détermination du vecteur tension par la commande *à un pas*, et ainsi cette commande prédictive-optimale ne converge pas nécessairement. L'algorithme de défluxage (encore non inclus ici), qui présente une intégration, permettra d'adapter les références de courant de manière à ce que l'algorithme de commande converge.

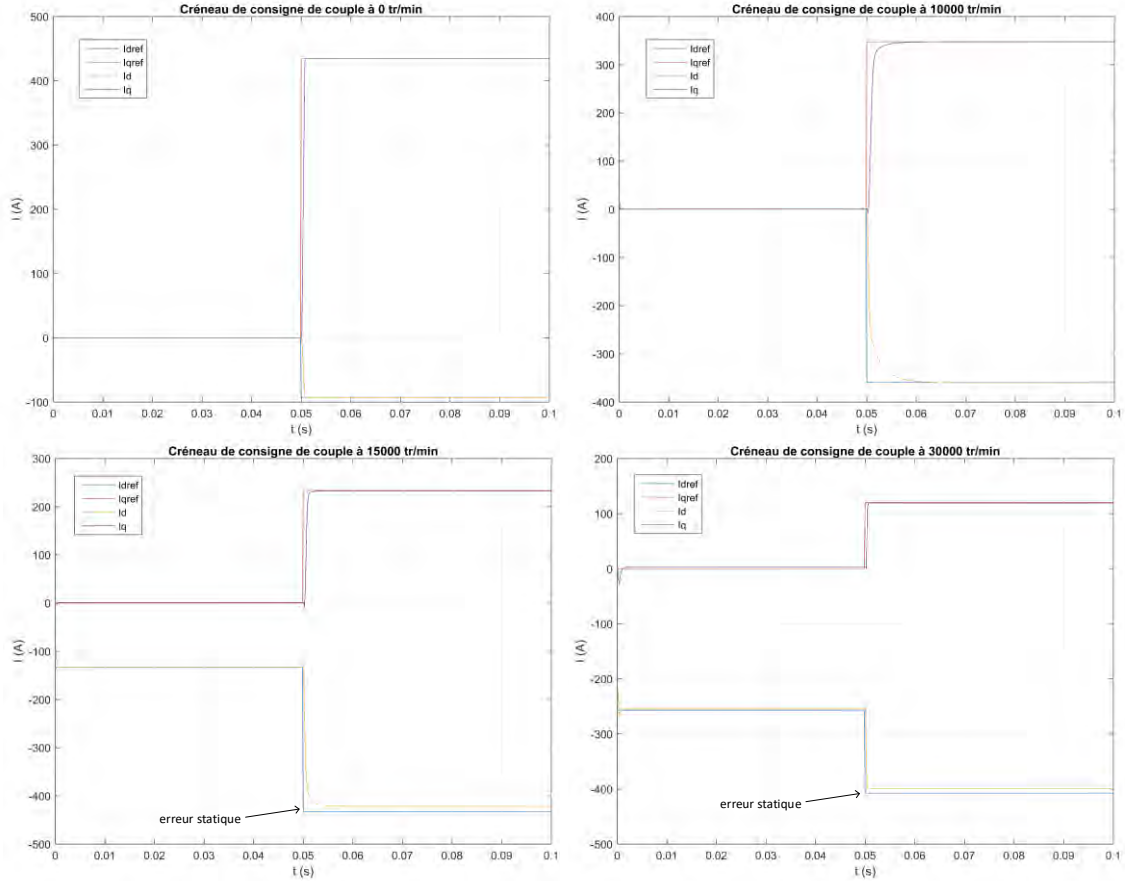


Figure 2.33 Réponse à un échelon de consigne de courant $I_{dq,ref}$ avec la commande prédictive optimale aux régimes de vitesses 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min, 30000 tr/min

Un des défauts de la commande prédictive-optimale est de ne pas être précise à une perturbation constante ou suite à une variation des paramètres du modèle. Pour pallier cela nous proposons d'ajouter une intégration sur l'erreur de courant sur les axes d et q, calculés ici pour une bande passante de 100 Hz vis-à-vis d'une perturbation. On utilise l'hypothèse en cascade qui suppose que la commande prédictive-optimale donne une bande passante au système en boucle fermée très rapide (de l'ordre de 500 Hz) et ainsi la boucle de courant est approchable à un gain unitaire pour le calcul des régulateurs. Une saturation à ±20 A avec anti-windup par arrêt de l'intégration est également présente sur la correction apportée pour les 2 axes (cela permet aussi aux intégrales de proposer une régulation rapide sans générer trop de dépassement).

Sur les Figure 2.34 sont tracés les réponses des courants I_d et I_q suite à des échelons de consigne des courants I_{dref} et I_{qref} avec la commande prédictive-optimale et l'utilisation des

deux correcteurs sur les erreurs de courant, respectivement à des points de fonctionnement en vitesse de 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min et 30000 tr/min. Nous observons des dépassements sur les 2 axes dus aux intégrations ajoutées et une erreur en régime permanent qui s'explique par la compétition entre ces deux régulateurs des axes d et q. Cette compétition entre deux régulateurs lors de la commande des machines est mentionnée dans [61] et [62]. Elle intervient à cause de la saturation de tension qui est partagée entre les deux axes. Nous proposons donc de n'utiliser qu'un seul régulateur sur l'axe d pour privilégier le défluxage. Le schéma de la stratégie de contrôle est présenté en Figure 2.36. Les Figure 2.35 montrent les réponses des courants I_d et I_q suite à des échelons des consignes de références de courants et pour les mêmes vitesses que précédemment. Nous observons qu'il n'y a plus d'erreur en régime permanent. Il y a parfois un petit dépassement sur le courant I_d. La réponse en courant reste très rapide grâce à la commande prédictive (temps de réponse à 95% de 0,0008 s pour le cas à 0 tr/min, de 0,0019 s pour le cas à 10000 tr/min, de 0,0011 s pour le cas à 15000 tr/min et de 0,0006 s pour le cas à 30000 tr/min).

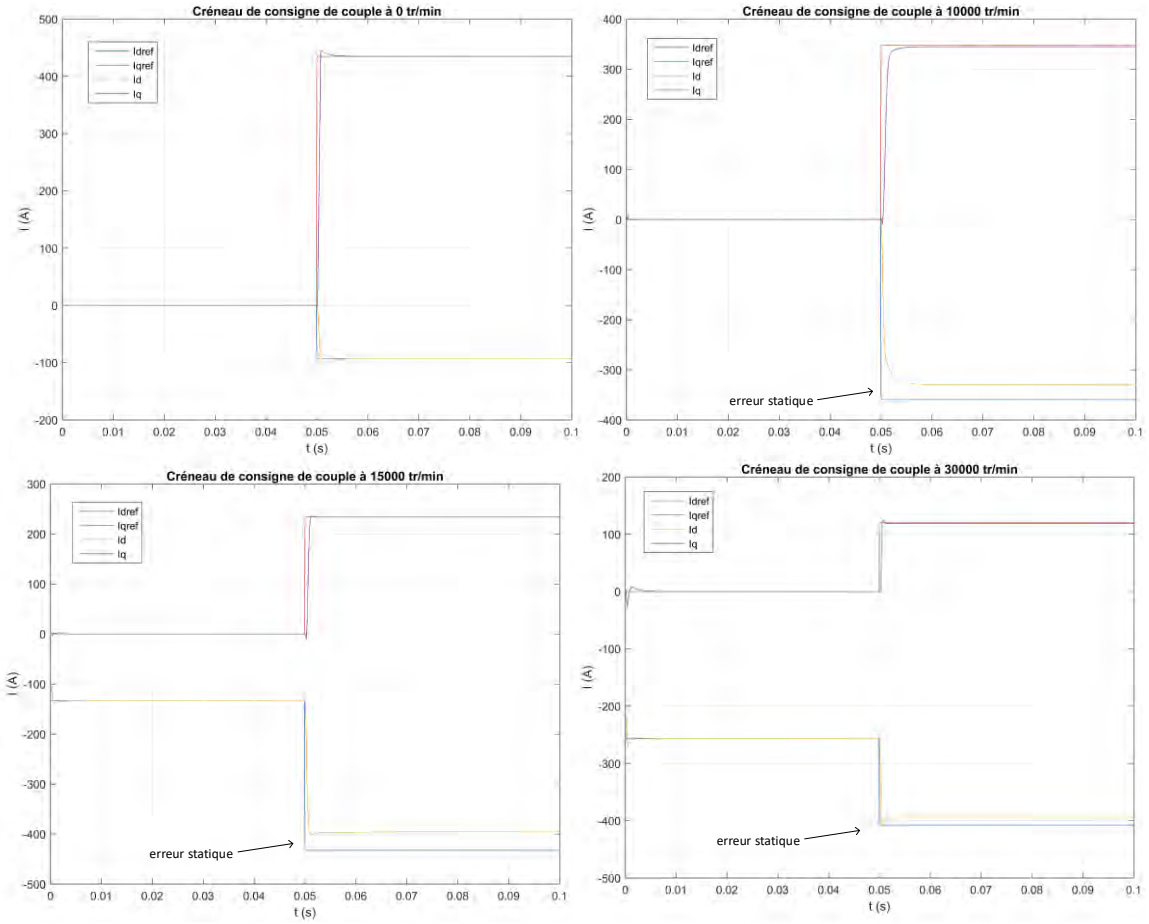


Figure 2.34 Réponse à un échelon de consigne de courant $I_{dq,ref}$ avec la commande prédictive-optimale et deux régulateurs de courants aux régimes de vitesses 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min, 30000 tr/min

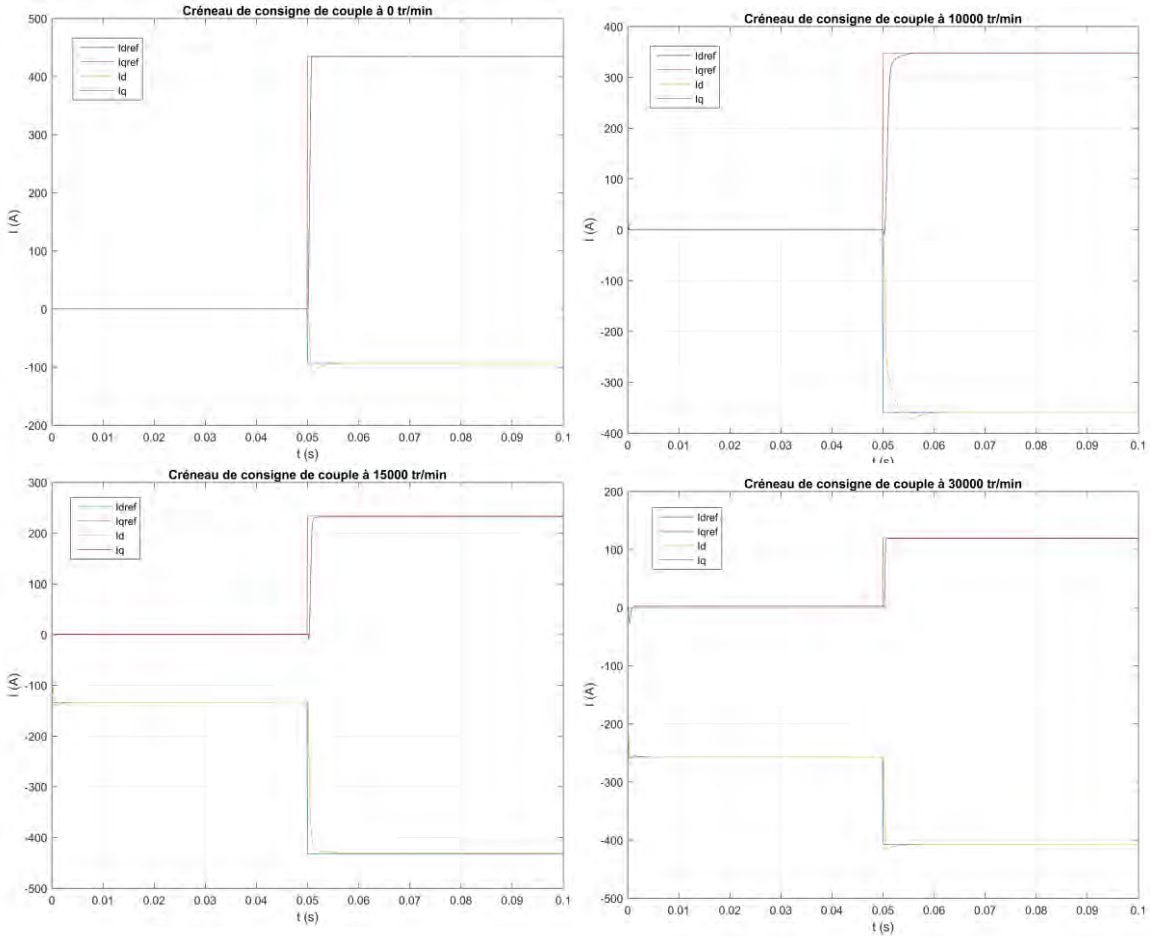


Figure 2.35 Réponse à un échelon de consigne de courant $I_{dq,ref}$ avec la commande prédictive-optimale et un seul régulateur de courant sur l'axe q aux régimes de vitesses 0 tr/min, 10000 tr/min, 15000 tr/min, 30000 tr/min

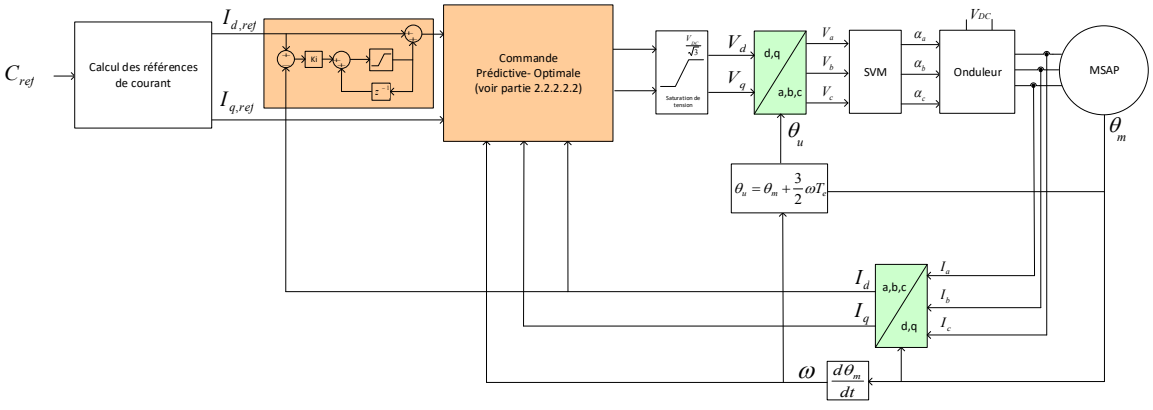


Figure 2.36 Schéma du contrôle de la commande prédictive-optimale et avec régulateur de courant sur l'axe d

Ainsi nous proposons d'utiliser la commande prédictive-optimale pour la boucle de courant dans la commande d'une machine synchrone en fonctionnement haute vitesse car elle permet d'obtenir la réponse la plus rapide (par rapport à d'autres commandes) tout

en étant simple à exprimer, notamment pour des systèmes à plusieurs dimensions (en particulier avec couplages). Toutefois son efficacité dépend de la précision du modèle utilisé dans la commande. Pour pallier à cela une intégration sur l'axe d permet de masquer des erreurs de modèle.

2.4 Conclusion

Plusieurs stratégies de commande en courant de la MSAP sont présentées. Les approches par commande vectorielle qui utilisent une stratégie de MLI avec une fréquence de découpage fixe sont privilégiées. Nous prenons en considération le caractère discret du système vu par la commande, à cause des mesures échantillonnées et de la nature discontinue de l'onduleur. Le retard dû au temps de calcul est fixé à une période d'échantillonnage qui est elle-même calée sur la période de découpage et est pris en compte dans le calcul de la commande. Nous incluons aussi une prédiction de la variation de l'angle électrique entre l'instant de mesure des grandeurs électriques et le moment d'application du vecteur tension en moyenne.

Le fonctionnement en régime de haute vitesse présente un fort couplage entre les axes d et q à cause de la force électromotrice qui augmente avec la vitesse. Un algorithme de découplage exact qui rend les pôles en boucle fermée indépendants de la vitesse est proposé. Toutefois celui-ci pénalise le temps de calcul et reste sensible à la variation des paramètres. Un algorithme de découplage minimal fondé sur les valeurs extrêmes de la variation des paramètres permet de découpler suffisamment le système pour faciliter le calcul du régulateur tout en ne générant pas de pics de gain importants proches de la fréquence de découpage quand les paramètres varient. Deux régulateurs avec paramètres variables en fonction de la vitesse (*gain scheduling*) sont calculés avec le modèle linéarisé du système en respectant des contraintes de rapidité, précision et marges de stabilité. La limite de tension crée aussi une compétition entre les régulateurs des axes d et q ce qui peut réduire la performance en zone de saturation de tension (zone de défluxage) suivant l'algorithme de défluxage utilisé. Pour atténuer cet effet on peut privilégier le régulateur de l'axe d.

L'approche par la commande prédictive-optimale est aussi investiguée. Le vecteur tension permettant d'atteindre la référence de courant en une période de découpage est calculée. La dynamique finale est toutefois limitée par la saturation de tension. Cette approche est très rapide mais son efficacité dépend de la précision du modèle utilisé. Un régulateur sur l'axe d est ajouté pour améliorer la précision.

Pour un fonctionnement en régime de haute vitesse il est nécessaire de défluxer la MSAP. Ainsi nous réaliserons un algorithme qui calcul les références de courant pour un tel fonctionnement au chapitre suivant.

Chapitre 3

Calcul des références de courant et défluxage

3.1 INTRODUCTION 83
3.2 TRAJECTOIRE DESIREE DES REFERENCES DE COURANT 84
3.2.1 Objectifs 84
3.2.2 Choix des références de courant à basse vitesse (MTPA), zone1 87
3.2.2.1 Calcul de la trajectoire MTPA 88
3.2.3 Défluxage a couple constant, zone 2 89
3.2.4 Défluxage en zone de saturation de courant, zone 3 90
3.2.5 Défluxage à très haute vitesse (MTPV), zone 4 91
3.2.5.1 Remarque sur les risques de démagnétisation 92
3.3 TECHNIQUES DE DEFLUXAGE EXISTANTES 93
3.3.1 Calcul direct analytique 93
3.3.2 Classification des techniques de défluxage 95
3.3.3 Les stratégies de commande qui incluent la trajectoire MTPV pour une MSAP en régime de très haute vitesse 98
3.4 STRATEGIE DE DEFLUXAGE POUR MSAP EN REGIME DE HAUTE VITESSE AVEC CONSIDERATION DES LIMITES ELECTRIQUES 99
3.4.1 Points de fonctionnement atteignables dans le plan couple-vitesse 99
3.4.1.1 Remarques 102
3.4.2 Stratégie de défluxage pour MSAP à pôles saillants en régime de haute vitesse 102
3.4.2.1 Stratégie de défluxage avec consigne de vitesse 102
3.4.2.2 Stratégie défluxage avec consigne de couple 106
3.4.3 Validation par simulation 108
3.4.3.1 Réponses temporelles 108
3.4.3.2 Comparaison des trajectoires des courants de référence obtenus pour différents algorithmes de défluxage dans le repère Id-Iq 112
3.4.3.3 Points de fonctionnements réalisés en régime permanent dans le plan couple-vitesse 114
3.4.3.4 Remarque sur la variation des paramètres 115
3.5 CONCLUSION 116

3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de mettre en place un algorithme de génération des références de courant I_{dref} et I_{qref}. Cela correspond au premier bloc encadré en bleu sur le schéma général de la commande en Figure 3.1 . Quand la MSAP fonctionne hors saturation de tension le vecteur courant est calculé de manière à générer le couple de consigne de référence (ou le plus proche de celui-ci qui est réalisable) avec considération de l'efficacité énergétique. Cela est approché en minimisant la norme de courant. En régime de haute vitesse la f.e.m est importante et induit un vecteur tension qui dépasse la tension maximale. Pour respecter cette limite de tension la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer est réduite par injection d'une composante sur le flux généré par le stator qui, s'oppose au flux de l'aimant. Ainsi un algorithme de défluxage est inclus dans la commande. Finalement, à partir d'une certaine vitesse, toute la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer est compensée et c'est la valeur de tension maximale qui limite le plus le couple (par rapport à la limite de courant). A ce moment il est nécessaire de réaliser un défluxage en suivant la trajectoire MTPV (Maximum Torque Per Volt) pour optimiser la puissance transmise à haute vitesse.

Dans un premier temps le calcul analytique de la trajectoire optimale est effectué. Ensuite les différentes techniques de défluxage existantes sont présentées. Une attention particulière est portée aux stratégies de commande qui suivent la trajectoire MTPV à haute vitesse. Finalement nous proposons une nouvelle méthode de calcul des références de courant avec défluxage, pour piloter la MSAP en régime de haute vitesse en respectant les limites électriques. L'efficacité de ce contrôle est validée par simulation dans ce chapitre.

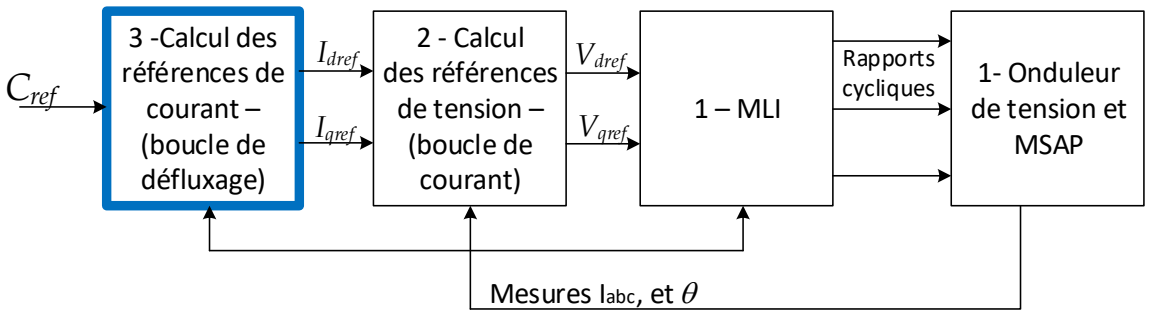


Figure 3.1 Schéma global des blocs de la commande de la MSAP

3.2 Trajectoire désirée des références de courant

3.2.1 Objectifs

Pour piloter la MSAP, nous cherchons à définir les références de courant I_{dref} et I_{qref} à suivre en fonction du couple de consigne et de la vitesse à laquelle la machine tourne. Les limites de tension et de courant ne doivent pas être dépassées. Finalement la norme du courant utilisé est minimisée.

On rappelle le modèle électrique de la machine synchrone à aimants en (2.3) et (3.2). Les paramètres électriques sont définis au chapitre 1.

$$V_d = R.I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega.L_q.I_q \tag{3.1}$$

$$V_q = R.I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega.L_q.I_q + \omega.\phi_f \tag{3.2}$$

On rappelle également l'équation du couple, avec convention de conservation des amplitudes en (3.3).

$$C = \frac{3}{2}.p.\left(\phi_f.I_q + (L_d - L_q)I_d I_q\right) \tag{3.3}$$

Il y a deux limites électriques[37] : une limite de courant et une de tension. La limite de courant, notée I_{max} (fixée à 500A), dépend de la capacité de refroidissement de la machine. On obtient la relation (3.4). On note que la limite de courant est définie ici pour un fonctionnement en régime permanent. Une limite plus élevée de courant peut être définie pour une durée déterminée en fonction du modèle thermique de la machine. Cela permet d'augmenter le couple maximum pendant une courte durée. Dans [65] l'auteur propose une gestion dynamique des points de fonctionnement atteignables à l'aide d'un observateur sur la température de la machine.

$$\sqrt{\left(I_d^2 + I_q^2\right)} \leq I_{max} \tag{3.4}$$

La limite de tension dépend de la tension maximale que de la batterie (i.e. V_{DC} égale à 340V) et de la stratégie de contrôle de l'onduleur utilisée qui est ici une MLI vectorielle. La limite de tension, notée V_{max}, est ainsi donnée par (3.5) avec (3.6).

$$\sqrt{\left(V_d^2 + V_q^2\right)} \leq V_{max} \tag{3.5}$$

Avec :

$$V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \tag{3.6}$$

[37] En fait il y une troisième limite électrique en comptant la limite de puissance donnée par la batterie (ou par la limite mécanique du moteur). Cette limite est détaillée et prise en considération dans la partie 3.4.

A haute vitesse la chute de tension liée à la résistance R est négligeable face à la *f.e.m* et ainsi par le modèle électrique (3.1) et (3.2) on peut réécrire (3.5) en (3.7).

$$\sqrt{\left(\omega L_q I_q\right)^2 + \left(\omega L_d I_d + \omega \Phi_f\right)^2} \leq V_{max} \tag{3.7}$$

On définit le point critique (3.8) comme étant le centre de l'ellipse de la limite de tension. Il correspond au point de courant de référence sur l'axe d réalisant un défluxage total de l'aimant, pour un courant nul sur l'axe q c'est-à-dire pour un couple également nul.

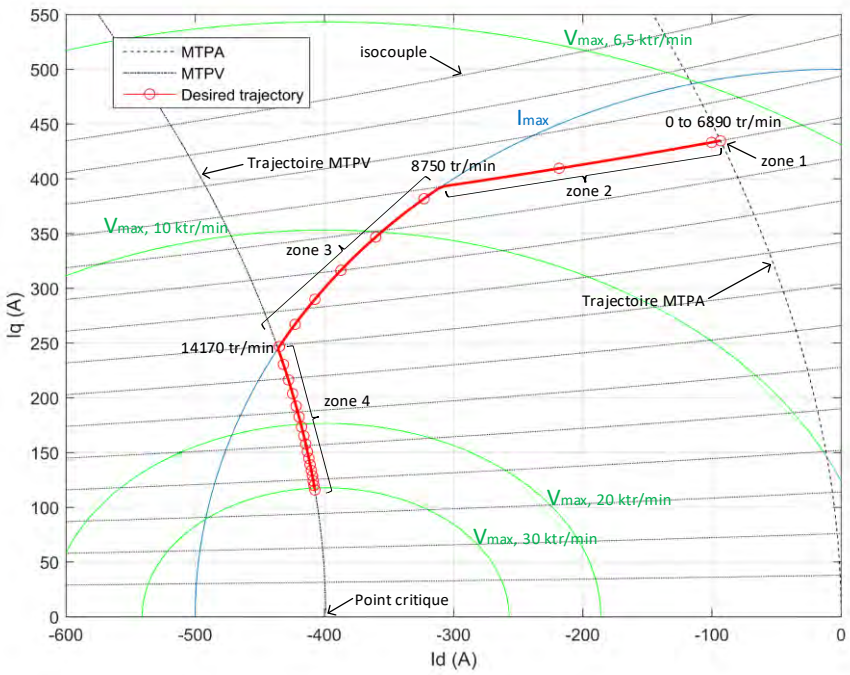
$$I_{critique} = \begin{pmatrix} -\dfrac{\Phi_f}{L_d} \\ 0 \end{pmatrix} \tag{3.8}$$

Ces limites sont tracées dans le plan I_d-I_q sur la Figure 3.2. La limite de tension (en vert) est une ellipse (3.7), centrée sur le point critique et dont la taille se réduit avec l'augmentation de la vitesse. Les exemples des vitesses 6500 tr/min, 10000 tr/min, 20000 tr/min et 30000 tr/min sont tracés pour la limite de tension. La limite de courant (en bleu) est un cercle centré sur l'origine du repère et de rayon la norme maximale du courant (I_{max}).

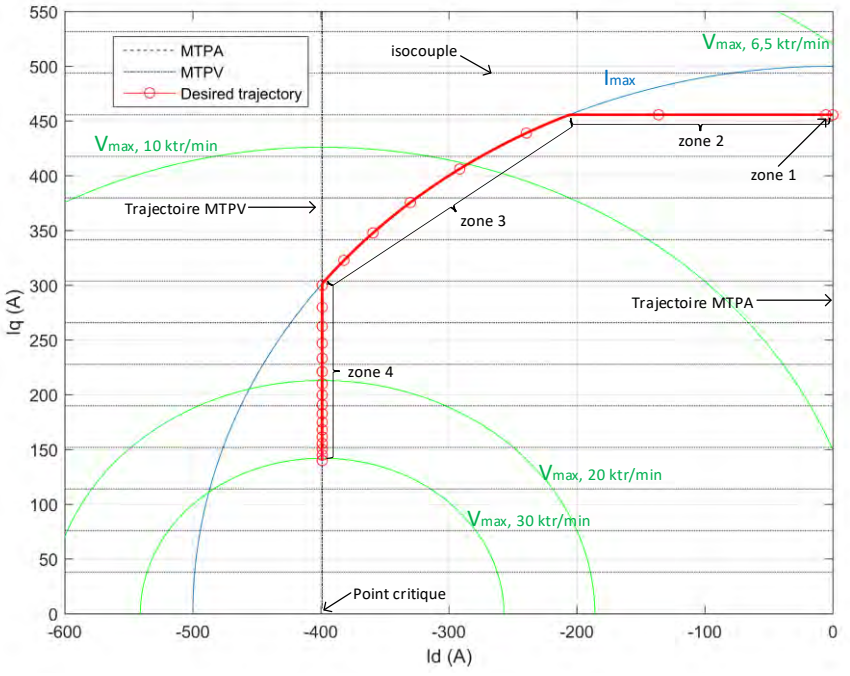
La Figure 3.2 (A) est réalisée avec les paramètres de la MSAP à pôles saillants dont les valeurs sont donnés dans Tableau 1.1. La Figure 3.2 (B) est réalisée pour une machine synchrone à aimants permanents similaire avec la même valeur de L_d et avec l'inductance L_q égale à L_d. Sur ces figures on trace (en rouge, et avec des petits cercles rouges tous les 1000 tr/min) la trajectoire des courants dans le plan I_d-I_q à suivre quand la vitesse augmente de manière à obtenir le couple de référence, ou le couple le plus proche de cette référence, tout en étant inférieur ou égale aux limites de tension et courant, et en minimisant la norme de courant. Ces courbes sont tracées pour un couple de consigne initial de 120 N.m (qui est ensuite saturé avec l'augmentation de la vitesse). Cette consigne est inférieure au couple maximum de 136 N.m, et cela permet de ne pas opérer directement en saturation de courant et ainsi de voir sur la figure la zone de défluxage à couple constant. On observe que la trajectoire des courants parcourt 4 zones de fonctionnements avec l'augmentation de la vitesse:

- Zone 1 : la MSAP fonctionne hors limite de tension et courant. Les courants sont choisis pour obtenir le couple en minimisant la norme de courant.
- Zone 2 : la MSAP fonctionne en limite de tension seule et à couple constant. On réalise un premier défluxage en suivant une courbe iso-couple.
- Zone 3 : la MSAP fonctionne en limite de tension et en limite de courant.
- Zone 4 : la MSAP fonctionne en limite de tension seule et la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer est totalement compensée.

Ces différentes zones sont décrites dans les parties 3.2.2, 3.2.3, 3.2.4, et 3.2.5 ci-après. On note que la zone 4 n'existe que si le point critique est à l'intérieur de la limite de courant, ce qui est le cas sur la Figure 3.2 Cela est discuté dans la partie 3.2.5.



(A) MSAP à pôles saillants



(B) MSAP à pôles lisses

Figure 3.2 Représentation dans le plan Id-Iq de la limite de courant (en bleu), de la limite de tension (en vert) et de la trajectoire parcourue par les références de courant quand la vitesse augmente (en rouge). Exemple d'une machine à pôles saillants (a) et à pôles lisses (b).

Les courbes en pointillés sur la Figure 3.2 sont les courbes iso-couple (couple constant). Elles sont calculées de 10 N.m à 150 N.m avec un pas de 10 N.m. On remarque que ces iso-couples sont horizontales dans le cas d'une machine à pôles lisses, car seul le courant I_q génère du couple dans ce cas (voir (3.3)), et sont incurvées dans le cas d'une machine à pôles saillants. Ici L_d est inférieur à L_q ainsi ajouter du courant I_d négatif génère du couple si le courant I_q est non nul.

Une formulation analytique du problème est donnée dans la partie 3.3.1 et une illustration des trajectoires des courants en fonction du couple et de la vitesse est proposée.

3.2.2 Choix des références de courant à basse vitesse (MTPA), zone1

A basse vitesse, la MSAP opère en dessous de la saturation de tension. Hors limitations mécaniques, la limite de courant se traduit aussi par une limite de couple. Sur la Figure 3.2 le couple de consigne est inférieur au couple maximum et ainsi la MSAP n'opère pas à courant maximum dans cet exemple.

L'objectif est de choisir un duo de courant (I_d,I_q) qui donne le couple de consigne par (3.3). Cela fait une équation à deux inconnues ainsi il faut spécifier une autre contrainte. Minimiser la norme du courant totale requis est l'approche communément utilisée et qui minimise les pertes Joule. Nous utiliserons le terme MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) pour se référer à cette stratégie de calcul des courants de référence. Concernant l'onduleur les pertes par conduction dépendent aussi du courant (voir chapitre 1). Les pertes par commutation dépendent du courant découpé, i.e. de la norme de courant et de la stratégie de MLI. Dans le cas d'une SVM le déphasage entre la tension et le courant ne change pas les pertes par commutation, mais dans le cas d'une GDPWM (ou DPWM, voir chapitre 1) c'est le cas. Ainsi avec cette dernière stratégie de MLI réduire le déphasage entre le courant et la tension peut éventuellement réduire les pertes par commutation. De plus avec une MSAP à pôles saillants le courant de norme minimale qui permet d'obtenir le couple a déjà un peu de courant I_d négatif qui réduit le déphasage entre le courant et la tension.

Les pertes fer dépendent du flux (et de la vitesse) mais pas directement de la norme de courant. Une première approche, appelée *Maximum Efficiency* (ME) est de les prendre en compte de manière analytique mais nécessite un modèle précis des pertes fer ce qui crée une dépendance par rapport aux paramètres de la machine. De plus cela alourdi le calcul de la commande en temps réel. Plutôt que d'effectuer un calcul analytique, l'approche ME est plus utilisée avec une LUT (*Look Up Table*) des références de courant obtenues par expérience ou à l'aide d'un calcul par éléments finis. Une autre possibilité est décrite dans [66] où l'auteur propose de tester une méthode de recherche en temps réel du point de minimisation des pertes (*Minimum Loss Point Tracking MLPT*) en perturbant le signal de contrôle puis en mesurant l'impact sur la puissance consommée. Si cette dernière diminue alors il poursuit la recherche dans ce sens. Toutefois il montre des limites à cette méthode si la perturbation que l'on injecte est importante alors la MSAP a plus de pertes au final que les stratégies MTPA ou ME. Si la perturbation est trop faible l'algorithme converge lentement et n'est donc plus efficace. Finalement, la qualité de la mesure de la puissance affecte fortement cette méthode et ses performances. On note que cette méthode a quand même du sens s'il y a une forte variation des paramètres de la MSAP ou s'il y a très peu

de variation de la consigne i.e. dans un régime permanent maintenu suffisamment longtemps pour compenser les pertes supplémentaires dues au temps de convergence de l'algorithme MLPT. Elle peut aussi être utilisée pour générer un tableau par expérience au préalable, puis d'inclure celui-ci dans la commande. Finalement dans [2] l'auteur montre toutefois que la stratégie ME n'améliore pas significativement la puissance transmise par rapport à la stratégie MTPA[38].

La stratégie MTPA analytique est sensible au modèle et paramètres de la MSAP. Ainsi un algorithme de poursuite de la trajectoire MTPA, appelé MCPT (*Minimum Current Point Tracking*), est proposé dans [68] avec des limites et avantages similaires à ceux discuté pour le MLPT.

Finalement dans [66] l'auteur compare ces 4 méthodes MTPA, ME, MCPT, MLPT et conclut que la stratégie MTPA analytique devrait être l'approche de prédilection pour piloter les MSAP. Nous choisissons ainsi l'approche de minimisation de la norme du courant pour piloter la celle-ci.

3.2.2.1 Calcul de la trajectoire MTPA

Nous cherchons une formulation analytique du vecteur courant de référence de norme minimale permettant de générer le couple de consigne. Nous distinguons 2 cas : l''algorithme de contrôle prend en entrée une consigne de couple ou une régulation de vitesse. Le cas avec le régulateur de vitesse est plus simple car celui-ci peut donner une grandeur en sortie homogène à un courant plutôt qu'à un couple ce qui simplifie les calculs qui suivent.

Si l'algorithme de contrôle présente une régulation de vitesse en entrée (pas de consigne de couple) alors nous notons I_{norm} le courant en sortie de cette régulation de vitesse. Cette norme de courant est « séparée » entre I_d et I_q en positionnant le vecteur courant de consigne de norme I_{norm} dans le plan d-q par (3.9) et (3.10). Ici on maximise le couple obtenu à partir d'une norme de courant donnée (d'où MTPA), ce qui est en fait plus facile à calculer que la norme de courant minimale pour obtenir le couple de consigne, mais qui aboutit à la même trajectoire dans le plan Id-Iq. L'obtention des relations MTPA (3.9) et (3.10) est donné en Annexe M.

$$I_d = \frac{\phi_f - \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{norm}^2}}{-4(L_d - L_q)} \tag{3.9}$$

$$I_q = \sqrt{I_{norm}^2 - I_d^2} \tag{3.10}$$

[38] L'approximation de la minimisation des pertes par la minimisation de la norme de courant est une approche standard dans le contrôle des MSAP (la majorité des articles de notre bibliographie utilisent le MTPA). Dans [67] l'auteur pilote une MSAP et utilise même les termes « *Optimal Efficiency* » et « *Loss-minimal* » pour désigner la stratégie MTPA.

On remarque que si la machine est à pôles lisses alors ces relations deviennent (3.11) et (3.12), c'est-à-dire la régulation de vitesse donne directement le courant I_q qui est proportionnel au couple, et le courant I_d est fixé à 0 pour minimiser la norme de courant.

$$I_d = 0 \tag{3.11}$$

$$I_q = I_{norm} \tag{3.12}$$

Si l'algorithme de contrôle a comme entrée une consigne de couple (et non une consigne de vitesse) alors le courant I_d est solution de (3.13). Cette relation a été vue au chapitre 2 et son obtention est donnée en Annexe I.1. Le calcul en temps réel de la solution analytique de cette équation est long ainsi nous calculons au préalable une solution numérique que nous écrivons dans la commande et qui nous donne la relation entre le couple de référence et I_d de manière à minimiser la norme de courant. Le courant I_q est ensuite déduit par l'équation du couple (3.3) avec la valeur du courant I_d calculée. Nous appelons cette stratégie MinCPT (*Minimum Current Per Torque*). Elle est équivalente à la stratégie MTPA par rapport à la trajectoire des courants de consigne qu'elle propose mais ces solutions diffèrent par leur données d'entrée : la stratégie MTPA a comme entrée une norme de courant et la stratégie MinCPT une consigne de couple. On remarque que dans le cas d'une machine à pôles lisses, la solution de (3.13) est triviale et nous retrouvons I_d égale à 0 et I_q proportionnel au couple[39].

$$I_d^4(L_d - L_q)^3 + I_d^3(L_d - L_q)^2 3\phi_f + I_d^2(L_d - L_q)3\phi_f^2 + I_d\phi_f^3 - \frac{4(L_d - L_q)C^2}{9p^2} = 0 \tag{3.13}$$

La trajectoire des courants de référence obtenu en fonction du couple de référence pour cette approche MTPA (ou MinCPT) est illustrée sur la Figure 3.2. On note que pour une MSAP à pôles saillants (figure (A)) du courant I_d négatif est présent dès la basse vitesse et contribue au couple, alors que pour une machine à pôles lisses (figure (B)) la trajectoire MTPA correspond à l'axe des ordonnées dans le plan I_d-I_q.

3.2.3 Défluxage a couple constant, zone 2

Quand la vitesse augmente la saturation de tension se resserre vers le point critique dans le plan I_d-I_q. Physiquement par la loi de Lenz, la haute vitesse de rotation d'une MSAP implique une grande force électromotrice (*f.e.m*). A partir d'une certaine vitesse de rotation (ici 6400 tr/min pour 120 N.m) cette *f.e.m* fait que la tension requise par la MSAP dépasse la limite de tension (qui dépend de la batterie et de la stratégie de MLI). Pour respecter cette tension maximale, le flux du rotor perçu par le stator doit être réduit. C'est-à-dire que la contribution de l'aimant au flux magnétique présent dans l'entrefer est diminuée. L'aimant produit un flux qui est permanent et qu'on ne peut pas directement

[39] Nous remarquons que dans la littérature certains auteurs utilisent l'approche I_d égale à 0 et I_q proportionnel au couple également pour des machines à pôles saillants. Cela peut être justifié par le fait que les références de courant sont obtenues plus facilement ou que la saillance est faible et que les pertes supplémentaires générées sont négligeables (par rapport à une stratégie MTPA).

réduire[40], et ainsi on génère par le stator un flux avec une composante qui s'oppose au flux du l'aimant, c'est le défluxage[41]. Pour cela du courant I_d négatif est appliqué et est solution de (2.51). L'obtention de cette équation est donnée en Annexe I.2 (déjà mentionnée dans le chapitre 2). Le courant I_q est ensuite déduit en injectant la solution de (2.51) l'équation du couple (3.3).

$$\begin{aligned} & I_d^4\left(-\left(L_d-L_q\right)^2 L_d^2\omega^2\right)+I_d^3\left(-2\Phi_f L_d^2\omega^2\left(L_d-L_q\right)-2L_d\omega^2\Phi_f\left(L_d-L_q\right)^2\right) \\ & \quad +I_d^2\left(-L_d^2\omega^2\Phi_f^2+\left(L_d-L_q\right)^2\left(V_{max}^2-\omega^2\Phi_f^2\right)\right) \\ & \quad +I_d\left(-2L_d\omega^2\Phi_f^3+2\Phi_f\left(L_d-L_q\right)\left(V_{max}^2-\omega^2\Phi_f^2\right)\right) \\ & \quad +\left(V_{max}^2-\omega^2\Phi_f^2\right)\Phi_f^2-\frac{4C^2L_q^2\omega^2}{9p^2}=0 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Cette zone de défluxage à couple constant est montrée sur la Figure 3.2. Pour une machine à pôles lisses la trajectoire suivie est horizontale et pour une MSAP à pôles saillants le courant I_q diminue lorsque du courant I_d négatif est ajouté car I_d contribue au couple via la saillance. Les techniques de défluxage existantes sont présentées dans la partie 3.3.

3.2.4 Défluxage en zone de saturation de courant, zone 3

Lorsque la vitesse augmente, et que la MSAP fonctionne en saturation de tension, du courant I_d négatif est ajouté pour défluxer tout en maintenant le couple de référence, jusqu'à ce que le point de fonctionnement arrive en saturation de courant. A partir de ce point le couple ne peut plus être maintenu pour des vitesses supérieures tout en respectant les limitations électriques. Comme montré sur la Figure 3.2, la trajectoire suivie en zone 3 quand la vitesse augmente est l'intersection entre la limite de tension et celle de courant. L'expression du courant I_d est donnée par (3.16) pour une MSAP à pôles lisses, et par (3.15) pour une MSAP à pôles saillants. Le courant I_q est ensuite calculé par (3.17). L'obtention des relations (3.16) et (3.15) est donné est Annexe N.

[40] En fait il est possible de faire varier le flux des aimants de certaines MSAP en faisant varier la magnétisation de ceux-ci par des actions brèves de fort défluxage ou fluxage. Dans [69] l'auteur présente l'exemple d'une telle machine. Toutefois ce type de machine est actuellement encore très peu utilisé de par la complexité de sa structure et de la commande. Un algorithme de défluxage doit quand même être employé car la variation du flux de l'aimant dans ce type de machine n'est pas effectuée en permanence mais plutôt par zone de fonctionnement. Finalement en réduisant le flux de l'aimant à haute vitesse cela réduit aussi le couple réalisé ou nécessite plus de courant I_q.

[41] C'est pour cela que certains constructeurs de voitures (par exemple Renault avec la ZOE) préfèrent utiliser une machine synchrone à rotor bobiné. Cette machine ne requiert pas de défluxage produit par flux inverse avec le stator, car le défluxage provient alors de la réduction du flux généré par l'inducteur au rotor qui est contrôlé directement. Cette génération du flux avec ce moteur facilite également la gestion des problématiques de sécurité de fonctionnement. Elle présente par contre les problématiques de pertes Joule au rotor, d'alimentation du bobinage inducteur (balais, ou à induction séparée) et de solidité de celui-ci à haute vitesse (la machine synchrone à rotor bobiné a un moins bon rendement et moins de puissance volumique et massique qu'une MSAP).

Pour une MSAP à pôles lisses :

$$I_d = \frac{V_{\max}^2 - \omega^2 \phi_f^2 - L_q^2 \omega^2 I_{\max}^2}{2 L_d \omega^2 \phi_f} \tag{3.15}$$

Pour une MSAP à pôles saillants :

$$I_d = \frac{L_d \phi_f}{L_d^2 - L_q^2} + \frac{\sqrt{L_d^2 \phi_f^2 - (L_d^2 - L_q^2)(\phi_f^2 + L_q^2 I_{\max}^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega^2})}}{L_d^2 - L_q^2} \tag{3.16}$$

Le courant I_q est ensuite donnée par :

$$I_q = \sqrt{I_{\max}^2 - I_d^2} \tag{3.17}$$

Si le point critique est à l'extérieur de la zone de saturation de courant alors quand la vitesse augmente le point des références de courant suit cette trajectoire (zone 3) jusqu'à ce que le couple généré s'annule. A partir de cette vitesse (théorique en mode moteur car le couple est nul) il n'existe plus d'intersection entre l'espace des points des fonctionnements admissibles qui respectent la saturation de tension (3.4) et celui qui respecte la saturation de courant (3.5). Autrement dit, si le point critique est de norme supérieure à la limite de courant alors à partir d'une certaine vitesse le problème donné par les équations (2.3), (3.2), (3.4) et (3.5) n'admet plus de solution. La vitesse de la machine est dans ce cas limitée électriquement.

3.2.5 Défluxage à très haute vitesse (MTPV), zone 4

Si le point critique est inférieur à la saturation de courant alors cela implique qu'il est possible de générer un flux dont la composante sur l'axe d compense totalement la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer. Lorsque du courant I_d est ajouté pour défluxer il arrive un moment où tout le flux de l'aimant est défluxé et il n'est plus nécessaire d'ajouter du courant I_d négatif pour respecter la limite de tension. Un tel courant peut toutefois être ajouté pour générer du couple dans le cas d'une MSAP à pôles saillants. Ainsi à partir du moment où le courant I_d est suffisant pour compenser totalement le flux de l'aimant dans l'entrefer, on suit la trajectoire MTPV (*Maximum Torque Per Volt*). Dans ce cas les courants I_d et I_q sont donnés respectivement par (3.18) et (3.19) avec (3.20) et (3.21). Cette stratégie permet de générer le couple au plus proche du couple de référence tout en respectant les limites de tension et courant. Quand la vitesse tend vers l'infini cette trajectoire tend vers le point critique et reste contenue dans les limites électriques et ainsi la vitesse n'est théoriquement pas limitée par ces saturations. On peut observer ces trajectoires sur la Figure 3.2. On observe que dans le cas d'une MSAP à pôles lisses cette trajectoire est verticale et correspond à une saturation du courant I_d à la valeur de défluxage total. Pour une machine à pôles saillants cette trajectoire autorise de défluxer au-delà du point critique car le courant I_d génère du couple et elle tend vers le point citrique également quand la vitesse tend vers l'infini. Ici quel que soit la vitesse il y a du

couple positif présent et qui tend vers 0 quand la vitesse augmente. L'obtention des relations (3.18), (3.19), (3.20) et (3.21) est donnée en Annexe O.

$$I_d = \frac{\left(\frac{V_q}{\omega} - \phi_f\right)}{L_d} \tag{3.18}$$

$$I_q = -\frac{V_d}{L_q \omega} \tag{3.19}$$

Avec :

$$V_q = \frac{\phi_f - \sqrt{{\phi_f}^2 + V_{\max}^2 \, 8\left(\frac{L_d - L_q}{L_q \omega}\right)^2}}{-4\left(\frac{L_d - L_q}{L_q \omega}\right)} \tag{3.20}$$

$$V_d = -\sqrt{V_{\max}^2 - V_q^2} \tag{3.21}$$

On note que pour une MSAP à pôles lisses les références de courant avec la stratégie MTPV deviennent (3.22) et (3.23).

$$I_d = \frac{-\phi_f}{L_d} \tag{3.22}$$

$$I_q = \frac{V_{\max}}{L_q \omega} \tag{3.23}$$

Ainsi suivre la trajectoire MTPV permet à haute vitesse de générer plus de couple avec une norme de courant plus petite (et ainsi moins de pertes) que si le point de courant de référence continuait à suivre l'intersection entre les limites de tension en courant (zone 3). C'est la solution optimale qui maximise le couple en minimisant la norme de courant requise et en respectant les limites de courant et tension. Dans la littérature (voir partie 3.3) la stratégie MTPV est rarement incluse dans le contrôle et la commande donne des références qui restent sur la zone 3 lors de l'augmentation de la vitesse. Il existe des techniques de défluxage qui tiennent compte de la stratégie MTPV à haute vitesse et sont présentées dans la partie 3.3.3. Nous proposons dans la partie 3.4 une stratégie de commande qui inclut la trajectoire MTPV.

3.2.5.1 Remarque sur les risques de démagnétisation

Lors d'un fonctionnement à fort défluxage (par exemple en sur-défluxage pour une MSAP à pôles saillants fonctionnant sur la trajectoire MTPV) il y a un risque de démagnétiser les aimants. Ce risque en fonctionnement de défluxage des MSAP est détaillé dans [70]. Le risque de démagnétisation plus spécifiquement en fonctionnement MPTV est mentionné dans [67].

Ce phénomène arrive si le champ inverse appliqué sur l'aimant dépasse son champ coercitif. Ce dernier varie avec la température. Ainsi le risque de démagnétisation arrive principalement en cas de fort défluxage à haute température, qui est ainsi un des éléments dimensionnant pour le système de refroidissement.

Concernant la conception de la machine, la structure de celle-ci impacte les lignes de champs par lesquelles se reboucle le flux : par exemple dans une machine à aimants enterrés le flux envoyé par le stator peut se reboucler par le fer du rotor (plutôt que par l'aimant, ce qui endommagerait ce dernier) plus facilement qu'avec une MSAP à aimants surfaciques.

Concernant la stratégie de contrôle la limite de courant peut tenir compte du courant maximum avant démagnétisation. Une autre possibilité est de rajouter cette limite spécifiquement sur le courant I_d. Finalement l'utilisation de la stratégie MTPV induit moins de risque de démagnétisation à haute vitesse que les algorithmes usuels, qui ne tiennent pas compte de cette trajectoire, et qui défluxent de manière plus importante en restant en zone 3 sur la limite de courant.

3.3 Techniques de défluxage existantes

L'objectif est de générer un vecteur courant de référence (ou bien des références de couple et de flux) qui respecte les limites électriques tout en donnant le couple de référence, ou le couple le plus proche de ce couple de référence (le couple le plus grand possible si la consigne est trop élevée), et en minimisant la norme de courant requise pour réaliser cela.

3.3.1 Calcul direct analytique

Un algorithme de résolution analytique du problème est proposé dans l'encadré ci-dessous. Celui-ci est long à calculer et n'est donc pas utilisable en temps réel. On peut cependant l'utiliser pour précalculer un tableau des références de courant en fonction du point de fonctionnement couple/vitesse désiré. Une illustration de ce tableau est présentée en Figure 3.3. Les courbes sont les références de courant (I_{dref}, I_{qref}) en fonction de la vitesse, pour des consignes de couple allant de 10 N.m (en bleu) à 136 N.m (en rouge) avec un pas de 10 N.m, qui sont ensuite saturées aux points de fonctionnements réalisables. Enregistrer un tel tableau nécessite de la mémoire sur la carte de contrôle. De plus cette stratégie de commande est très sensible aux variations des paramètres et à la précision du modèle utilisé.

Début

$$fonction\ objectif = \min(I_d^2 + I_q^2)$$

Contraintes :

$$\left(RI_d - L_q\omega I_q\right)^2 + \left(RI_q + L_d\omega I_d + \omega\phi_f\right)^2 - \left(\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}\right)^2 \leq 0$$

$$I_d \leq 0$$

$$\frac{3}{2}p\left(\phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q - C = 0$$

Si $\sqrt{(I_d^2 + I_q^2)} > I_{max}$ **OU** (pas de solution au problème précédent)

Alors

$$fonction\ objectif = \max(\frac{3}{2}p\left(\phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q)$$

Contraintes

$$\left(RI_d - L_q\omega I_q\right)^2 + \left(RI_q + L_d\omega I_d + \omega\phi_f\right)^2 - \left(\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}\right)^2 \leq 0$$

$$\left(I_d^2 + I_q^2\right) - I_{max}^2 \leq 0$$

$$I_d \leq 0$$

Fin

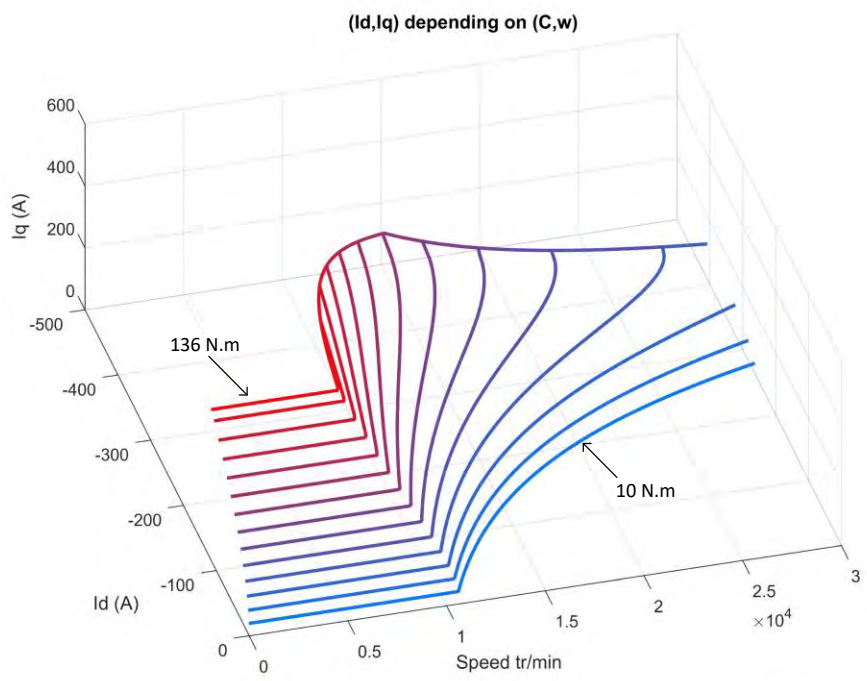


Figure 3.3 Illustration du calcul analytique des références de courant en fonction du point de fonctionnement couple/vitesse

3.3.2 Classification des techniques de défluxage

Différentes stratégies de défluxage existent dans la littérature. Dans [71] et [72] les auteurs proposent un état de l'art des différentes techniques de défluxage. Nous proposons de classer ces stratégies de la manière suivante :

- Algorithme direct en boucle ouverte[42] par calcul direct analytique (voir partie précédente 3.3.1). [73], [74], (Figure 3.4, (A))
- Avec une approche par tableau, appelé LUT (Look Up Tables) (Figure 3.4, (A)) et des considérations de couple et de flux : TFC (Torque and Flux Control). [67], [75], [76], [77]. (Figure 3.4, (E))
- Avec un seul régulateur pour la boucle de courant : SCR (Single Current Regulator) [61]–[64], (Figure 3.4, (B))
- Avec une commande vectorielle du courant et une régulation sur :
    - Sur la norme de tension [78] :
        - avec modification de l'angle du vecteur courant [79], [80], (Figure 3.4, (C))
        - avec modification de la valeur du courant I_d.[81], [82], (Figure 3.4, (D))
    - Sur l'erreur de tension [83], (Figure 3.4, (F))
    - Sur les temps d'application des vecteurs tension de l'onduleur [84], (Figure 3.4, (G))

Les schémas décrivant le fonctionnent de ces stratégies sont montrés sur la Figure 3.4. Les remarques suivantes concernant ces techniques peuvent être formulées.

Le calcul direct réalisé de manière analytique (voire partie précédente 3.3.1) a l'avantage de proposer des réponses rapides et stables, mais il est sensible à la variation des paramètres et du modèle. De plus il ne garantit pas le respect des limites par une boucle de rétroaction et inclut rarement la stratégie MTPV pour faciliter le calcul. Une solution proposée est d'utiliser un algorithme hybride avec ce calcul direct en *feedforward* associé à un algorithme *Online-tracking* [71] pour optimiser la valeur des références de courant. Dans [73] et [74] les auteurs calculent en temps réel de manière analytique les références de courant respectivement pour une MSAP à pôles lisses et une MSAP à pôles saillants, avec commutation d'algorithmes entre les trajectoires. Cependant ils ne tiennent pas compte de la trajectoire MTPV.

La commande TFC utilise des LUT obtenues expérimentalement et prend ainsi en compte plus facilement la variation des paramètres en fonction du point de fonctionnement (par exemple la saturation des inductances). Cependant cette approche est dépendante du moteur et demande de réaliser un ensemble d'expériences au préalable (et donc plus long à mettre en place que d'autres commandes), ou de générer les LUT avec une approche par éléments fins. Les sorties des LUT sont des consignes de couple et flux qui peuvent directement être utilisées par une commande DTC (voir chapitre 2, et exemple

[42] Nous parlons ici d'une boucle ouverte par rapport à une mesure (ou estimation) sur la tension (ou le flux) de référence. La boucle de courant reste celle abordée au chapitre 2.

dans [67]) ou converties en des consignes de courants de référence comme dans [75], [76], [77] . Dans [76], [77] la TFC est utilisé en boucle ouverte. Dans [75] une régulation sur l'erreur de la tension vient corriger la référence de flux.

La commande par SCR facilite la prise en compte de la saturation de tension par la boucle de courant à haute vitesse. Le correcteur agit sur l'angle du vecteur tension dont la norme est fixée à la tension maximale. Les articles [61]–[64] proposent l'utilisation d'un SCR et sont commentés dans le chapitre 2 partie 2.3.2.2.3. Cette stratégie présente une faible stabilité et une forte sensibilité aux paramètres du régulateur. De plus la limite de courant n'est pas prise en compte car seul le courant de l'axe d est contrôlé. Finalement le SCR nécessite de commuter sur un autre algorithme de contrôle lorsque la MSAP fonctionne hors saturation de tension. Par exemple une commande vectorielle dont les références de courant sont données par la stratégie MTPA.

L'approche se basant sur la régulation de la norme de tension donnée par la commande vectorielle des courants est la plus conventionnelle, et est proposée par [78]. Le correcteur sur la tension modifie l'angle du vecteur courant de référence (voir [79] et [80]), ou modifie directement le courant de référence de l'axe d (voir [85] et [82]). Cependant dans le premier cas si la norme de référence de courant est plus faible que le défluxage nécessaire (par exemple si la consigne de couple est petite pour réduire la vitesse), alors modifier seulement l'angle du courant ne permet pas de générer le courant I_d requis pour assurer le respect de la limite de tension. Le second cas nécessite de rajouter une saturation particulière du courant, qui assure que celui-ci ne dépasse pas la limite de courant et tout en assurant le défluxage pour respecter la limite de tension. Dans [78] l'auteur propose cette manière de saturer le courant et c'est la méthode que nous choisissons (voir partie 3.4.2.1).

Les régulations sur l'erreur de tension [83], et sur les temps d'application des vecteurs tension de l'onduleur [84], se basent la surmodulation (zone non linéaire de l'onduleur) ce qui permet d'augmenter la tension maximale disponible au détriment d'harmoniques de courant supplémentaires. Ces deux méthodes requirent également des filtres passe bas (respectivement sur les mesures de tension ou des temps d'application des vecteurs tension) qui affectent les performances dynamique. Finalement la méthode de génération des références de courant avec régulation sur la norme de tension donne le choix aussi de sur-moduler en modifiant la valeur de la saturation de tension incluse dans la commande, alors que ces 2 méthodes imposent une sur-modulation.

Nous notons que la majorité des articles (sauf ceux avec LUT) qui sont cités incluent une régulation de vitesse ou prennent une norme de courant comme référence d'entrée. La stratégie MTPA est ainsi plus souvent employée que celle MinCPT.

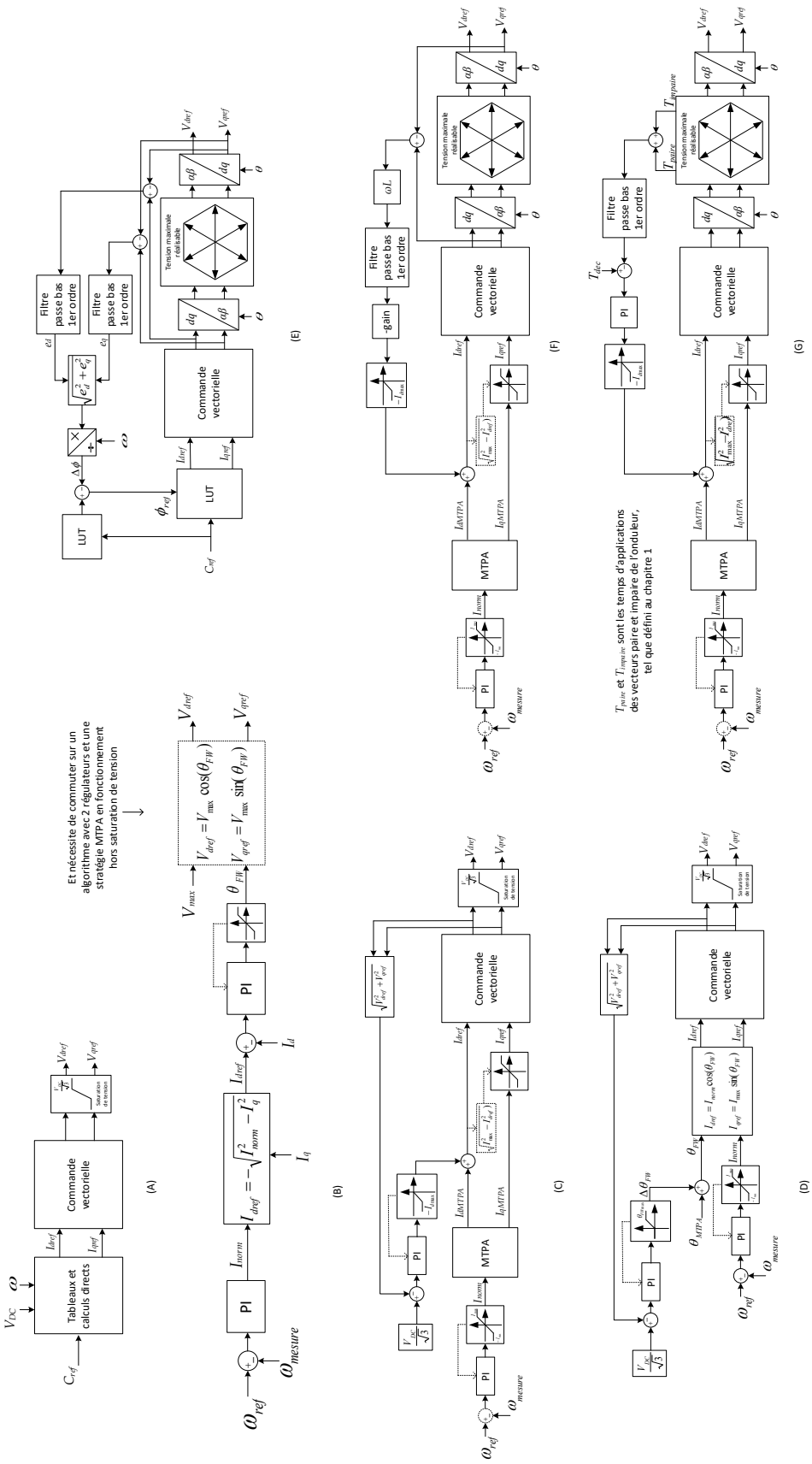


Figure 3.4 Techniques de défluxage existantes

3.3.3 Les stratégies de commande qui incluent la trajectoire MTPV pour une MSAP en régime de très haute vitesse

A partir de l'étude bibliographique des techniques de défluxage présentées ci-dessus nous avons choisi d'utiliser celle avec régulation sur la norme de tension. Cependant si le point critique, c'est-à-dire le courant I_d de défluxage total, se situe à l'intérieur du cercle de limite de courant, alors cette stratégie ne suffit plus pour monter en vitesse. Cette technique de défluxage ajoute du courant I_d négatif tant que la saturation de tension n'est pas respectée, ce qui mène le point de fonctionnement à opérer en zone 3 en régime de haute vitesse, alors que la trajectoire MTPV est la solution optimale à ce moment, comme montré dans la partie 3.2.5.

Nous cherchons une stratégie de génération des consignes de courant capable de suivre la trajectoire MTPV en régime de haute vitesse. La littérature propose pour ce type de défluxage les méthodes suivantes.

Le calcul analytique direct (voir 3.3.1) peut prendre en compte la trajectoire MTPV, mais avec les désavantages décrits précédemment.

Dans [86] et [87] les auteurs proposent de générer les consignes de courant en commutant d'algorithme sur des trajectoires pré-calculées et enregistrées dans des LUT. Dans [67], [76] et [77] les auteurs utilisent la méthode TFC avec des LUT générés expérimentalement. Les méthodes tabulées sont soit sensibles au modèle et aux paramètres si elles sont générées analytiquement, soit elles nécessitent de réaliser des expériences au préalable et sont dépendantes du moteur. Finalement la carte de contrôle nécessite une capacité de mémoire suffisante pour enregistrer les LUT.

Dans [88] et [89] un défluxage par régulation sur la norme de la tension donnée par la commande vectorielle est réalisée. A haute vitesse en zone MTPV ils commutent respectivement sur une LUT qui contient la trajectoire MTPV, et sur un calcul analytique de la trajectoire MTPV.

La technique de défluxage avec un régulateur de courant unique, SCR, est proposée dans [63] et [64], avec les mêmes problématiques que précédemment. Dans [61] et [62] est expérimenté une méthode plus stable avec la tension V_{qref} pré-calculée et enregistrée dans une LUT pour le fonctionnement de la machine en MTPV, et requiert aussi de commuter sur un algorithme à deux régulateurs à basse vitesse.

Une commande prédictive globale de type FS-MPC (voir chapitre 2) est proposée dans [90]. Les limites électriques sont prises en compte par des fonctions « coût » qui modifient le critère de choix du vecteur tension. Le temps de calcul, en incluant la trajectoire des références de courant est important. Cela pénalise la commande FS-MPC par rapport à l'utilisation d'une MLI, puisqu'elle est restreinte aux vecteurs de l'onduleur et ainsi a besoin de modifier les références de tension rapidement dans le cas d'un contrôle de MSAP en régime de haute vitesse.

Notre proposition est donnée dans la partie 3.4 et se base sur une gestion dynamique de la saturation de courant.

3.4 Stratégie de défluxage pour MSAP en régime de haute vitesse avec considération des limites électriques

3.4.1 Points de fonctionnement atteignables dans le plan couple-vitesse

Nous voulons calculer une saturation du couple de référence de manière à ce que le couple de consigne donné par l'utilisateur (ou une régulation de vitesse) soit limité aux points de fonctionnements réalisables par la chaine de conversion électromécanique. Sur la Figure 3.5 sont tracées les limites des points de fonctionnements réalisables[43] suivant les limites considérées (détaillées ci-après). Les paramètres utilisés sont ceux de la MSAP à pôles saillants du Tableau 1.1 du chapitre 1.

La limite de couple maximal est tracée en trait-plein-bleu calculée à partir de la stratégie MTPA (voir (3.9) et (3.10)), de l'équation du couple (3.3), et de la valeur de la limite de de courant I_{max} (pour rappel de 500A). On observe que le couple maximum vaut ici 136 N.m. On ne tient pas compte ici des limites mécaniques de maintien des aimants et de solidité de la MSAP à fort couple et basse vitesse. La limite de courant est donnée ici pour un fonctionnement de la MSAP en régime permanent. Toutefois comme discuté dans la partie 3.2.1 cette limite dépend de la température. Ainsi dans [65] l'auteur montre qu'il est possible d'améliorer les performances de la MSAP à l'aide d'une gestion dynamique de la saturation de tension en fonction de la température et en synthétisant un observateur de la température de la machine. Cela requiert néanmoins plus de temps de calcul et un modèle thermique de la MSAP. Finalement nous ne tenons pas compte de la limite thermique de l'onduleur en régime permanent à vitesse nulle. En réalité le système de refroidissement de l'onduleur est dimensionné pour un fonctionnement à vitesse non nulle de la machine, ce qui fait que les courants sont triphasés sinusoïdaux et les pertes dans l'onduleur sont équitablement réparties entre les IGBT des 3 bras. Toutefois lorsque l'on demande une consigne de couple maximal et que la machine est à l'arrêt, le courant des phases est constant (la machine ne tourne pas) et les composants passants de l'onduleur à ce moment sont plus sollicités thermiquement que les autres. Ainsi le couple maximal peut être délivré à l'arrêt mais seulement pendant un certain temps (qui dépend du système de refroidissement) et non en régime permanent. Cela ne pose en général pas de problème car avec un fort couple la MSAP se met à tourner et les courants se répartissent ensuite alternativement entre les bras de l'onduleur. Cependant nous mentionnons quand même ce phénomène pour ne pas oublier que le point à couple maximum et vitesse nulle n'est pas réalisable en régime permanent avec un système de refroidissement commun de l'onduleur.

La courbe tirets-bleus correspond à la limite de tension i.e. au couple atteignable hors défluxage, c'est à dire avec un courant I_d nul. Nous observons notamment que sans

[43] Les points de fonctionnement réalisables sont ceux sous les limites i.e. avec des valeurs de couple inférieures.

réduction du flux de l'entrefer la vitesse maximale atteignable est de 10800 tr/min alors que la vitesse est théoriquement non limitée électriquement pour cette machine comme discuté dans la partie 3.2.5. Cela confirme la pertinence d'utiliser une stratégie de défluxage dans la commande de la MSAP pour profiter d'une large de plage de fonctionnent en vitesse et utiliser pleinement les capacités de cette machine. Nous faisons remarquer que ce tracé ne correspond pas exactement à la zone 1 (trajectoire MTPA) de la Figure 3.2 pour cette MSAP, car elle est à pôles saillants et que même à basse vitesse on défluxe déjà légèrement pour profiter du couple de réluctance.

Toujours sur la Figure 3.5 la courbe en rouge-pointillé correspond au couple réalisé lorsque la MSAP fonctionne en saturation de courant et en saturation de tension (zone 3). C'est cette trajectoire que suivent en fonctionnement de réduction du flux, les algorithmes classiques de défluxage de la littérature (§ 3.3). Nous avons vu dans la partie 3.2.4 que suivre cette trajectoire annule le couple à très haute vitesse puis ne donne plus de vecteur courant solution du système d'équation, présenté en Annexe N, qui respecte les limites électriques.

La courbe tracée en trait-plein-rouge est la trajectoire MTPV (§ 3.2.5). Nous confirmons que quand la vitesse est très grande, cette stratégie génère plus de couple que l'approche classique qui est de continuer à opérer sur l'intersection entre la limite de tension et celle de courant (rouge pointillés). Ainsi à haute vitesse fonctionner à courant maximal et tension maximale ne donne pas la puissance maximale ! L'approche MTPV est celle qui profite pleinement des capacités de la MSAP à haute vitesse et est équivalente une limite de puissance. Dans la suite de ce chapitre est présenté notre proposition d'algorithme de commande pour suivre de la trajectoire optimale des courant (donc en tenant compte aussi la trajectoire MTPV) quel que soit le point de fonctionnement couple/vitesse.

En considérant parmi ces courbes celle qui maximise le couple pour chaque point de fonctionnement, on obtient l'enveloppe globale des points de fonctionnements réalisables en respectant les limites de courant et tension.

On remarque que la zone 2 de la Figure 3.2 n'est pas une limite globale sur les point de fonctionnement réalisables ainsi elle n'est pas représentée sur la Figure 3.5. C'est une zone où la MSAP fonctionne lorsque la consigne de couple n'est pas le couple maximal (donc la MSAP n'opère pas directement en saturation de courant) mais que la saturation de tension est atteinte. Un exemple de fonctionnement en zone 2 (défluxage à couple constant) dans le plan couple vitesse peut être observée sur la Figure 3.12 dans la partie 3.4.3.2.

Sur la Figure 3.5 sont également montrés deux exemples d'iso-puissances : en traits-cyans une limite de puissance de 90 kW et en traits-verts une limite de puissance de 120 kW. Elles sont tracées à titre d'exemple pour mieux appréhender le calcul de la saturation de couple.

Nous observons que la courbe illustrant le fonctionnement en saturation de courant et de tension (courbe en pointillés rouges, trajectoire en zone 3 décrite à la partie 3.2.4) ne correspond pas à une courbe iso-puissance. Nous voyons notamment que dès que la

MSAP entre en zone de saturation de tension, quand la vitesse augmente (le début la courbe en pointillés rouge), que la limite de couple est régulière (elle est arrondie et n'est pas un « coin »). Classiquement, pour décrire une caractéristique couple/vitesse d'une MSAP destinée à la traction électrique, on parle dans l'industrie de zone à couple constant pour les basses vitesses puis de zone à puissance constante pour les hautes vitesses. Toutefois on observe qu'en considérant seulement les limites électriques (tension et courant) dans la commande on n'obtient pas ces points de fonctionnement. Opérer à tension maximale et courant maximal à la vitesse du point de fonctionnement nominal donne la puissance maximale mais ne correspond pas à une limite de puissance constante. On peut néanmoins définir une limite de puissance supplémentaire due à la batterie ou à des exigences mécaniques, plutôt que due aux limites électriques. Si cette limite de puissance est au-delà de l'enveloppe de couple des points de fonctionnement réalisable (par exemple la courbe verte à 120 kW) alors il faut tenir compte dans la consigne de couple de référence que le point de fonctionnement à l'intersection du couple maximum et de la limite de puissance (le « coin » en haute à droite) n'est pas atteignable en régime permanent en réalité, si l'on désire respecter les limites de courant et tension. Inversement, si la limite de puissance est à l'intérieur de l'enveloppe des points de fonctionnement réalisables en considérant les limites de courant et tension (par exemple la courbe cyan à 90 kW), alors il est nécessaire d'inclure cette limite de puissance dans l'algorithme de commande, car sinon ce dernier va donner des points de fonctionnement de références qui sont inatteignables si l'on désire respecter la limite de puissance. Nous notons que les algorithmes de la littérature (présentés dans la partie 3.3) ne tiennent pas compte de cette limite de puissance en général. Nous proposons de l'inclure dans notre algorithme de contrôle présenté dans la suite du chapitre.

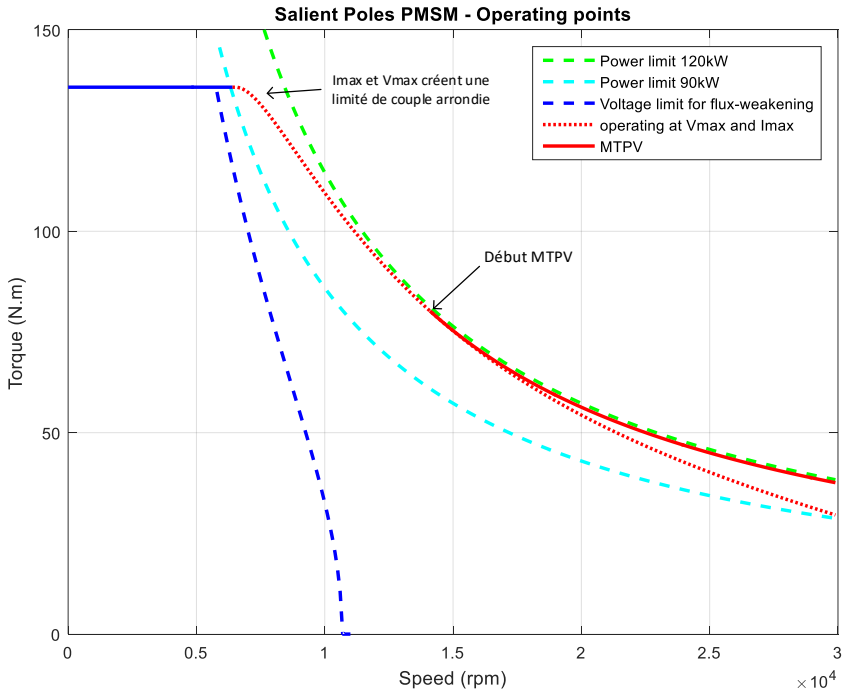


Figure 3.5 Limites des points de fonctionnement réalisables, dans le plan couple vitesse, pour une MSAP à pôles saillants

Nous voulons réaliser un algorithme pour piloter la MSAP de manière à ce qu'elle puisse atteindre l'ensemble des points de fonctionnement réalisables en respectant les limites de courant, tension et puissance. A partir des courbes de la Figure 3.5 nous réalisons un masque de saturation du couple en fonction de la vitesse. Celui-ci correspond à l'enveloppe globale entre le couple maximum à basse vitesse, puis la zone de fonctionnement en saturation de courant et tension, et finalement la trajectoire MTPV à haute vitesse. Si la limite de puissance due à la batterie est plus contraignante que cette enveloppe de couple (exemple du cas à 90 kW) alors le masque de saturation est modifié pour inclure cette limite supplémentaire. Des résultats de simulation de l'algorithme de commande avec utilisation de ce masque sont donnés en partie 3.4.3 .

3.4.1.1 Remarques

Si l'entrée est une consigne de vitesse qui est régulée, et que la sortie de ce correcteur est une norme de courant alors la limite de puissance peut être appliquée comme une saturation de courant I_q dans le cas d'une MSAP à pôles lisses. Dans le cas d'une MSAP à pôles saillants, la limite de puissance peut être appliquée comme une limite sur la norme de courant total en sortie du régulateur de vitesse. Pour cela il faut résoudre l'équation MinCPT (3.13) avec le couple C égal au couple image de la limite de puissance, puis en déduire le courant I_q par (3.3) et obtenir la norme de courant total image de la limite de puissance pour une MSAP à pôles saillants.

Concernant le choix entre MTPA et MinCPT : pour une MSAP à pôles saillants MSAP si la référence en entrée de la commande est une référence de couple ou que la limite de puissance est contraignante, alors (3.13) doit être résolu sinon la stratégie MTPA ((3.9) et (3.10)) peut être utilisée.

3.4.2 Stratégie de défluxage pour MSAP à pôles saillants en régime de haute vitesse

3.4.2.1 Stratégie de défluxage avec consigne de vitesse

Dans cette partie nous voulons générer des consignes de courant permettant de suivre la trajectoire décrite à la partie 3.2 car elle permet d'obtenir un couple au plus proche du couple de référence tout en minimisant la norme du courant et en respectant les limites électriques.

Nous abordons dans cette partie le cas où la consigne donnée par l'utilisateur est une consigne de vitesse. Dans ce cas l'algorithme de contrôle inclut une régulation de vitesse. On note ω_{ref} la vitesse de rotation de référence et ω_{mesure} la vitesse de rotation mesurée. Nous choisissons d'utiliser un algorithme MTPA pour calculer les courants I_d et I_q de référence à basse vitesse, plutôt qu'une stratégie MinCPT plus complexe (voir partie 3.2.2.1), et ainsi on définit la sortie du régulateur de vitesse comme une norme de courant.

Nous proposons en Figure 3.6 le schéma d'un premier algorithme de défluxage qui se fonde sur une régulation de la norme de tension, qui est une technique de défluxage classique dans la littérature (voir partie 3.3). La boucle de courant est réalisée par une

commande vectorielle décrite au chapitre 2. Nous rappelons qu'elle a une bande passante de 100 Hz avec les régulateurs RST, et nous avons observé qu'elle est même plus rapide avec la commande prédictive-optimale. La fréquence d'échantillonnage est calée sur la fréquence de découpage de 8 kHz. La fréquence maximale des courants est de 1 kHz à 30000 tr/min. Le régulateur sur la norme de la tension, pour le défluxage, est calculé en cascade par rapport à la boucle de courant avec une bande passante de 10 Hz, ce qui reste rapide devant le mode mécanique (1,2 Hz). La stratégie de contrôle de l'onduleur utilisée est une MLI vectorielle, présentée au chapitre 1, qui permet l'extension maximale de la limite de tension pour une utilisation linéaire de l'onduleur.

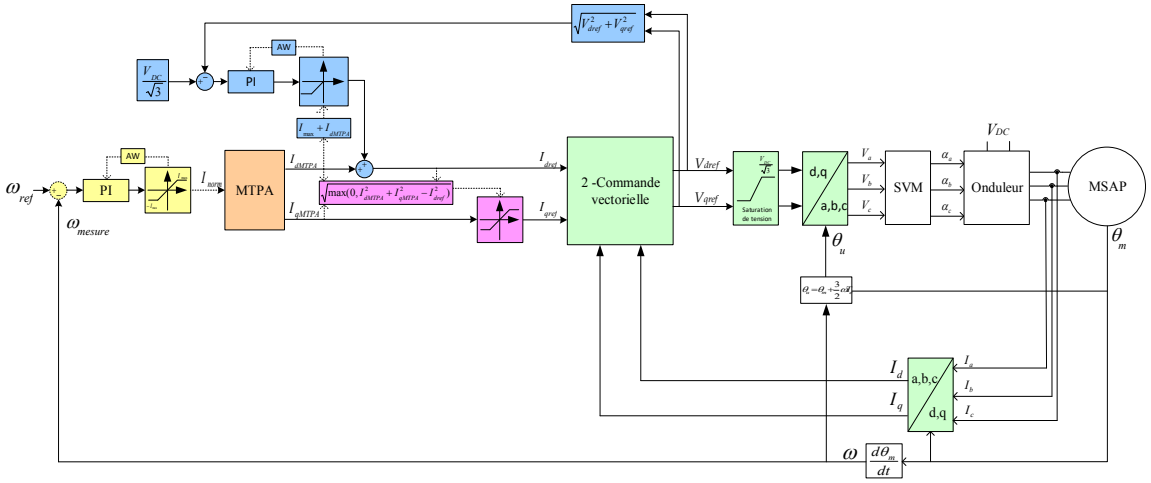


Figure 3.6 Schéma de la commande d'une MSAP avec calcul des références de courant par algorithme de défluxage par régulation sur la norme de la tension

Cette technique de calcul des références de courant (schéma Figure 3.6) suit à basse vitesse la trajectoire MTPA (3.9) et (3.10). Quand la vitesse augmente et que la saturation de tension est atteinte, la régulation sur la norme de tension génère une consigne de courant I_d négatif pour défluxer. Pour cela on mesure la norme de la tension de consigne en sortie de la commande vectorielle, et cette mesure est réalisée avant l'application de la saturation de tension. On compare ensuite cette norme de tension à la limite de tension maximale V_{max} (donnée dans le schéma pour l'exemple d'une MLI vectorielle). Le courant I_d de référence en sortie de la boucle de défluxage est saturé de manière à être négatif ou nul. Cela signifie que le correcteur ne prend en compte l'erreur sur la norme de tension que si la tension de consigne dépasse la tension de référence (cas dans lequel il faut défluxer), sinon si la tension de consigne est inférieure à V_{max}, alors la saturation en sortie du correcteur donne zéro. Cette saturation sur le courant, donné par le correcteur de défluxage, est fixée par (3.24) et (3.25).

$$I_{d_défluxage_saturation_borne_supérieure} = 0 \tag{3.24}$$

$$I_{d_défluxage_saturation_borne_inférieure} = -(I_{max} + I_{dMTPA}) \tag{3.25}$$

Où $I_{d_défluxage_saturation_borne_inférieure}$ et $I_{d_défluxage_saturation_borne_supérieure}$ sont les bornes inférieure et supérieure de la saturation du courant en sortie du régulateur sur la norme de tension (et avant addition avec le courant I_{dMTPA}). I_{dMTPA} est le courant I_d donné

par la stratégie MTPA[44] qui permet de profiter du couple de réluctance même en fonctionnement hors saturation de tension (quand la régulation de défluxage donne 0). Le courant I_d donné par la régulation de tension (limité par (3.24) et (3.25)) est ensuite additionné au courant I_{dMPTA} pour donner le courant final de référence I_{dref}. On note que ce dernier respecte donc la limite de courant maximale I_{max} (grâce à (3.24) et (3.25)).

Si ce courant I_d final de référence est inférieur à la norme totale du courant demandé initialement par la régulation de vitesse I_{norm} alors le courant I_{qref} est réduit par une saturation variable de manière à conserver cette norme de courant initiale I_{norm} demandée par la régulation de vitesse. L'équation de cette saturation est donnée en (3.26). Sinon on annule le courant I_{qref} et on applique tout le courant I_{dref}, demandé par le défluxage et la stratégie MTAP, qui au total est saturé au à la limite maximale de courant $I_{max.}$ Ainsi hors saturation de courant c'est l'angle du vecteur courant qui est en fait modifié par le défluxage. La régulation de vitesse augmentera ensuite la norme de courant s'il est nécessaire de générer du couple. Ainsi quand la limite de courant I_{max} est atteinte le couple chute car la consigne de courant est l'intersection entre la limite de tension et la limite de courant et cela jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de couple (zone 3 sans passage à la trajectoire MTPV). Cet algorithme limite cependant la montée en vitesse si le point critique se situe l'intérieur de la limite de courant. Dans ce cas il est nécessaire de passer sur une stratégie MTPV comme décrit en partie 3.2.5.

$$saturation_I_q = \pm\sqrt{\max(0, I_{dMTPA}^2 + I_{qMTPA}^2 - I_{dref}^2)} \tag{3.26}$$

Où I_{qMTPA} est le courant demandé sur l'axe q par la stratégie MTPA et I_{dref} le courant final de référence sur l'axe d.

Pour éviter les problèmes liés à la commutation d'algorithmes entre un algorithme de défluxage classique (zone 3) et un algorithme qui suit la trajectoire MPTV, nous proposons ici de remplacer la limite de courant fixée à I_{max} par une limite de courant variable qui tient compte de la stratégie MTPV. Cela impacte donc les saturations sur le courant I_d en sortie du régulateur de tension (3.25), et sur le courant I_{norm} en sortie du régulateur de vitesse (qui était saturé à $\pm I_{max}$). Ces changements sont indiqués par des cadres rouges sur la Figure 3.7. Le schéma sur la Figure 3.7 présente l'algorithme de contrôle avec régulation de vitesse et technique de défluxage, fondé sur une régulation de la norme de la tension, et avec variation de la limite de courant en considérant la trajectoire MTPV. On choisit de saturer la norme de courant totale à la valeur minimale entre la norme de courant maximale I_{max}, qui est fixe (celle de la partie 3.2.1), et une nouvelle limite de courant virtuelle correspondant à la norme de courant demandée par la stratégie MTPV, i.e. la norme du courant (I_d,I_q) avec I_d calculé par (3.18) et I_q calculé par (3.19) (et avec (3.20) et (3.21)). La trajectoire MTPV correspond donc maintenant à une intersection entre la limite de tension (3.7) et la nouvelle limite virtuelle du courant, ce que l'algorithme de défluxage précédent (celui de la Figure 3.6) sait suivre. Cela peut être imagé par une modification de la zone 3 de manière à ce que celle-ci suive la trajectoire MTPV à haute vitesse, et puisque l'algorithme de défluxage avec régulation sur la norme de tension sait suivre la zone 3, on

[44] On rappelle que le courant I_{dMTPA} est négatif, voir partie 3.2.2.1

obtient donc un algorithme qui suit également la zone 4 à haute vitesse sans devoir commuter sur un autre algorithme.

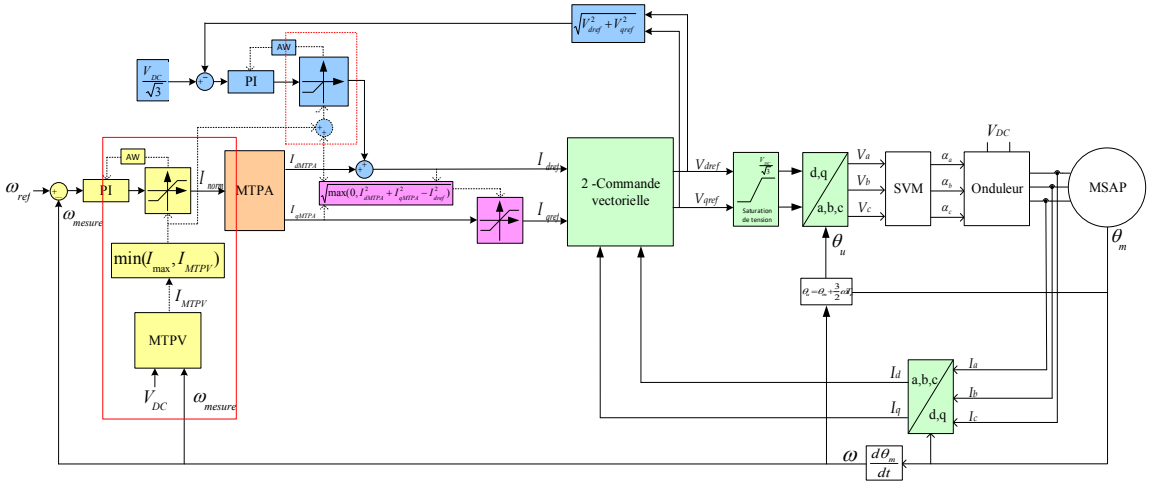


Figure 3.7 Schéma de la commande d'une MSAP avec calcul des références de courant par algorithme de défluxage par régulation sur la norme de la tension, et avec une saturation de courant variable en considérant la trajectoire MTPV

Ainsi dans le cas où le point critique est à l'intérieur de la saturation de courant nous arrivons à générer des consignes de courant quelle que soit la vitesse, et sinon jusqu'à la vitesse maximale, de manière à atteindre un point de fonctionnement au plus proche du couple demandé tout en minimisant la norme du courant et en respectant les limites de tension et courant.

Remarque : il est possible d'inclure une sur-modulation avec cette technique de défluxage en modifiant la valeur de la tension de référence pour la régulation de tension, et en changeant la valeur de tension en sortie de la boucle de courant en conséquence.

3.4.2.2 Stratégie défluxage avec consigne de couple

Dans cette partie nous présentons un algorithme de calcul des références de courant similaire à celui présenté dans la partie précédente mais dont l'entrée est une consigne de couple donnée par l'utilisateur, ce qui est généralement le cas pour les applications automobile. Le schéma de la commande est donné sur la Figure 3.8. La trajectoire MTPV est incluse dans cet algorithme.

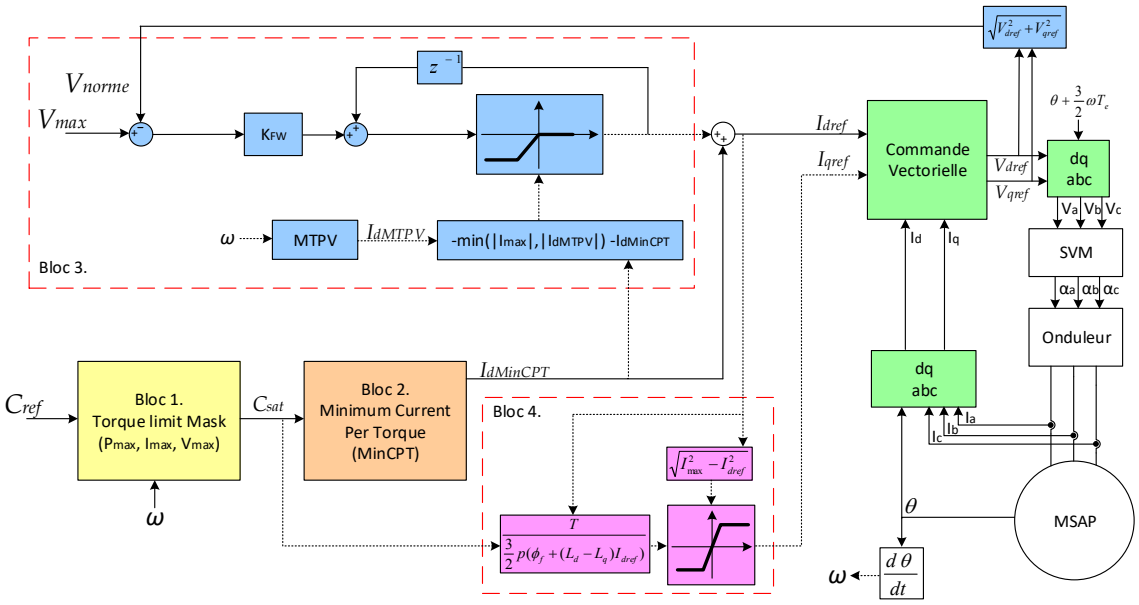


Figure 3.8 Schéma de la commande en défluxage de la MSAP avec référence de couple

Comme dans la partie précédente 3.4.2.1 la boucle de courant (décrite au chapitre 2) est une commande vectorielle qui donne une norme de tension, et si celle-ci dépasse la tension maximale alors du courant I_d négatif est ajouté. Le régulateur est calculé par cascade de manière à ce que la dynamique de la boucle fermée de tension (10 Hz) soit négligeable face à la boucle de courant (100 Hz), mais aussi de manière à pourvoir négliger l'impact du pôle mécanique (1,2 Hz). Le correcteur de défluxage présenté sur le schéma est ici une intégration, noté K_{FW}. Cela est suffisant pour imposer en boucle fermée la dynamique voulue, et de plus cela simplifie la formulation du correcteur et la prise en compte de la saturation variable par l'intégration (solution anti-windup). Le correcteur de défluxage ainsi est calculé pour imposer la bande passante désirée en boucle fermée à partir d'une approximation de la boucle de courant au premier ordre dont la dynamique est négligeable (face à la boucle de réduction du flux) (voir partie suivante 3.4.3).

Le couple de référence (noté C_{ref}) est limité en fonction de la vitesse de rotation par un masque des points de fonctionnements atteignables décrit dans la partie 3.4.1, calculé de manière analytique. Cela correspond au bloc 1 sur la Figure 3.8, et permet de s'assurer que le couple de consigne en sortie de la saturation (noté C_{sat}) soit réalisable en respectant les limites de courant, tension et puissance. On note que l'enveloppe de couple considérée ici tient compte de la trajectoire MTPV.

Le bloc 2 sur la Figure 3.8 donne le courant I_d hors défluxage à appliquer de manière à obtenir le couple de consigne en minimisant la norme de courant. Pour cela on utilise la stratégie MinCPT présentée dans la partie 3.2.2.1 (qui donne la même trajectoire que la stratégie MTPA mais à partir d'une valeur de couple en entrée). Le courant I_d est ainsi calculé à partir de (3.13) avec le couple C égale à C_{sat}.

Le bloc 3 de la Figure 3.8 représente le régulateur de tension (voir ci-dessus) et la manière dont la sortie du régulateur de défluxage est saturée. Cette saturation est donnée par (3.27) et (3.28).

$$I_{d_défluxage_saturation_borne_supérieure} = 0 \tag{3.27}$$

$$I_{d_défluxage_saturation_borne_supérieure} = -min(|I_{max}|, |I_{dMTPV}|) - I_{dMinCPT} \tag{3.28}$$

Où $I_{d_défluxage_saturation_borne_inférieur}$ et $I_{d_défluxage_saturation_borne_supérieur}$ sont les bornes inférieure et supérieure de la saturation du courant en sortie du régulateur sur la norme de tension (et avant addition avec le courant $I_{dMinCPT}$). Où I_{dMTPV} est la limite virtuelle de courant I_d donné par la stratégie MTPV (3.18) et (3.20). $I_{dMinCPT}$ est le courant I_d donné par la stratégie MinCPT (voir partie 3.2.2.1) qui permet de calculer le courant I_d pour profiter du couple de réluctance hors saturation de tension (quand la régulation de défluxage donne 0). Si le courant I_d calculé pour la stratégie MTPV est plus contraignant alors la saturation du courant de sortie de la régulation de défluxage tient compte de cette limite de courant. Le courant de sortie de la saturation est ensuite additionné au courant $I_{dMinCPT}$ pour obtenir le courant I_{dref} total de référence (qui est ainsi inférieur à la limite de courant maximum et la limite virtuelle de courant requis pour la stratégie MTPV).

Le courant de référence I_{qref} est calculé dans le bloc 4 de la Figure 3.8 en utilisant l'inversion de l'équation du couple (3.3) avec comme valeur de couple C le couple de consigne saturé C_{sat}, et comme valeur de courant I_d le courant I_{dref} total final (après addition du courant de défluxage et du courant $I_{dMinCPT}$). Ensuite le courant I_{qref} est saturé de manière à ce que la norme de courant final de référence respecte la limite de courant I_{max}. Cependant cela est une simple sécurité et est inutile en réalité, car la consigne de couple C_{sat} utilisée pour calculer I_{qref} inclut en fait déjà les limites des points de fonctionnements réalisables (i.e. inclut notamment les limite de courant I_{max} et la limite de courant virtuelle due à la trajectoire MTPV). Cette saturation de courant I_q n'est donc pas équivalente à celle utilisée précédemment pour la partie 3.4.2.1. Ici, hors saturation de courant, le courant I_q est calculé pour suivre le couple de consigne et ainsi ce n'est pas équivalent à modifier l'angle du vecteur courant en conservant la norme (ce qui change le couple). Le défluxage modifie donc ici la norme du vecteur courant hors saturation de courant[45]. Nous faisons remarquer que le courant I_{qref} ne vient pas directement de la stratégie MinCPT (mais utilise néanmoins la même méthode de calcul), car la valeur de I_q prend ici en compte la modification du courant $I_{dMinCPT}$ par l'addition du courant de défluxage, pour donner au final le couple de

[45] Dans l'algorithme précédent avec régulation de vitesse (Figure 3.7), la norme de courant de référence donnée par la régulation de vitesse était conservée si elle était supérieure à la valeur du courant I_d de référence demandée. Sinon la valeur la norme du vecteur de courant était modifiée pour s'adapter au défluxage requis en annulant le courant I_q, et ainsi le couple, qui était ensuite réajusté par la régulation de vitesse.

consigne C_{sat}. C'est pour cela que la saturation sur I_q est réalisée en réalité par la saturation sur le couple (bloc 1, Figure 3.8).

3.4.3 Validation par simulation

3.4.3.1 Réponses temporelles

Nous testons par simulation le fonctionnement de notre algorithme de contrôle avec une consigne de couple en entrée. L'algorithme de génération des références de courant employé est celui de la Figure 3.8. L'algorithme de défluxage inclut le suivi de la trajectoire MTPV. Une comparaison avec un algorithme de défluxage classique[46] est réalisée ensuite dans la partie 3.4.3.2.

On teste 2 valeurs du gain K_{FW} du correcteur de la boucle de défluxage. La première calculée pour une bande passante désirée en boucle fermée de 10 Hz (noté « cas (a) ») et la seconde de 1 Hz (proche du mode mécanique) (noté « cas (b) »). La boucle de courant utilise la commande prédictive-optimale et ainsi le système vu par le défluxage est approché à un système du premier ordre de bande passante 500 Hz (chapitre 2) pour la synthèse du correcteur de défluxage. Le correcteur est ainsi calculé en cascade par rapport à la boucle de courant.

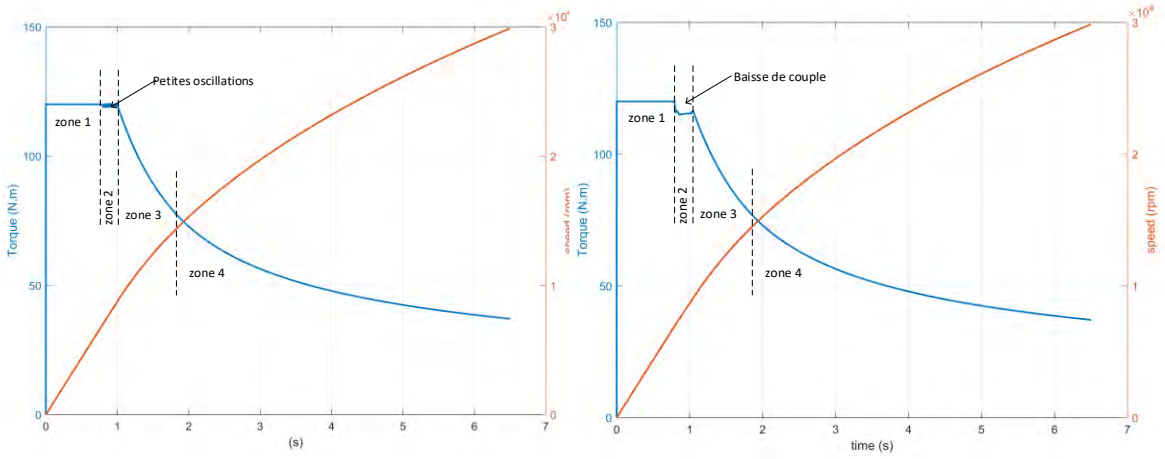
La MSAP utilisée est celle à pôles saillants dont les paramètres sont donnés au chapitre 1. La stratégie de MLI utilisée est une SVM. Le système simulé est le même que celui utilisé au chapitre 2, i.e. discret avec retard. La période de découpage est égale à la période d'échantillonnage de la commande[47]. Le temps de calcul du système est fixé à une période d'échantillonnage et est ainsi modélisé par un retard de valeur Te. La boucle de courant utilise la commande optimale prédictive avec prise en compte du retard présentée au chapitre 2 partie 2.3.2.3. La prédiction de la variation de l'angle électrique telle que définie au chapitre 2 est également incluse. La limite de courant est de 500 A. La tension de bus continu V_{DC} vaut 340 V ce qui donne une limite de tension V_{max} égale à 196,3 V avec la SVM. La limite de puissance est dans un premier temps considérée non contraignante (120kW). La consigne de couple est de 120 Nm et est ensuite saturée par le masque des points de fonctionnement réalisables (bloc 1, Figure 3.8). Cette consigne est inférieure au couple maximum C_{max} qui est de 136 N.m, ce qui permet d'observer la zone de défluxage à couple constant. La vitesse de rotation initiale est nulle. L'horizon temporel est de 6,5 secondes.

Les Figure 3.9 (a) et (b) représentent l'évolution de la vitesse de rotation et du couple réalisé par la MSAP au cours du temps. On observe que l'horizon temporel choisit permet de balayer toute la plage de fonctionnement en vitesse, i.e. de 0 tr/min à 30000 tr/min. On remarque également que la variation de vitesse est plus forte au début car la consigne de

[46] Nous appelons « stratégie de défluxage classique » la stratégie de génération des consignes de commande sans suivre la trajectoire MTPV. Elle contient toutefois les autres aspects d'amélioration de la commande d'une MSAP en régime de haute vitesse qui sont discutés dans la thèse. Ainsi l'appellation classique désigne plutôt une première adaptation des techniques de commande usuelles des MSAP au fonctionnement à haute vitesse de rotation.

[47] On note que le pas de simulation dans Simulink est fixe et plus fin à 5.10^{-6}.

couple est de 120 N.m et qu'ensuite celle-ci est saturée aux points de fonctionnement réalisables et diminue, ce qui réduit l'accélération en plus des forces de frottements qui augmentent avec la vitesse. Ainsi la courbe de couple semble plus étirée à la fin de la simulation par rapport à la représentation plus traditionnelle dans le plan couple/vitesse. Dans le cas où le correcteur de défluxage est calculé pour une bande passante de 1 Hz en boucle fermée (cas (b)), on observe une baisse du couple au début de la zone de défluxage alors que la saturation de courant n'est pas atteinte (zone 2), cela est dû à l'aspect transitoire de cette simulation et n'est pas présent en régime permanent comme nous le verrons sur la Figure 3.14. Dans le où le correcteur de défluxage est calculé pour une bande passante de 10 Hz en boucle fermée (cas (a)), on n'observe pas de baisse de couple en zone 2 mais de très petites oscillations au début du défluxage.

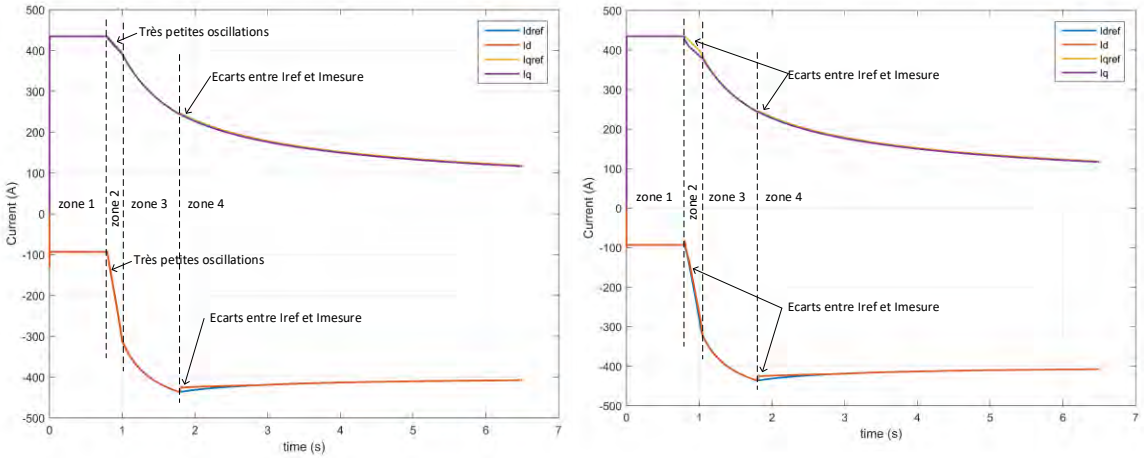


(a) Correcteur défluxage BF 10 Hz *(b) Correcteur défluxage BF 1 Hz*

Figure 3.9 Evolution de la vitesse et du couple réalisés par la MSAP en fonction du temps pour un couple de référence de 120 N.m

Les Figure 3.10 (a) et (b) montrent l'évolution des courants de la MSAP I_d et I_q, et des courants de références I_{dref} et I_{qref} donnés par l'algorithme de génération des consignes de courant (l'algorithme de défluxage), au cours du temps (dans la partie suivante la Figure 3.13 représente ces mêmes courants I_d et I_q et courants de références I_{dref} et I_{qref} dans le repère I_d-I_q). Nous observons que la consigne de courant I_{dref} est de -93,3 A au début en zone hors saturation de tension. Cette valeur est donnée par l'algorithme MinCPT et profite ainsi de la saillance de la MSAP pour participer à la génération du couple. Le courant I_{qref} est à ce moment de 434,7 A et on retrouve la valeur du couple par (3.3). Dans cette zone 1, les courants I_d et I_q de la machine suivent précisément (pas d'écart perceptible) et rapidement[48] les références (celles-ci sont atteintes au début en 6*Te).

[48] Des simulations de la partie transitoire de la boucle de courant avec la commande optimale prédictive sont présentées au chapitre 2.



(a) Correcteur défluxage BF 10 Hz *(b) Correcteur défluxage BF 1 Hz*

Figure 3.10 Evolution des courant I_d et I_q et des courants de références I_{dref} et I_{qref} en fonction du temps pour un couple de référence de 120 N.m

Ensuite, avec l'augmentation de la vitesse, la MSAP arrive en saturation de tension et on observe pour le cas (a) entre 0,80 s et 1,0 s que celle-ci opère en zone 2 (et pour le cas (b) entre 0,80 s et 1,05 s, légèrement plus lent à cause de la baise de couple). On note que la saturation de courant n'est pas encore atteinte grâce au choix de la référence de couple. Du courant I_{dref} négatif est ajouté pour réduire la participation de l'aimant au flux de l'entrefer, et le courant I_{qref} est réduit en conséquence pour maintenir le couple à sa valeur de consigne. Pour le cas (b), dans cette partie la variation des consignes de références est forte et on observe un écart entre les courants réels I_d et I_q et les références car la boucle défluxage est de l'ordre de la dynamique du mode mécanique, et poursuit la variation de vitesse (en comparaison, des résultats de simulation en régime permanent à ces points de fonctionnements sont donnés sur la Figure 3.13). Cela explique la perte de couple observée à ce moment sur la Figure 3.9 (b).

Avec l'ajout de courant de défluxage la saturation de courant est atteinte et la MSAP opère en zone 3 entre 1,0 s et 1,79 s pour le cas (a) (et 1,05 s et 1,8 s pour le cas (b)). Le couple de référence ne peut plus être maintenu et diminue et étant saturé conformément aux points de fonctionnent atteignables. Les courants réels de la MSAP suivent précisément les références dans cette zone.

Finalement à partir de 1,8 s la MSAP entre en zone 4 (trajectoire MTPV). La vitesse va de 14170 tr/min, à 1,8 s, jusqu'à 29850 tr/min à 6,5 s (fin de l'horizon temporel). D'après notre étude dans la partie 3.2, la MSAP restera dans cette zone de fonctionnement pour des vitesses supérieures[49]. Nous observons que la valeur absolue du courant de référence I_{dref} diminue et tend vers -400 A qui correspond à la valeur du courant I_d du point citrique. Cette réduction du sur-défluxage correspond à la trajectoire MTPV. Nous voyons qu'au

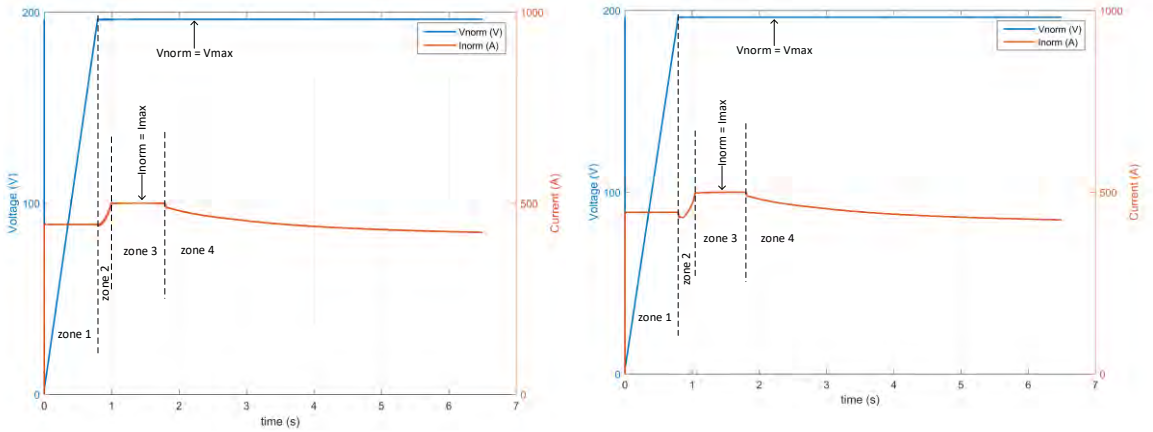
[49] Nous nous sommes concentrés pour la simulation sur la plage de vitesse de rotation mécanique (0-30k tr/min) de notre MSAP, qui est suffisante pour balayer toutes les zones de fonctionnements.

début de la zone MTPV il y a un écart entre la valeur des courants réels et ceux de références (visible surtout sur l'axe d). Cet écart, toutefois peu visible, est dû au régime transitoire et au fait que la résistance n'est pas prise en compte dans le calcul de la trajectoire MTPV (comme discuté à la Figure 3.13).

Les Figure 3.11 (a) et (b) montrent l'évolution de la norme du courant et de la tension au cours du temps pour la consigne de couple initiale de 120 N.m. La tension est maximale (196,3 V) au tout début de la simulation car la boucle de courant (ici la commande prédictive-optimale) impose un vecteur tension de manière à ce que les courants atteignent les références en une période de découpage, mais la saturation de tension fait que celles-ci sont atteintes en 6*T_e. Ensuite, en régime permanent électrique, la tension est faible à basse vitesse puis augmente, avec l'accroissement de la vitesse au cours du temps, jusqu'à 1,8 s où la tension est saturée à la valeur de tension V_{max} et où il devient nécessaire de défluxer pour atteindre des points de fonctionnements à plus haute vitesse.

Sur les Figure 3.11 (a) et (b) est également tracé la variation de la norme de courant au cours du temps. On observe que celle-ci est initialement de 444,6 A qui est la valeur minimale de courant permettant d'atteindre le couple de consigne, grâce la stratégie MinCPT (zone 1). Ensuite pour le cas (a) entre 0,80 s et 1,0 s (et de 0,8 s à 1,05s pour le cas (b)) la MSAP fonctionne en zone 2, en défluxage car la limite de tension est atteinte, et la norme de courant augmente ainsi à cause de l'ajout du courant I_d de défluxage. A partir de 1,05 s la saturation de courant est atteinte et la MSAP opère en zone 3 jusqu'à 1,8 s. Finalement à partir de 1,8 s jusqu'à la fin de la simulation, la MSAP fonctionnent en zone 4, sur la trajectoire MTPV. La machine opère simplement en saturation de tension mais plus en saturation de courant car celui-ci diminue vers le point critique. Cela permet d'avoir une norme de courant plus faible qu'avec un algorithme de défluxage classique où la norme de courant resterait en saturation et générerait donc plus de pertes (en plus de ne pas maximiser le couple).

Finalement, les résultats des simulations temporelles montrent que notre algorithme est capable de piloter la MSAP dans les différentes zones de fonctionnement lorsque la vitesse varie. On voit qu'il faut calculer un correcteur avec une bande passante entre 1 Hz, (mode mécanique) et 10 Hz (pour respecter l'hypothèse de cascade). En dessous le correcteur de défluxage se fera « distancer » par la montée en vitesse et ne donnera plus les références de courant optimales. Au-delà l'interaction avec la boucle de courant crée des oscillations en régime transitoire.



(a) Correcteur défluxage BF 10 Hz *(b) Correcteur défluxage BF 1 Hz*

Figure 3.11 Evolution de la norme de tension et de la norme de courant en fonction du temps pour un couple de référence de 120 Nm

3.4.3.2 Comparaison des trajectoires des courants de référence obtenus pour différents algorithmes de défluxage dans le repère Id-Iq

L'efficacité de la méthode de calcul des références de courant proposée pour le contrôle la MSAP est également testée en simulation. On observe les courants de références en sortie du bloc de défluxage, en régime permanent pour des vitesses de 0 tr/min à 30000 tr/min avec un pas de 100 tr/min. Les conditions de la simulation sont les mêmes que celles présentées dans la partie précédente 3.4.3.1. Le couple de référence initial est de 120 N.m également, plus faible que le couple maximum de manière à observer la zone 2 (défluxage hors saturation de courant).

Nous testons 3 stratégies de génération des consignes de courant différentes. La première est celle de la Figure 3.8 utilisée dans la partie précédente 3.4.3.1 qui inclut la trajectoire MPTV. La seconde est la même stratégie mais sans inclure la prise en compte de la trajectoire MTPV que nous appelons stratégie de défluxage classique. La dernière stratégie est la même que la première également mais cette fois ci avec un limite de puissance contraignante de 90 kW qui est prise en compte dans le masque de saturation du couple dans la commande.

La Figure 3.12 présente la trajectoire des courants de références obtenus dans le repère Id-Iq, en étoiles-rouges pour la stratégie de défluxage avec MTPV, en croix-rouges pour la stratégie de défluxage classique et en triangles-rouges pour la stratégie avec limite de puissance. La courbe en cercles-bleus est la trajectoire des courants désirées, calculé de manière analytique de la même manière qu'à la partie 3.3.1 qui permettent d'obtenir le couple le plus proche du couple de référence en respectant les limites électriques et en minimisant la norme de courant. La courbe en triangles-bleus est la trajectoire des courants désirés, obtenue par calcul analytique également, avec les mêmes objectifs que pour la courbe précédente mais avec en plus le respect d'une limite de puissance à 90 kW. Les trajectoires iso-couple, MTPA et MTPV sont également tracées de la même manière que pour la Figure 3.2 en début de ce chapitre.

Nous observons que lorsqu'on utilise l'algorithme de défluxage avec MPTV les références de courant en régime permanent correspondent à celles de la courbe des courants désirés, ce qui valide l'objectif de la partie concernant la génération des consignes de courant de l'algorithme de commande. A haute vitesse cette trajectoire tend vers le point critique et n'a pas de limite théorique de vitesse. Avec l'algorithme de défluxage classique la trajectoire des courant de référence reste sur la limite de courant (zone 3). La norme de courant requise est ainsi plus faible à haute vitesse avec l'algorithme de défluxage proposé de la Figure 3.8 qu'avec l'algorithme de défluxage classique. Finalement nous observons que l'algorithme de contrôle qui inclut la limite de puissance respecte correctement cette limite en donnant une trajectoire des courants de références qui correspond à celle de la courbe des courants désiré dans ce cas. Cela valide que l'algorithme de calcul des références de courant proposé est capable de prendre en compte une limite de puissance contraignante en plus des limites de tension et courant, tout en gardant les objectifs de minimisation de l'erreur de couple et de la norme de courant.

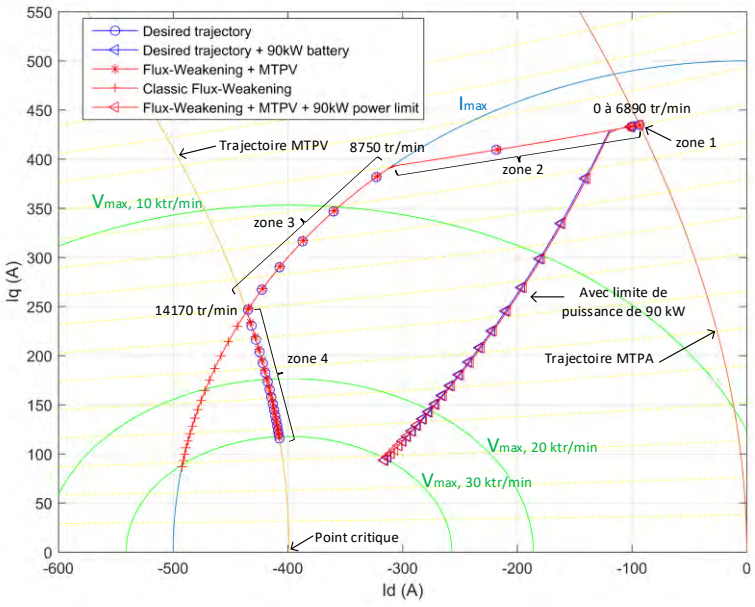
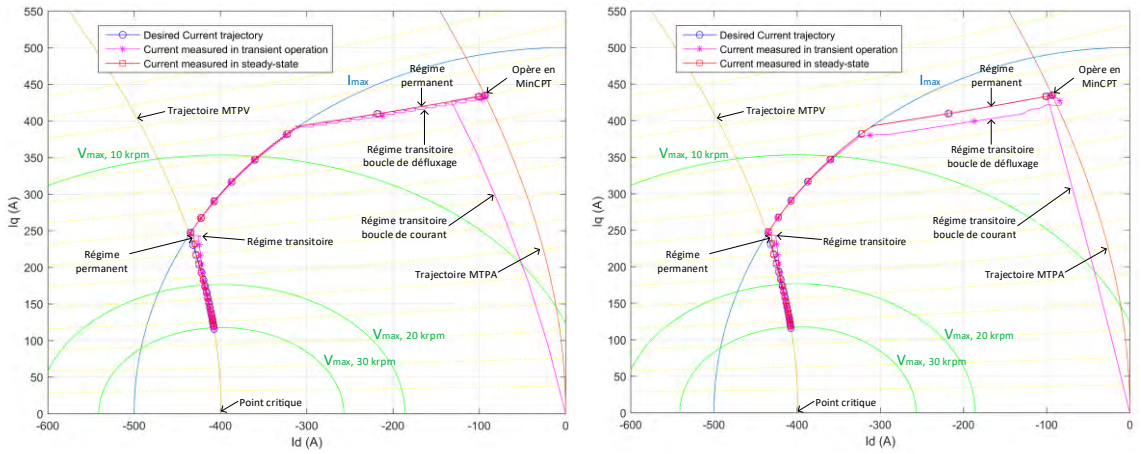


Figure 3.12 Trajectoire des courants de référence dans le repère I_d-I_q en régime permanent pour 3 stratégies de contrôle de défluxage : classique, avec MTPV et avec limite de puissance

Nous rediscutons les écarts entre les courants de référence et les courants de la MSAP lors du régime transitoire de vitesse observés sur la Figure 3.10. Sur les Figure 3.13 (a) et (b) sont tracés dans le plan I_d-I_q les courants I_d et I_q obtenus à la partie précédente 3.4.3.1 lors des essais temporels en régime transitoire de vitesse (i.e. vision dans le repère I_d-I_q de la Figure 3.10). De plus on trace les courants I_d et I_q de la MSAP obtenus en régime permanant et la trajectoire des courants désiré. On observe que les erreurs présentes en régime transitoire ne sont plus présentes en régime permanent. Le cas (b) est proche du mode mécanique et on voit que la boucle de défluxage (celle lente à 1 Hz) induit une erreur sur le courant en régime transitoire de vitesse au début du défluxage. Cela est dû à la capacité lente (1 Hz) de poursuite de la boucle de défluxage en régime transitoire de vitesse pour ce cas (b). Le cas (a) est plus rapide et corrige cette erreur. Toutefois on

commence à apercevoir de petites oscillations dues à l'interaction avec la boucle de courant.

En régime permanent on observe encore un léger écart entre le courant de la MSAP et la trajectoire désirée pour les deux cas uniquement en début de zone 4 (trajectoire MTPV). Cela est dû au fait que la résistance n'est pas prise en compte dans le calcul de la trajectoire MTPV. Néanmoins l'erreur sur le courant est faible et l'hypothèse de négliger la résistance (face à la *f.e.m*) gagne en pertinence à mesure que la vitesse augmente.



(a) Correcteur défluxage BF 10 Hz *(b) Correcteur défluxage BF 1 Hz*

Figure 3.13 Trajectoire des courants dans le repère I_d-I_q en régime transitoire et régime permanent

3.4.3.3 Points de fonctionnements réalisés en régime permanent dans le plan couple-vitesse

Sur la Figure 3.14 sont tracés les points de fonctionnement réalisés en régime permanent pour un couple de référence de 120 N.m (ensuite saturé par le masque du bloc 1 de la Figure 3.8) pour les techniques de génération des références de courant précédentes de la partie 3.4.3.2 : stratégie de défluxage classique, stratégie de défluxage avec trajectoire MTPV et stratégie de défluxage avec une limite de puissance de 90 kW (plus contraignantes que les limites de courant et tension). Les conditions de simulation sont les mêmes que précédemment. L'enveloppe des points de fonctionnent réalisables en considérant les limites de tension et courant (et qui ainsi prend en compte la trajectoire MTPV) est tracé en bleu sur la Figure 3.14. Cette courbe est celle de la saturation du couple de consigne (utilisée dans le bloc 1 de la Figure 3.8) pour l'algorithme de défluxage avec MTPV. La limite des points de fonctionnements réalisables en considérant la limite de puissance de 90 kW est tracée en cyan. On note que ces 2 enveloppes incluent évidemment les points de fonctionnement à couple maximum (136 N.m) et basse vitesse comme on peut le voir sur la Figure 3.14.

A basse vitesse les 3 stratégies permettent d'obtenir le couple de consigne en régime permanent. Avec l'algorithme de défluxage qui inclut la limite de puissance on observe que le couple réalisé respecte cette limite, ce qui valide la possibilité prise en compte de

cette limite dans l'algorithme de défluxage proposé si nécessaire. L'algorithme de défluxage classique et celui avec considération de la trajectoire MTPV donnent les même résultats en début de défluxage. On voit notamment que la baisse de couple en début de défluxage (zone 2) présente en régime transitoire (voir Figure 3.9) n'apparait plus en régime permanent. L'algorithme de commande permet à la MSAP d'atteindre ces points en régime permanent. A haute vitesse, on observe que la stratégie de défluxage qui inclut la trajectoire MTPV génère plus de couple que la stratégie de commande classique. L'algorithme proposé améliore ainsi la puissance transmise à haute vitesse.

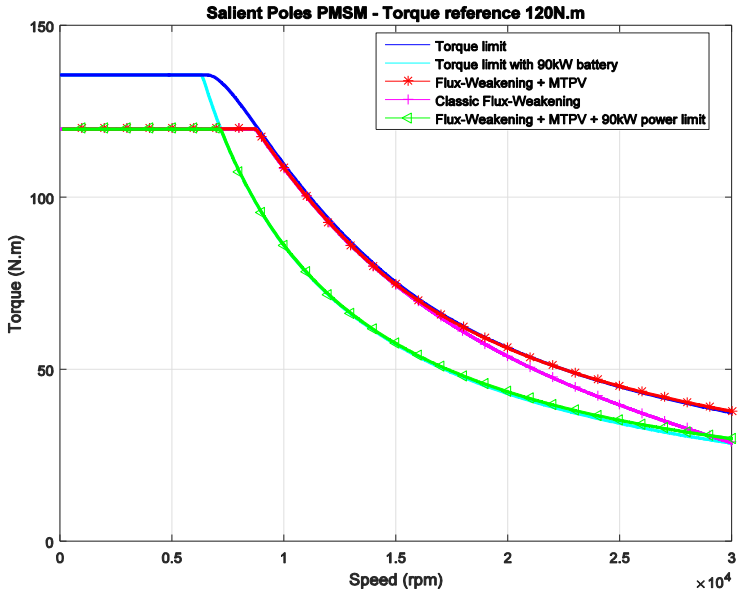


Figure 3.14 Couple en fonction de la vitesse obtenu en régime permanent pour 3 stratégies de contrôle de défluxage : classique, avec MTPV et avec limite de puissance

3.4.3.4 Remarque sur la variation des paramètres

L'algorithme proposé reste toutefois sensible à la variation des paramètres. Les trajectoires MTPA et MTPV sont obtenues par calcul analytique. Si cette variation est importante et connue en fonction du point de fonctionnement, alors il est possible de définir les paramètres sous forme de tableau avec en entrée la vitesse, le couple et la température par exemple. Si la variation des paramètres est inconnue et forte, une autre solution est d'utiliser une technique d'optimisation en ligne du type MLPT ou MCPT discutés à la partie 3.2.2. Néanmoins, à haute vitesse, même si la variation des paramètres entraine une déviation de la trajectoire obtenue par rapport à celle du MTPV (qui tendrait compte de cette variation), les références de courant restent plus proches de la solution optimale qu'une commande qui continue à suivre la zone 3 en haute vitesse. On note que la régulation de tension permet quand même de conserver le respect de la tension maximale. C'est l'optimalité des références de courant plus que le respect de limites électriques qui est affecté par une variation paramétrique (contrairement à une technique de défluxage par LUT ou par calcul direct). Si l'entrée est une référence de couple alors, pour obtenir le point de fonctionnement de référence, une proposition d'algorithme de

contrôle avec un régulateur de couple supplémentaire est donnée en Annexe P. Dans le cas d'une entrée en vitesse, le régulateur de vitesse joue ce rôle.

3.5 Conclusion

Nous commençons par calculer la solution analytique optimale. Celle-ci donne les courants I_d et I_q à appliquer de manière à atteindre l'ensemble des points de fonctionnement théoriquement réalisables par la MSAP en respectant les limites électriques. La norme de courant minimale est utilisée comme stratégie d'approximation satisfaisant au minimum de pertes.

La plupart des algorithmes de commande existants ne tiennent pas compte de la trajectoire MTPV à haute vitesse. Toutefois certains auteurs l'appliquent par commutation d'algorithme, ou utilisent des tableaux pré-calculés ou obtenus expérimentalement. Nous mettons en place un algorithme de défluxage avec un régulateur sur la norme de tension. Celui-ci s'applique sur l'erreur entre la tension maximale et la norme du vecteur tension de référence en sortie de la commande vectorielle de la boucle de courant. Cet algorithme tient compte de la trajectoire MTPV simplement et de manière unifiée. Pour cela une saturation de courant variable est réalisée et limite la norme de courant de manière dynamique. La stratégie de défluxage suit l'intersection entre la saturation de tension et cette nouvelle saturation de courant virtuelle. Si la commande prend en entrée une référence de couple alors cette saturation variable est utilisée sur le courant en sortie du correcteur de défluxage et un masque des points de fonctionnement atteignables limite le couple de consigne (et considère la trajectoire MTPV). Il est intéressant de noter qu'avec cette proposition, il est ainsi possible de donner des références de courant qui respectent les limites électriques quelles que soit la vitesse du moteur. La vitesse est donc théoriquement non limitée, mais il y a bien sûr les contraintes mécaniques, de découpage de l'onduleur, de caractère numérique etc. De plus l'algorithme reste sensible à la variation des paramètres et des pistes d'améliorations sont proposées. Finalement, nous proposons aussi de prendre en compte la limite de puissance de la batterie, généralement non considérée dans la littérature.

Une simulation temporelle en régime transitoire est menée. Des simulations montrant les points de fonctionnement atteints en régime permanent sont aussi montrées. Celles-ci valident théoriquement par simulation que l'algorithme proposé permet de piloter une MSAP, à pôles saillants avec des paramètres représentatifs de la traction électrique, en régime de haute vitesse, et en s'approchant en régime permanent de la trajectoire optimale désirée des courants. Nous observons finalement que les performances en régime de haute vitesse sont meilleures qu'avec l'utilisation d'une stratégie de défluxage classique (plus de couple et moins de pertes à haute vitesse).

Des essais expérimentaux en régime de haute vitesse sont montrés dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Validation expérimentale de la stratégie de commande

4.1 INTRODUCTION 119
4.2 DISPOSITIF EXPERIMENTAL 120
4.2.1 Description générale de la maquette 120
4.2.2 Présentation de la partie de la puissance 122
4.2.2.1 La source de tension 122
4.2.2.2 L'onduleur 122
4.2.2.3 La machine synchrone à aimants permanents 125
4.2.2.4 L'émulateur du couple de charge 126
4.2.3 Informatique industrielle de commande et acquisition des mesures 127
4.2.3.1 La carte de contrôle de commande 127
4.2.3.2 Les capteurs de courant 128
4.2.3.3 Le capteur de position 128
4.2.3.4 Acquisition de la vitesse de rotation 128
4.2.4 Evaluation et réduction du retard sur la mesure de position 130
4.3 LES RESULTATS EXPERIMENTAUX 133
4.3.1 Introduction aux essais réalisés 133
4.3.2 Validation expérimentale de notre algorithme de défluxage pour le fonctionnement à haute vitesse 133
4.3.2.1 Conditions expérimentales 133
4.3.2.2 Les relevés expérimentaux en régime permanent 134
4.3.2.3 Comparaison et analyse des relevés expérimentaux 139
4.3.2.4 Résultats expérimentaux réalisés en régime transitoire 144
4.3.2.5 Résumé des résultats du chapitre 4.3.2 148
4.3.3 Validation expérimentale de la prise en compte de la limite de puissance 148
4.3.4 Validation expérimentale de la prédiction de la variation de l'angle 150
4.4 CONCLUSION 153

4.1 Introduction

Une maquette expérimentale a été mise en œuvre pour réaliser des essais expérimentaux dans le but de valider la pertinence des lois de commandes présentées dans les chapitres précédents. D'abord il s'agit de montrer qu'elles permettent de piloter le moteur synchrone à aimants permanents à haute vitesse. Ensuite, on souhaite valider que ces lois augmentent la vitesse maximale atteignable, le couple et le rendement à haute vitesse par rapport aux stratégies de contrôle classiques.

Le montage est assemblé au laboratoire Laplace et utilise un moteur de puissance réduite. Pour des raisons de prix et de sécurité nous n'avons pas pu disposer sur le site du laboratoire d'un montage expérimental avec un moteur de 90 kW tournant à haute vitesse pour la traction électrique. Cependant le profil couple vitesse est celui d'une application de traction électrique et les conditions des expériences, présentées dans ce chapitre, sont représentatives d'un fonctionnement à haute vitesse permettant de valider les algorithmes de commande.

Ce chapitre décrit dans une première partie la maquette expérimentale. Nous souhaitons également confirmer la pertinence de la modélisation du système utilisée dans les chapitres précédents notamment en évaluant et en réduisant le retard entre les mesures et l'envoi de nouvelles consignes. Dans une seconde partie ce chapitre propose d'analyser et de comparer les résultats des expériences menées.

4.2 Dispositif expérimental

4.2.1 Description générale de la maquette

La Figure 4.1 est une photo du montage expérimental. Son schéma de fonctionnement est représenté sur la Figure 4.2. Ce banc de test peut se décomposer en deux gros sous-ensembles. Une partie rassemble les éléments de puissance et permet la conversion électromécanique de l'énergie, et une autre partie assure le contrôle.

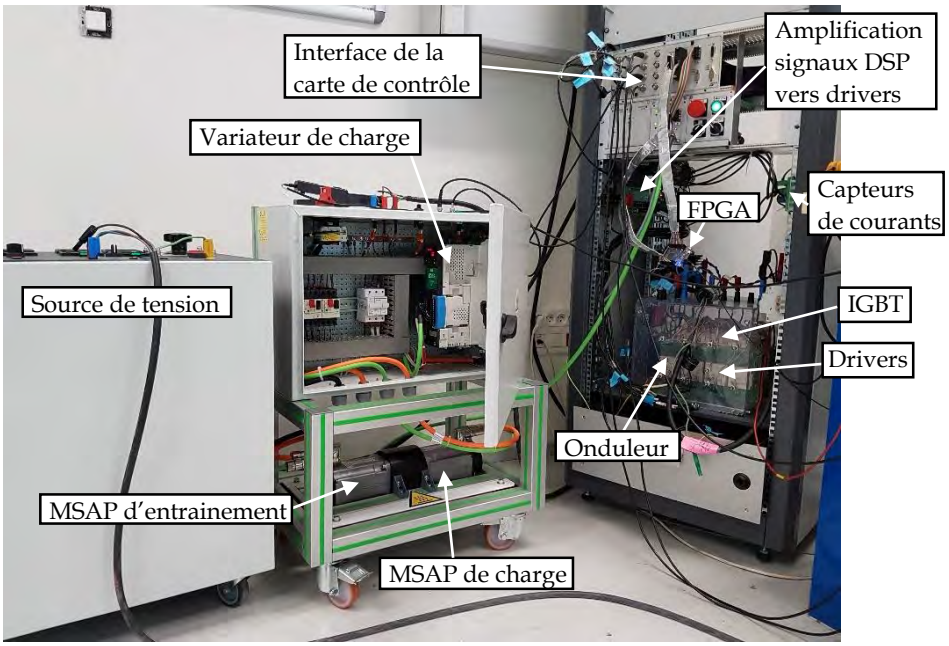


Figure 4.1 : Photo du montage expérimental au Laplace

La première partie présente une source de tension continue qui alimente une MSAP à travers un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Cette MSAP motrice est accouplée en miroir à une machine identique fonctionnant en génératrice qui dissipe l'énergie sur une résistance à travers un variateur de charge. Nous verrons que la machine motrice est pilotée en couple et la charge est contrôlée en vitesse, mais impose un couple opposé à celui du moteur d'entrainement.

La seconde partie présente une carte de contrôle *dSPACE* qui contient la commande qui calcule les rapports cycliques pour chaque bras de l'onduleur à partir de la consigne de couple et des mesures des courants et de la position. Une carte DSP reçoit les rapports cycliques de référence et pilote les IGBT des bras de l'onduleur. Un synchro-résolveur mesure la position du rotor qui est décodée par une carte d'acquisition des mesures. Une carte FPGA extérieure a été ajoutée et permet de piloter la carte d'acquisition des mesures et de maîtriser le retard global du système. Trois capteurs de courant mesurent le courant de chaque phase. Finalement une IHM réalisée sous le logiciel *Control Desk* permet en temps réel de visualiser les grandeurs mesurées, les variables de la commande et d'imposer des consignes, pour le moteur et pour la charge.

La Figure 4.2 montre aussi les transferts d'énergie et d'information entre les différents composants de la maquette. Ces éléments sont décrits plus en détails dans la suite de ce chapitre.

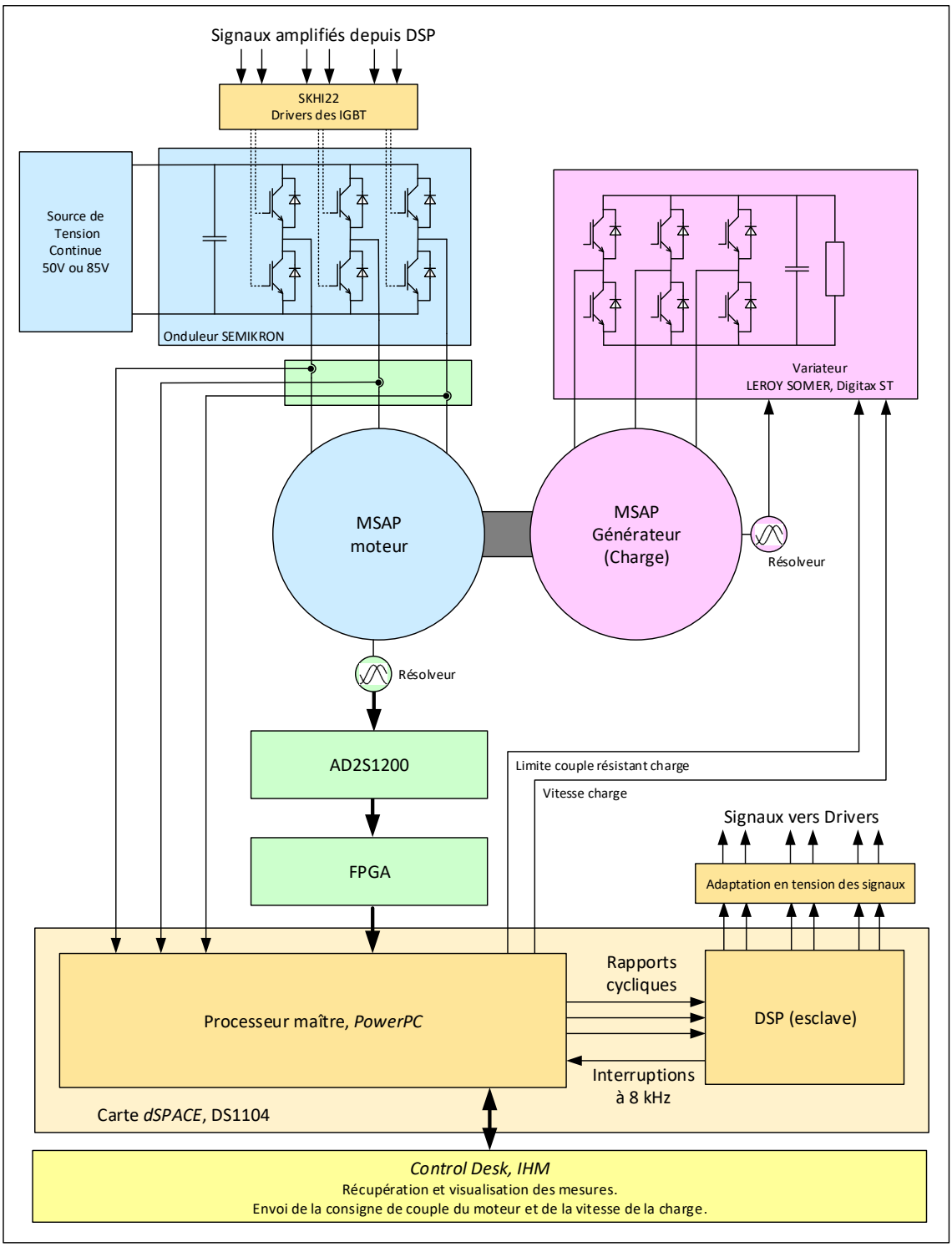


Figure 4.2 : Schéma du montage expérimental

4.2.2 Présentation de la partie de la puissance

4.2.2.1 La source de tension

Une source de tension continue est réalisée par un auto-transformateur associé à un pont redresseur à diodes et filtré par des capacités (celles du montage *SEMIKRON* plus un filtre capacitif supplémentaire mis en parallèle) ayant au total comme capacité équivalente 1,43 mF. La Figure 4.3 montre une photo de la source de tension.

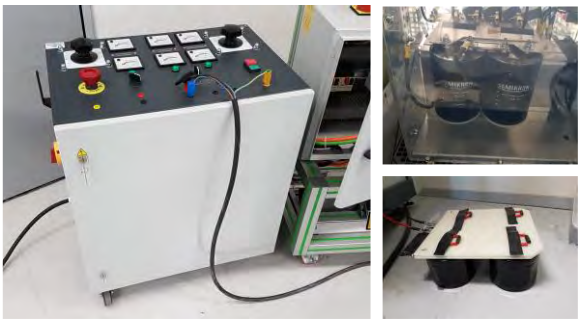


Figure 4.3 : Source de tension et capacités de filtrage

Deux niveaux de tensions différents sont utilisés pour les essais. Pour tester les stratégies de défluxage avec une limite de courant de 6,2 A permettant de défluxer l'aimant, nous utilisons 50 V pour le bus de tension continu. Nous verrons que cette tension est suffisante pour valider les algorithmes de commande proposés et obtenir de grands coefficients de survitesse (max 9,2). Lors des tests des algorithmes de défluxage avec une limite de courant plus faible (5,5 A) du point critique, nous utilisons 85 V pour le bus de tension continu permettant à la MSAP de fonctionner à haute vitesse tout en imposant une réduction du flux sur une large plage de vitesse. Nous notons qu'un niveau de tension trop élevé ne nous permettrait pas de valider le fonctionnement des algorithmes en zone de fort défluxage à cause de la limite de vitesse due aux contraintes mécaniques et à la fréquence de découpage (ces valeurs sont explicitées dans la suite du chapitre).

4.2.2.2 L'onduleur

La Figure 4.4 est la photo de l'onduleur didactique de SEMIKRON. Nous utilisons un onduleur de tension avec trois bras connectés au trois phases de la MSAP. Chaque bras comprend deux interrupteurs chacun composé d'un IGBT de type SKM (Annexe Q) et d'une diode en antiparallèle. Les signaux de commande donnés par le DSP sont adaptés en tension avant d'arriver aux drivers. La Figure 4.5 montre les signaux amplifiés du DSP servant au contrôle des IGBT haut et bas du bras 1 de l'onduleur. Le rapport cyclique envoyé en consigne est de 0,02. Nous observons que leurs temps de montée et de descente sont de 410 ns. Ces signaux arrivent sur un driver de type SKHI22 (Annexe R) qui commande l'amorçage et le blocage des IGBT. De même les bras 2 et 3 de l'onduleur disposent d'un driver chacun.

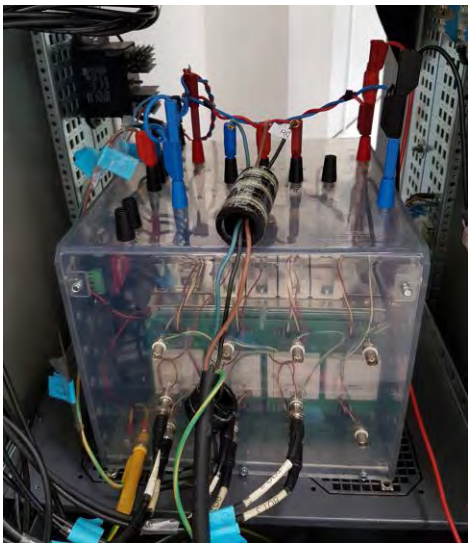


Figure 4.4 Onduleur SEMIKRON

La commande des IGBT du même bras doit être disjointe. Si les signaux du DSP (Figure 4.5) étaient directement envoyés aux interrupteurs alors il y aurait un risque de court-circuit. Il faut laisser assez de temps pour que l'IGBT de l'interrupteur à ouvrir se bloque avant d'amorcer l'autre IGBT du bras de l'onduleur. Ainsi par raison de sécurité, les drivers appliquent un temps mort imposé de 3,3 µs, qui correspond à 2,6 % d'une période de découpage. Ce temps mort est *non centré*, c'est-à-dire que le blocage de l'IGBT de l'interrupteur à ouvrir est appliqué dès la réception du signal du DSP, et que l'amorçage de l'IGBT de l'interrupteur à fermer est effectué après ce temps mort. Les Figure 4.6 (a), (b), (c) et (d) montrent en jaune le signal de commande envoyé par le DSP vers le driver destiné à l'interrupteur haut du bras 1. En rose est affichée la tension aux bornes de l'IGBT haut du bras 1 de l'onduleur en Figure 4.6 (a) pour l'amorçage, en Figure 4.6 (b) pour le blocage, et la tension aux bornes de IBGT du bas en Figure 4.6 (c) pour l'amorçage et en Figure 4.6 (d) pour le blocage. Nous observons un retard de 3,36 µs entre le signal de commande et l'obtention de la tension aux bornes d'un IGBT. Ce retard inclut le temps mort du driver, le délai interne de l'IGBT et le temps de montée de la tension. Cela entraine que la tension de bus vue par la machine est plus faible de 2,7% que la tension réelle. Pour réduire cet effet il est possible d'utiliser la méthode de gestion des temps morts vue au chapitre 1. Finalement, concernant la sécurité contre les court-circuits les drivers sont également capables d'en détecter un en 4 µs.

L'onduleur est contrôlé à une fréquence de découpage de 8 kHz et avec une stratégie de MLI triphasée équivalente de la SVM (Annexe E). La MLI est régulière symétrique et ainsi le découpage crée des signaux centrés (chapitre 1).

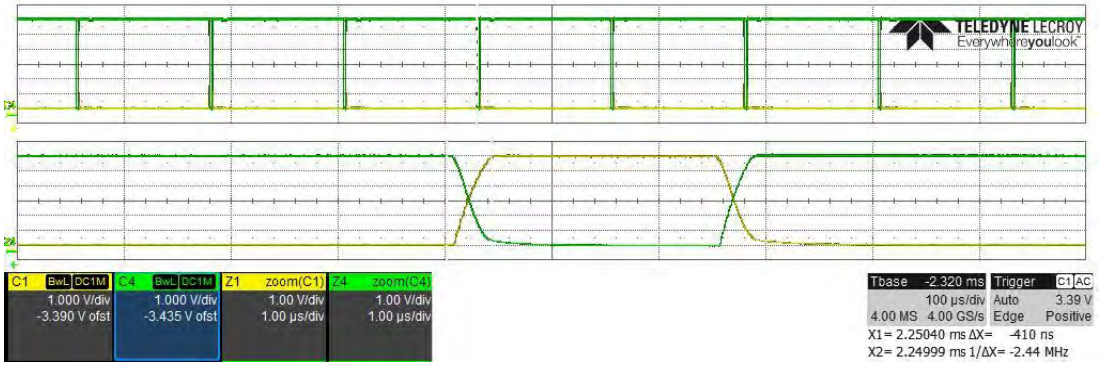


Figure 4.5 Signaux venant du DSP vers les drivers de la phase 1 après amplification

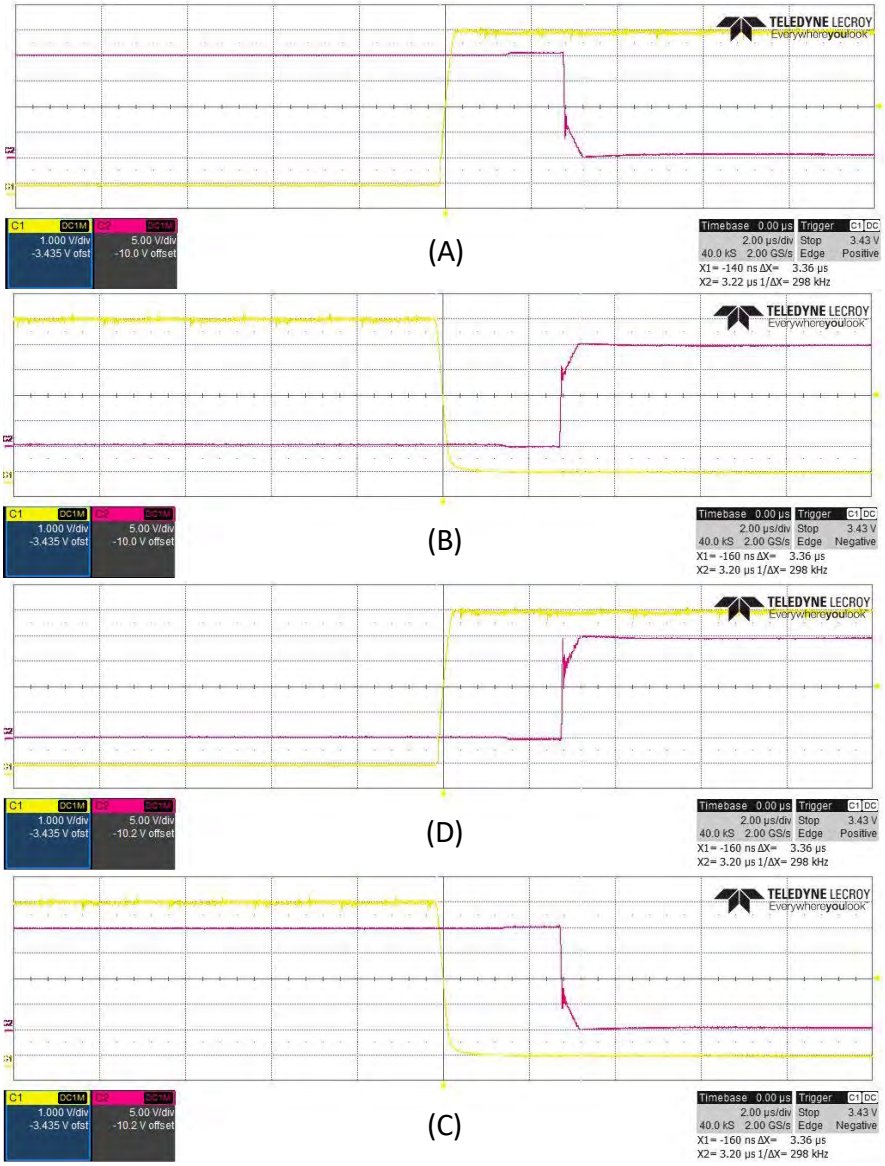


Figure 4.6 Relevé des temps morts, IGBT haut amorçage (a), blocage, (b), IGBT bas amorçage (c), blocage (d), tension 20V continue et onduleur à vide

4.2.2.3 La machine synchrone à aimants permanents

La machine génératrice est une MSAP de marque PARKER (NV420EAI Annexe S). Les essais ont été réalisés sur un moteur à échelle réduite au laboratoire. Les paramètres de la machine sont présentés dans le Tableau 4.1. Nous notons que le point citrique de défluxage total est de -6,10 A. Ce moteur, utilisé avec une tension de bus de 50V et une limite de courant de 6,20 A supérieure au point critique, permet de fonctionner dans des conditions de haute vitesse (un fort défluxage, un haut coefficient de survitesse et un faible rapport de fréquence de découpage sur la fréquence électrique) qui testeront la validité de cette stratégie de commande de la MSAP. La vitesse de rotation maximale imposée par le constructeur est de 14000 tr/min. Comme la machine a 5 paires de pôles, ainsi si nous voulons avoir au minimum 10 périodes de découpage par période électrique pour ne pas trop déformer le courant (voir chapitre 1, valeur arbitraire), alors cela limite la fréquence électrique à 800 Hz ce qui correspond à la vitesse de rotation de 9600 tr/min pour respecter cette contrainte due à la fréquence de découpage. La MSAP fonctionnant en moteur est commandée en couple ainsi cette limite de vitesse est plutôt un indicateur pour le contrôle de la charge.

La Figure 4.7 est une photo montrant les deux MSAP accouplées. Celles-ci sont à pôles lisses. Lors d'un fonctionnement en défluxage important, les aimants sont un peu protégés contre une démagnétisation car le flux inverse généré par le stator ne se reboucle pas réellement par l'aimant mais plutôt par les structures de maintien de celui-ci. Cependant ces structures doivent reboucler beaucoup de flux et saturent, donc nous choisissons d'éviter de trop défluxer au-delà du point critique pour ne pas risquer de démagnétiser les aimants et casser notre maquette.

Paramètres électriques de la MSAP		
R	1,35	Ω
L_d	5,65	mH
L_q	5,65	mH
ϕ_f	$3{,}45.10^{-2}$	Wb
Nombre de paires de pôles	5	-
Point critique ($-\phi_f/L_d$)	-6,10	A

Tableau 4.1 Paramètres électriques de la MSAP

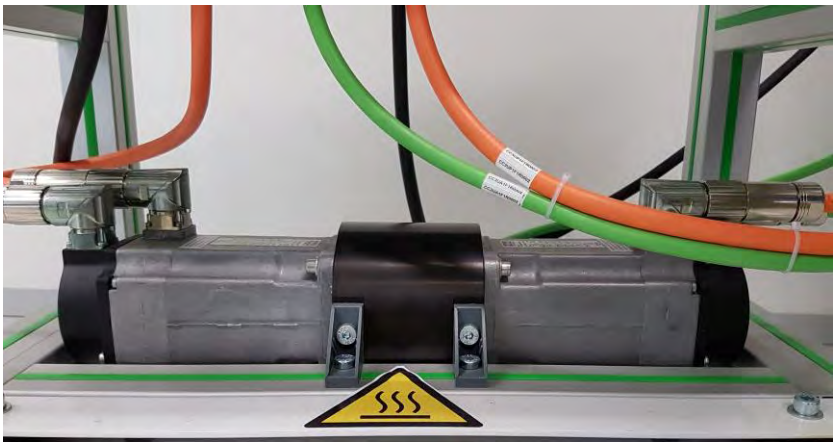


Figure 4.7 Machines synchrones à aimants permanents motrice (à gauche), et génératrice (à droite)

4.2.2.4 L'émulateur du couple de charge

La deuxième MSAP dont les paramètres sont aussi en Tableau 4.1 est accouplée en vis-à-vis. L'alignement des deux machines et la mise en place d'une coque de protection du couplage ont été réalisés afin de garantir un fonctionnement sécurisé. Cette machine de charge fonctionne en génératrice. Elle est pilotée par un variateur LEROY SOMER (Digitax ST) et l'énergie produite est dissipée sur une résistance. Le variateur est configuré de manière à réguler la vitesse de la machine de charge. Cette vitesse est définie dans l'IHM temps réel créé avec le logiciel *Control Desk*. Elle est ensuite convertie par le CNA n°3 (Convertisseur Numérique Analogique), calibré entre 0 et 10 V, de la carte de commande. Ainsi, la tension image de cette vitesse est envoyée à une des entrées (0-10 V) du variateur de la charge. Le CNA n°2 envoie à la seconde entrée du variateur une consigne de saturation du couple maximum que peut demander la régulation de vitesse interne du variateur. Cette régulation est réalisée par le constructeur. Le variateur est également configuré de manière à ne pouvoir appliquer un couple résistant que si la vitesse de la charge dépasse la vitesse de consigne, et ainsi n'est pas autorisée à fonctionner en mode moteur. La Figure 4.8 est une photo de du variateur de charge LEROY SOMER.



Figure 4.8 : Variateur de charge

4.2.3 Informatique industrielle de commande et acquisition des mesures

4.2.3.1 La carte de contrôle de commande

La commande est implantée sur une carte *dSPACE* de type DS1104. Celle–ci est composée d'une carte maître *Power PC* et d'un DSP. Le DSP est une carte esclave qui reçoit du *Power PC* les rapports cycliques pour chaque bras de l'onduleur et qui envoie les signaux de commutations aux drivers des IGBT. Il est configuré pour générer une fréquence de découpage de 8 kHz. La carte *Power PC* reçoit un signal d'interruption à la même fréquence provenant du DSP. Les mesures sont déclenchées sur ce signal synchronisé avec le découpage. La période d'échantillonnage est donc ici égale et en phase avec la période de découpage. Le temps requis pour calculer la commande en temps réel impose d'avoir au maximum une interruption à 8 kHz (125 µs). Une interruption plus fréquente nécessiterait un allègement du calcul. L'algorithme est réalisé sous *Matlab-Simulink* avec l'aide de la bibliothèque Real Time Interface (RTI) qui permet de configurer les entrées/sorties de la carte *dSPACE*, puis est compilé en un code enregistré sur la carte DS1104. Nous utilisons la stratégie de défluxage du (chapitre 3.4) avec la commande prédictive qui calcule la solution optimale et prend en considération le retard sur les courants I_d et I_q, et associée à deux régulateurs de courants du (chapitre 2). Nous discrétisons la commande prédictive par la méthode d'Euler et non de manière exacte à cause du temps de calcul nécessaire pour calculer les exponentielles de matrice en temps réel. La prédiction est faite sur un horizon de deux périodes d'échantillonnage. Les régulateurs supplémentaires des axes d et q sont calculés pour avoir une bande passante de 100 Hz. La rapidité de la boucle de courant est assurée par la commande prédictive et ces régulateurs permettent de rester précis en cas d'incertitudes du modèle (comme par exemple une variation des paramètres). La boucle de défluxage est calculée avec une bande passante de 10 Hz pour que la dynamique de la boucle de courant soit plus rapide que la dynamique du défluxage soit négligeable devant celle de la vitesse (voir Tableau 4.5). Finalement la MLI triphasée calcule les rapports cycliques dans le *Power PC*.

La Figure 4.9 est une photo de l'interface de la carte DS1104 qui présente les entrées.

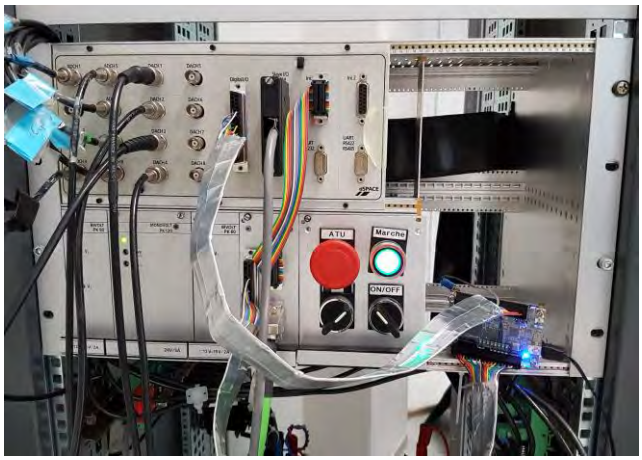


Figure 4.9 Interface E/S de la carte DS1104

4.1.1.1 Les capteurs de courant

Les courants sont mesurés via des capteurs à effet Hall de type LEM LA 55-P (Annexe T). Nous calibrons les capteurs en injectant un courant connu et en observant la valeur de la mesure du courant dans la commande. Les équations de calibration obtenues (Annexe T) pour chaque capteur sont utilisées dans la commande pour retrouver le courant réel.

4.1.1.2 Le capteur de position

La position angulaire du rotor, nécessaire pour l'autopilotage de la MSAP, est mesurée par un résolveur PARVEX (Annexe U). Le résolveur est un capteur de position absolue avec un enroulement lié au rotor et deux enroulements fixés en quadrature au stator. Il génère deux signaux analogiques qui sont le cosinus et le sinus de l'angle mécanique. Ces signaux sont envoyés à une carte AD2S1200 (voir Annexe V pour la carte) qui convertit l'information de l'angle numérique. Elle mémorise l'angle dans un *buffer* de sortie et la rend disponible en lecture à la carte de contrôle DS1104. L'angle mécanique est codé avec une résolution de 12 bits. La précision de la carte AD2S1200 est de ± 11 minutes d'arc mécanique, ce qui correspond à une précision pour l'angle électrique de $\pm 1{,}60.10^{-2}$ rad. A cela nous devons ajouter la précision du résolveur qui est de ± 10 minutes d'arc mécanique équivalent pour l'angle électrique à une précision $\pm 1{,}45.10^{-2}$ rad. Ce qui fait $\pm 3{,}05.10^{-2}$ rad de précision pour l'angle électrique qui est utilisé par les transformations de Park et Park-inverse et pour le calcul de la vitesse.

4.1.1.3 Acquisition de la vitesse de rotation

Comme la position est calculée en « modulo 2π », la vitesse est obtenue par dérivation de la position en ignorant la discontinuité (passage de 2π à 0). La vitesse est ensuite filtrée par un filtre de Kalman [91]. Utiliser un filtre passe bas fréquentiel introduirait un déphasage préjudiciable dans la commande si sa bande passante est faible et serait inutile si sa bande passante est haute. Le filtre de Kalman est fait pour estimer des variables temporelles en tenant compte des bruits de mesure. Le modèle du mode mécanique (linéaire) est utilisé pour prédire la valeur de vitesse que l'on pense mesurer. Ce filtre est capable de prendre en compte les erreurs des mesures et du modèle en temps réel. Le bruit de mesure est supposé gaussien pour assurer la convergence du filtre de Kalman. Cela est nécessaire (en plus de la linéarité du système) pour que l'estimateur soit sans biais et à variance minimale ce que l'on désire pour minimiser l'erreur sur la vitesse estimée en sortie du filtre. Le Tableau 4.2 résume les paramètres des équations de Kalman. Les valeurs de Q et R ont étés ajustées par expérience donnant un écart type de 330 tr/min pour δ, et de 230 tr/min (multiplié par $\frac{f_0}{J}$) pour γ.[50]

[50] Pour l'application industrielle finale nous conseillons d'utiliser la forme en régime permanent du filtre de Kalman pour simplifier le calcul en temps réel (i.e. avec le gain du filtre constant). Nous suggérons aussi d'estimer le couple de charge (ici considéré comme une perturbation du modèle) pour améliorer l'estimation de vitesse.

k	Indice de discrétisation
K	Gain de Kalman
ω	Vitesse angulaire mécanique
ω_{mes}	Vitesse angulaire mesurée
$\widehat{\omega}$	Estimation de la vitesse angulaire
$\widehat{\omega}^+$	Prédiction de l'estimation de la vitesse angulaire
P	Covariance de l'erreur d'estimation
P^+	Prédiction de la covariance de l'erreur d'estimation
γ	Bruit gaussien modélisant les incertitudes du modèle d'état
δ	Bruit gaussien modélisant les défauts de mesure
Q	Matrice de covariance du bruit d'état
R	Matrice de covariance du bruit de mesure
T_e	Période d'échantillonnage, 125 µs
C_m	Couple moteur
J	Moment d'inertie, valeur au Tableau 4.5
f_0	Frottements, valeur au Tableau 4.5

Tableau 4.2 Paramètres des équations pour le filtre de Kalman

Equations du modèle discret de la partie mécanique (chapitre 1) :

$$\omega_{k+1} = F.\omega_k + G.C_{m,k} + \gamma.T_e \tag{4.1}$$

$$\omega_{mes,k+1} = \omega_{k+1} + \delta \tag{4.2}$$

Avec :

$$F = e^{-\frac{f_0}{J}T_e} \tag{4.3}$$

$$G = (1-F).\frac{1}{f_0} \tag{4.4}$$

Le système étant à une dimension les équations du filtre s'écrivent dans ce cas:

Etape de prédiction :

$$\widehat{\omega}^+_{k+1} = F.\widehat{\omega}_k + G.C_{m,k} \tag{4.5}$$

$$P^+_{k+1} = P_k.F^2 + Q.T_e \tag{4.6}$$

Etape de correction:

$$K_{k+1} = P^+_{k+1}.(P^+_{k+1} + R)^{-1} \tag{4.7}$$

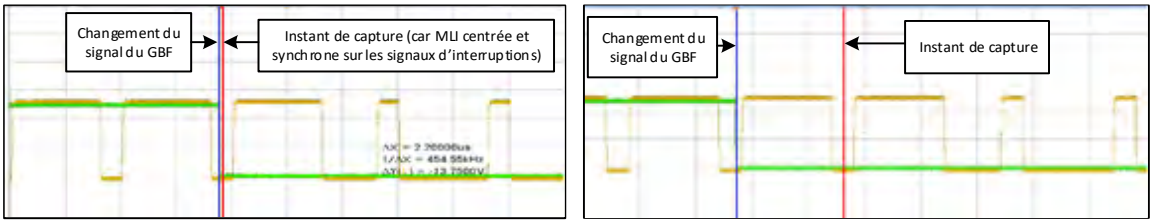
$$P_{k+1} = (1-K_{k+1}).P^+_{k+1} \tag{4.8}$$

$$\widehat{\omega}_{k+1} = \widehat{\omega}^+_{k+1} + K_{k+1}.\left(\omega_{mes,k+1} - \widehat{\omega}^+_{k+1}\right) \tag{4.9}$$

4.2.4 Evaluation et réduction du retard sur la mesure de position

La commande mise en place dans les chapitres 2 et 3 se base sur un modèle de la chaine de traction, vu par la commande, qui discret et avec un retard d'une période de découpage. Ce retard correspond au temps entre la mesure des grandeurs électriques et l'envoie d'un nouveau vecteur tension de consigne. Pour avoir un modèle à retard fixe pour le calcul de la commande il est donc nécessaire que les horloges du PowerPC (qui calcule cette commande) et du DSP (qui envoie les signaux de commutations) soient synchronisées. C'est pour cela que le DSP envoie un signal à la fréquence de découpage sur lequel est déclenchée l'exécution de l'algorithme de contrôle. Il comprend entre autres les mesures des courants et de l'angle et l'envoi des rapports cycliques. Nous rappelons (chapitre 2) qu'il est également préférable de synchroniser les mesures au début ou au milieu de la période de découpage pour éviter une erreur sur la mesure des courants due au découpage de la MLI dont les signaux sont centrés. Nous choisissons de mesurer au début de la période de découpage pour éviter d'introduire un retard non-entier dans le modèle du système qui est habituellement négligé à basse vitesse. Le temps nécessaire pour exécuter l'algorithme de contrôle est également supérieur à une demi-période de découpage.

La Figure 4.10 présente un essai de validation pour obtenir le retard fixe et égal à une période de découpage. Pour cela on génère un signal carré basse fréquence (100 Hz) à l'aide d'un GBF. Ce signal est connecté sur une des entrées numériques de la carte DS1104. Nous notons que c'est ce bus d'entrées/sorties numériques de la carte DS1104 qui sera utilisé pour récupérer la mesure de l'angle (voir paragraphe suivant). A partir de la mesure sur laquelle est connecté le GBF nous réalisons une commande qui impose un rapport cyclique de 0,8 si le signal mesuré est à 1 et un rapport cyclique de 0,2 si le signal mesuré est à 0. Nous observons ensuite à l'oscilloscope le signal GBF et le signal d'action MLI envoyé vers les drivers (voir Figure 4.10). Deux cas limites sont présentés. Sur la Figure 4.10 (a) le changement d'état du signal du GBF (en vert) est effectué juste avant le début de la période de découpage suivante. Le nouvel état à 0 du signal est mesuré par la carte DS1104 au début de la période de découpage et ainsi juste après le front descendant et nous observons une période de découpage plus tard un passage du signal MLI (en jaune) de 0,8 à 0,2. Sur la Figure 4.10 (b) le changement d'état s'effectue juste un peu après le début de la période de découpage. La mesure de l'état à 0 du signal s'effectue normalement au début de la période de découpage suivante et le changement de rapport cyclique donné par la MLI apparait une période de découpage après la mesure. Ainsi nous validons que le déclenchement des mesures s'effectue bien au début de la période de découpage et qu'il y a un retard d'une période de découpage avant l'application de nouveaux rapports cycliques prenant en compte cette mesure. Ce temps est dû à la réalisation des mesures, à l'exécution de la commande et à l'envoie des nouvelles consignes. On peut remarquer que si la mesure était effectuée au milieu de la période de découpage alors nous n'aurions pas pu obtenir les résultats (a) et (b) à la fois.

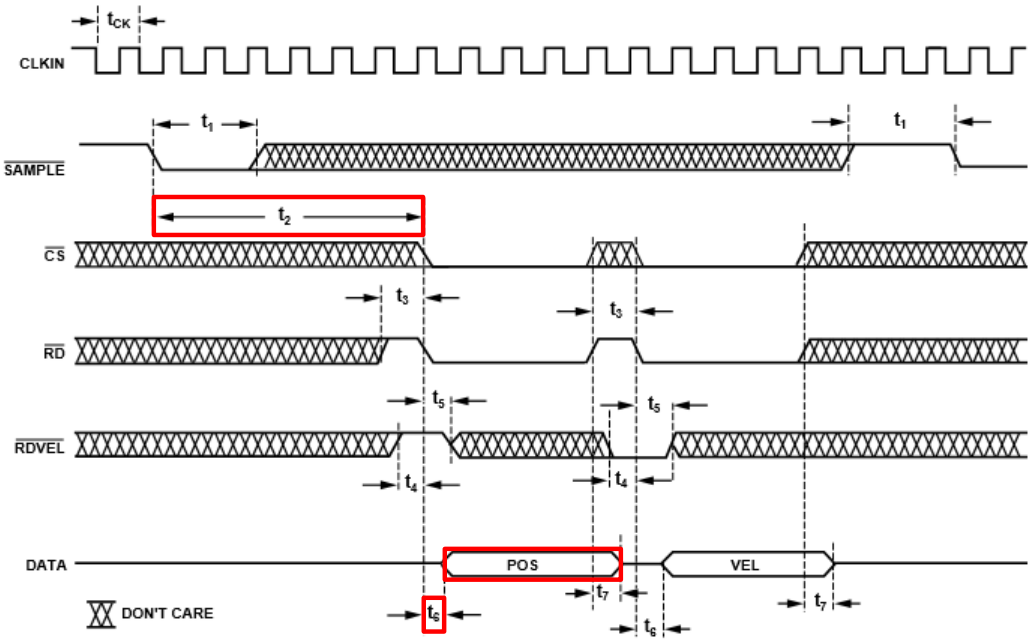


(a) (b)

Figure 4.10 Evaluation du retard avec le GBF. Changement du signal avant (a), ou après (b), l'instant de mesure. Signal du GBF en vert, et signal de commande vers le driver en jaune.

Plus précisément, c'est la mesure de la position contenue dans le buffer de sortie de la carte AD2S1200 qui est lue par le DS1104 sur déclenchement du trigger. Ainsi la mesure de l'angle réel inclut un retard supplémentaire au retard de la carte DS1104 du paragraphe précédent, noté r_{sup_max}. Nous voulons rendre ce deuxième retard négligeable vis-à-vis du retard initialement considéré d'une période de découpage (125 µs). En Figure 4.11 sont représentés les signaux de contrôle à envoyer aux entrées de la carte AD2S1200 (Annexe V). Sur un front descendant du */SAMPLE* la mesure de l'angle est actualisée dans un premier registre, et sur un front descendant du */RD* l'angle dans le registre est mis à disposition en 12 ns dans le *buffer* de communication de sortie (et ainsi disponible pour être lu). Si nous générons ces signaux par la carte DS1104 alors nous ne pouvons créer au mieux que deux signaux complémentaires à 4 kHz car le signal d'interruption est fixé à 8 kHz. Le temps d'appliquer deux fronts descendant successifs sur */SAMPLE* et */RD* cela générerait un retard supplémentaire supérieur à 250 µs sur l'acquisition de la mesure de l'angle dans la commande. Afin de réduire ce temps, nous avons introduit un FPGA pour générer ces signaux. Les signaux */SAMPLE* et */RD* sont générés par le FPGA à une fréquence de 1 MHz (voir Annexe W FPGA). On respecte ainsi les consignes de configuration de la carte AD2S1200 en fixant t_2 à 850 ns (voir Figure 4.11). Nous obtenons ainsi (4.10) un retard supplémentaire variable dont la valeur maximale est de 1,724 µs. Cette valeur est négligeable par rapport au retard fixe de 125 µs pour le calcul de la commande. Il est variable car le FPGA n'est pas synchronisé avec la carte DS1104. Nous avons donc calculé le cas le plus défavorable (i.e. le cas où la carte DS1104 viendrait récupérer la mesure juste avant la nouvelle mise à jour de l'angle). La Figure 4.12 montre une photo du FPGA. Finalement ce dernier récupère également la mesure d'angle de la carte AD2S1200 du résolveur et la met à disposition dans une mémoire pour la carte DS1104 de la commande.

$$r_{sup_max} = 2.(t_2 + t_6) = 2.(850 + 12)\ ns = 1{,}724\ \mu s \qquad (4.10)$$



$t_{ck} = 122ns$ $t_2 \geq 6t_{ck} + 20ns$ $t_6 \leq 12ns$

Figure 4.11 Signaux de contrôle de la carte AD2S1200 datasheet AD2S1200

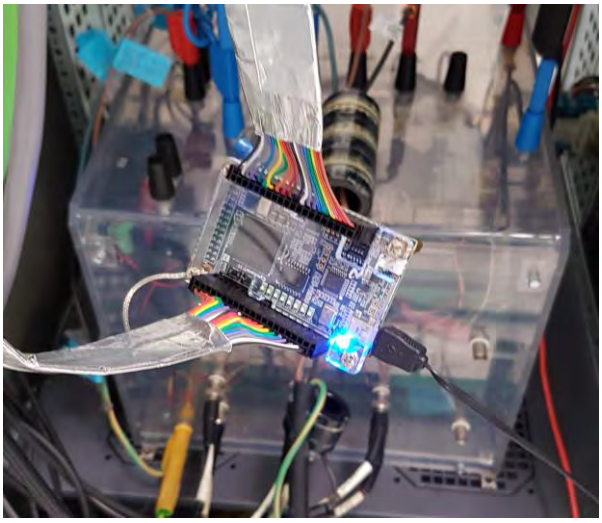


Figure 4.12 FPGA

4.3 Les résultats expérimentaux

4.3.1 Introduction aux essais réalisés

Nous faisons une remarque concernant la structure du plan de la suite de cette partie. L'algorithme de défluxage est testé avec une boucle de courant qui inclut la prédiction de la variation de l'angle. Toutefois, l'algorithme de commande utilisé pour valider la prédiction de la variation de l'angle inclut une stratégie de défluxage pour permettre d'éprouver la solution haute vitesse. Nous choisissons de commencer la présentation des résultats d'expériences par la validation du défluxage, ce qui aurait pu sembler être une approche non constructive.

Pour l'application industrielle de cette recherche, nous voulons premièrement obtenir un algorithme de commande permettant de piloter la MSAP en survitesse à au moins 2 fois la vitesse nominale. Deuxièmement nous voulons valider par expérience le fonctionnement et les améliorations apportées par la stratégie défluxage proposée au chapitre 3. Elle est comparée par rapport aux stratégies classiques de commande de la MSAP en appréciant les points de fonctionnent atteints, tout en respectant les mêmes limites de tension, courant et puissance. Troisièmement, nous validons la prise en compte de la limite de puissance par l'algorithme. Finalement nous observons l'impact de la prédiction de la variation de l'angle proposée au chapitre 2. Nous rappelons que la boucle de courant est celle présentée au chapitre 2, et avec la commande prédictive-optimale discrétisée de manière approchée par la méthode d'Euler pour des raisons de temps de calcul (voir chapitre 4.2.3.1).

4.3.2 Validation expérimentale de notre algorithme de défluxage pour le fonctionnement à haute vitesse

4.3.2.1 Conditions expérimentales

Trois algorithmes de contrôle (chapitre 2 et 3) sont testés dans cette partie :

- L'algorithme de commande sans défluxage avec la boucle de courant seule. Les consignes de courant sont directement définies par la stratégie MTPA.
- L'algorithme de commande avec stratégie de défluxage classique.
- L'algorithme de commande que nous proposons avec la stratégie de défluxage incluant la stratégie MTPV de manière unifiée.

Comme précisé précédemment, les trois algorithmes de cette partie incluent la prédiction de la variation de l'angle (due au retard de calcul et à la nature discontinue de l'onduleur) pour la transformation de Park inverse (chapitre 2).

Les essais sont réalisés avec une tension de bus continu de 50V (voir 4.2.2.1). Avec cette tension et à consigne de couple maximal le défluxage commence à partir de 869 tr/min. La limite de courant est de 6,20 A. Cette limite est placée volontairement un peu au-delà

du courant critique[51] de -6,10 A sur l'axe-d requis pour défluxer totalement l'aimant. Ainsi, la limite de courant permet de défluxer complètement l'aimant. Avec la tension de bus de 50V, les algorithmes de défluxage classique et de défluxage avec stratégie MTPV donnent des consignes de courant différentes à partir de 5000 tr/min, et ainsi il est possible de comparer les différentes stratégies en respectant les limites de vitesses de la partie 4.2.2.3. Les conditions expérimentales sont résumées dans le Tableau 4.3.

La commande dans le variateur de charge (partie 4.2.2.4) est un algorithme classique mais suffisant pour piloter la charge à haute vitesse. Celle-ci est alimentée avec une source de tension de 400V (et donc plus grande que celle qui alimente la machine motrice) et ne nécessite pas de défluxage pour notre plage de vitesse. Toutefois le variateur de charge inclut une limite de courant de 4 A max, ce qui fait qu'à basse vitesse le couple que peut proposer notre moteur est plus grand que celui que la charge peut fournir comme couple résistant, car le courant que notre moteur utiliserait pour défluxer à haute vitesse est utilisé pour générer du couple à basse vitesse. Ainsi nous ne pouvons pas obtenir en régime permanent les points de fonctionnement à basse vitesse à un couple maximal avec cette maquette et avec notre limite de courant « étendue » de 6,20 A. Pour obtenir des points de fonctionnement à basse vitesse en régime permanent nous devrions réduire la consigne de couple qui entrainerait une baisse du couple fournit par le moteur afin que le couple résistant généré par la charge puisse être suffisant pour diminuer la vitesse du moteur jusqu'à 0 tr/min. Nous réalisons ainsi un balayage de la courbe couple vitesse avec des points de fonctionnement en régime permanent dont le couple est inférieur au couple maximal que la charge peut créer (1,035 Nm). Ainsi, nous observons principalement des points de fonctionnement en régime permanent à partir de la moyenne vitesse jusqu'à la haute vitesse. Concernant la basse vitesse nous avons fait des essais en régime transitoire avec des créneaux de consigne de couple (partie 4.3.2.3.4).

Paramètres expérience 1			
Tension de bus continu	V_{DC}	50	V
Valeur limite de la norme de courant	I_{limite}	6,2	A
Fréquence de découpage	f_{dec}	8	kHz

Tableau 4.3 Conditions expérimentales 1

4.3.2.2 Les relevés expérimentaux en régime permanent

Les mesures sont réalisées en régime permanent en balayant la vitesse environ tous les 500 tr/min. Il n'y a pas de limite de vitesse maximale incluse dans les algorithmes de contrôle du moteur. La consigne est une consigne de couple. La vitesse maximale atteinte par le moteur avec chaque algorithme résulte du couple créé par le moteur et des frottements visqueux mécaniques. Nous incluons toutefois une limite de vitesse de sécurité dans le contrôle du variateur de charge. Celui-ci régule le couple résistant qu'il fournit pour assurer que le système ne dépasse pas cette vitesse (partie 4.2.2.4). La tension de bus de 50V en plus d'imposer de défluxer tôt la MSAP lors de la montée en vitesse

[51] Nous rappelons que les paramètres du moteur sont présentés dans le Tableau 4.1 dans la partie 4.2.2.3.

permet à ce que le couple généré ne soit pas trop élevé et qu'ainsi les frottements mécaniques seuls limitent la vitesse suivant le couple qu'arrivent à réaliser les différents algorithmes de contrôle. Les Figure 4.13 à Figure 4.17 présentent les relevés d'oscilloscope. Les Figure 4.18 à Figure 4.20 sont obtenues par acquisitions des mesures dans la carte DS1104 par *ControlDesk*[52].

Les Figure 4.13 et Figure 4.14 montrent les formes du courant et de la tension de consigne de la première phase de la machine avec l'algorithme de défluxage correspondant à la stratégie MTPV proposée. La Figure 4.13 est obtenue à 8000 tr/min en zone de fonctionnement MTPV et la Figure 4.14 est obtenue à 1376 tr/min au début de la zone de défluxage et opère aussi à courant maximum. Nous observons que le courant est sinusoïdal et comprend peu d'harmoniques. L'échantillonnage à 8 kHz de la commande et du découpage est visible pour l'essai à haute vitesse sur la Figure 4.13. Nous relevons une légère diminution du déphasage, de 20,63° sur la Figure 4.14 à 11,99° sur la Figure 4.13, due à l'augmentation du courant I_d négatif et la diminution du courant I_q. Ces résultats sont cohérents avec le fonctionnement attendu en défluxage et montrent que cet algorithme de contrôle permet d'obtenir un courant stable sans oscillations de l'enveloppe.

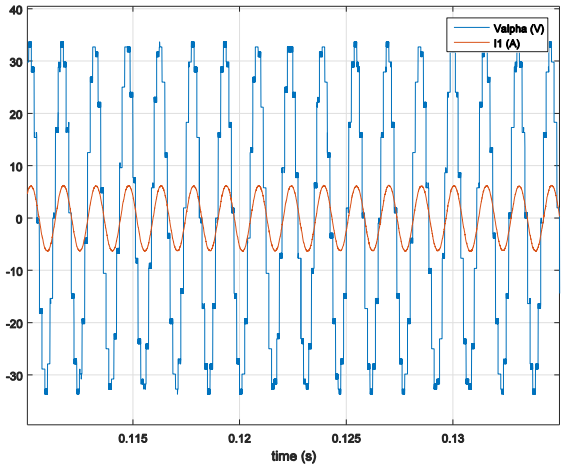


Figure 4.13 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent 8000 tr/min avec algorithme MTPV

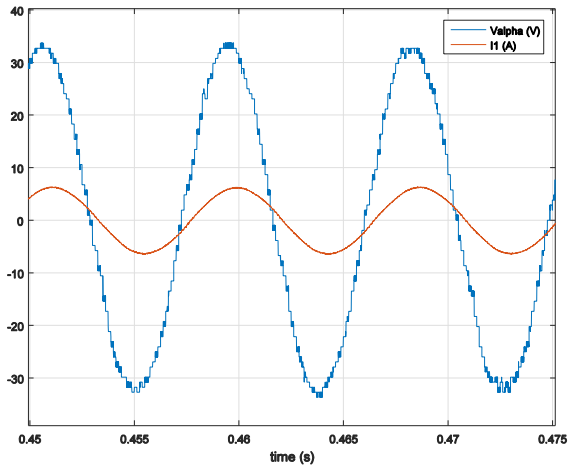


Figure 4.14 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 1376 tr/min avec algorithme MTPV

La Figure 4.15 montre la tension de consigne et le courant de la première phase de la machine avec l'algorithme de défluxage classique sans MPTV. L'essai est réalisé à 6967 tr/min. On remarque que l'enveloppe de la tension oscille plus que sur la Figure 4.13. Une première explication est de dire qu'à 8000 tr/min la fréquence de la tension est synchrone avec le découpage à 8 kHz ce qui n'est pas le cas à 6967 tr/min, et que dans ce second cas c'est l'asynchronisme qui est responsable de ces oscillations. Toutefois nous observons également cette différence sur les courbes Figure 4.16 et Figure 4.17. Ces figures sont réalisées respectivement à 5640 tr/min et 5383 tr/min qui sont non synchrones avec

[52] Ces dernières peuvent présenter plus d'erreurs dues à l'échantillonnage, l'erreur variable sur l'angle et la manière dont sont récupérées les données (qui crée des interruptions sur la carte de contrôle).

la vitesse de découpage. Dans la Figure 4.16 l'algorithme avec MTPV est utilisé et opère en début de trajectoire MTPV (qui commence vers 5000 tr/min). Dans la Figure 4.16 l'algorithme de défluxage classique est utilisé. Cela illustre la difficulté de piloter la machine avec un algorithme classique en fort défluxage. La stratégie avec MTPV proposée donne une enveloppe de tension qui varie moins, cependant il faut noter qu'elle contourne le problème plus qu'elle ne le résout en saturant plus tôt le régulateur de défluxage.

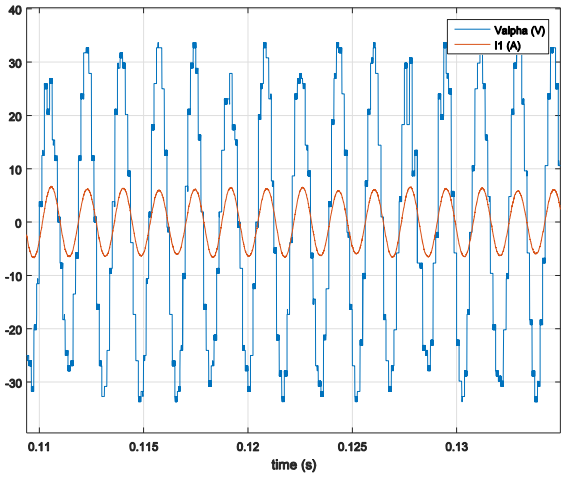


Figure 4.15 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 6967 tr/min avec algorithme de défluxage classique

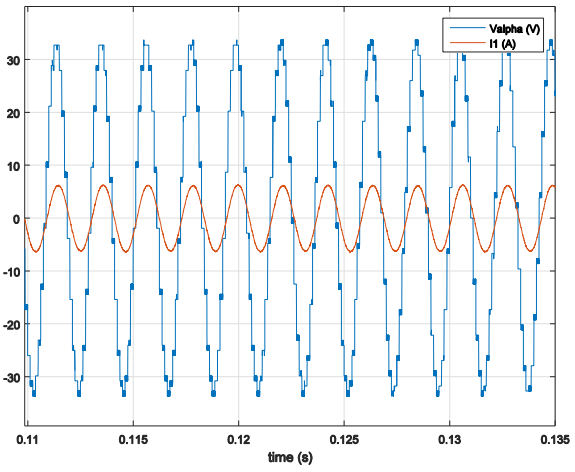


Figure 4.16 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 5640 tr/min avec algorithme MTPV

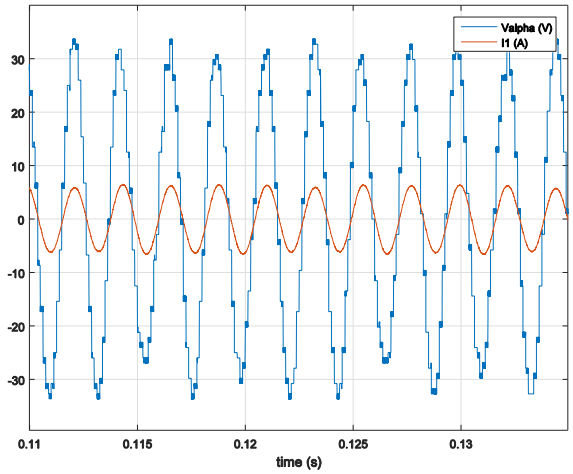
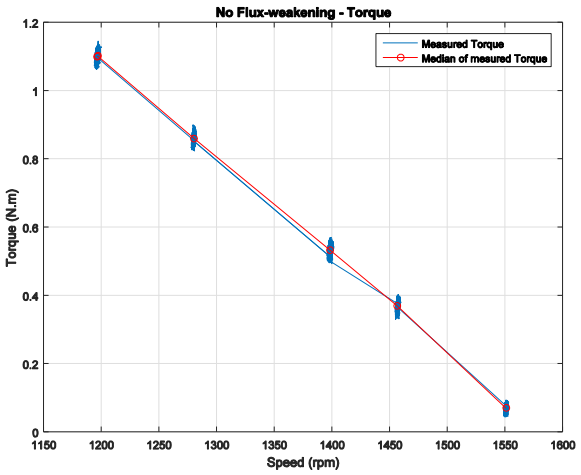
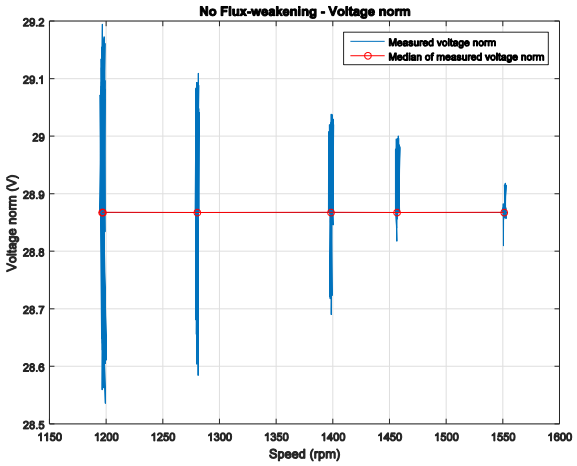


Figure 4.17 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent 5383 tr/min avec algorithme de défluxage classique

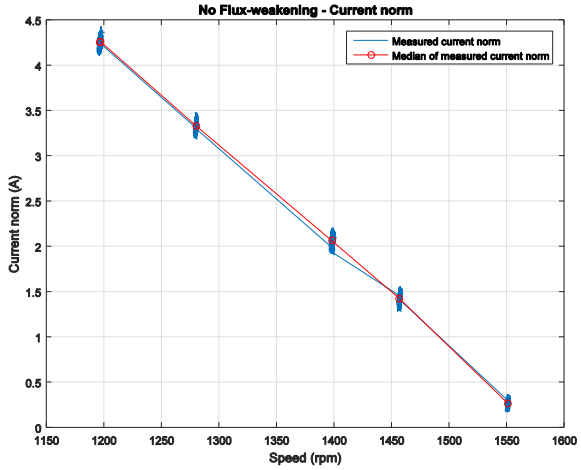
Nous observons sur les Figure 4.18, Figure 4.19, et Figure 4.20 les relevés expérimentaux réalisées en régime permanent (tous les 500 tr/min), en utilisant respectivement les stratégies de commande sans défluxage, avec défluxage classique et avec défluxage plus algorithme MTPV. Le couple (a), la norme de la tension (b), la norme de courant (c) sont tracés en fonction de la vitesse. La trajectoire des courants dans le plan I_d-I_q (d) est également tracée. Sur chaque figure est aussi affichée la médiane des relevés expérimentaux obtenus pour chaque point de fonctionnement en vitesse. La maquette n'étant pas équipée d'un couple-mètre, les mesures des courants de chaque phase et de la position permettent de déterminer les composantes I_d et I_q et le couple correspondant.



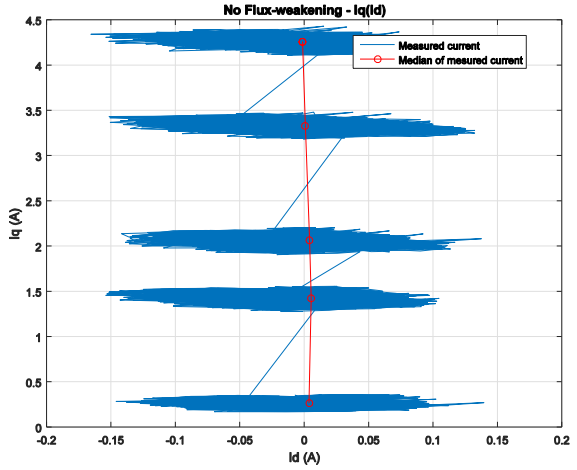
(a) Couple



(b) Tension

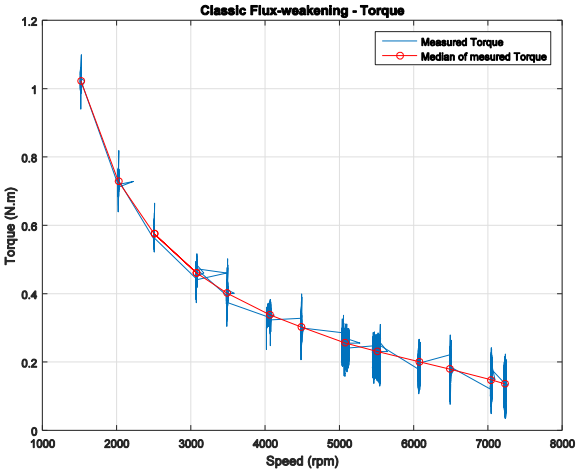


(c) Norme de courant

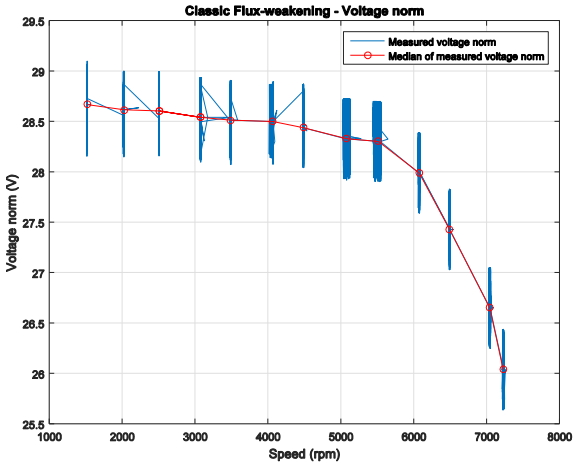


(d) Trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q

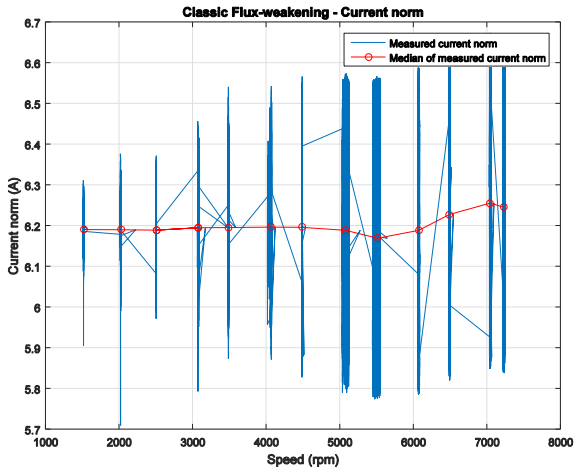
Figure 4.18 Résultats d'expériences obtenus en régime permanent, sans stratégie de défluxage



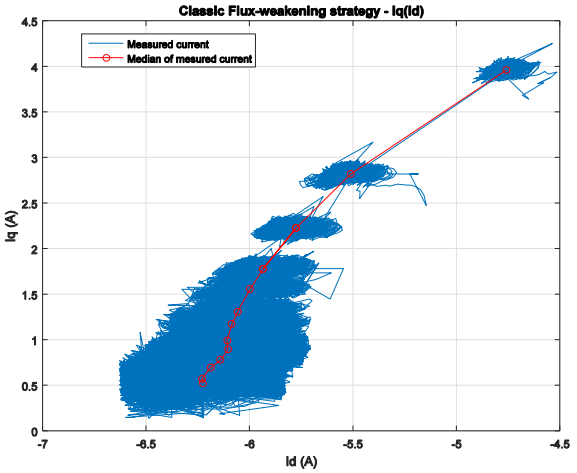
(a) Couple



(b) Tension

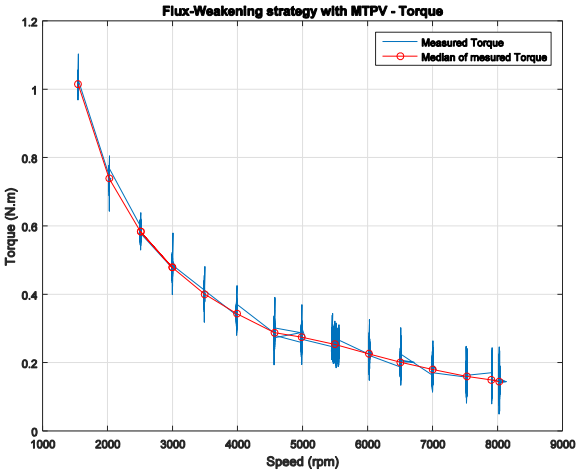


(c) Norme de courant

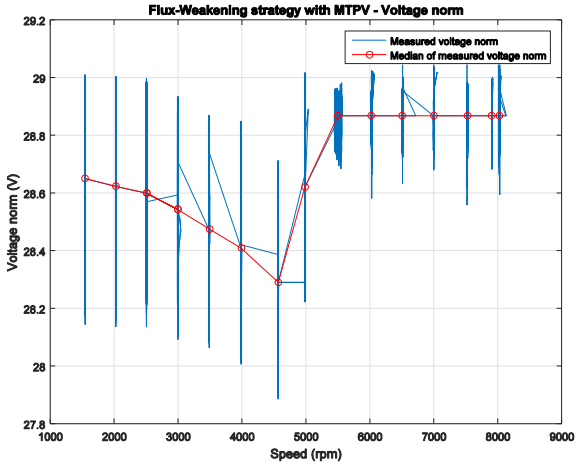


(d) Trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q

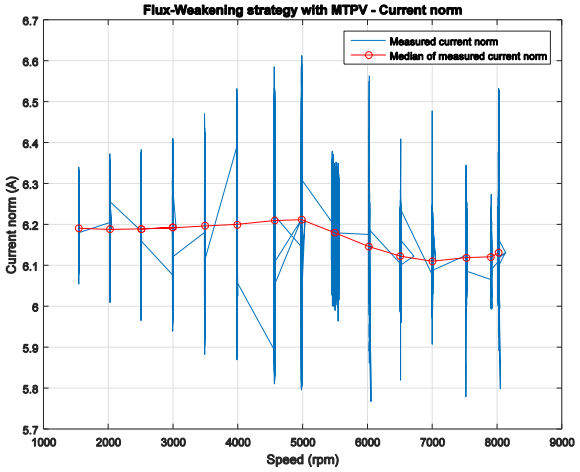
Figure 4.19 Résultats d'expériences obtenus en régime permanent, avec stratégie de défluxage classique



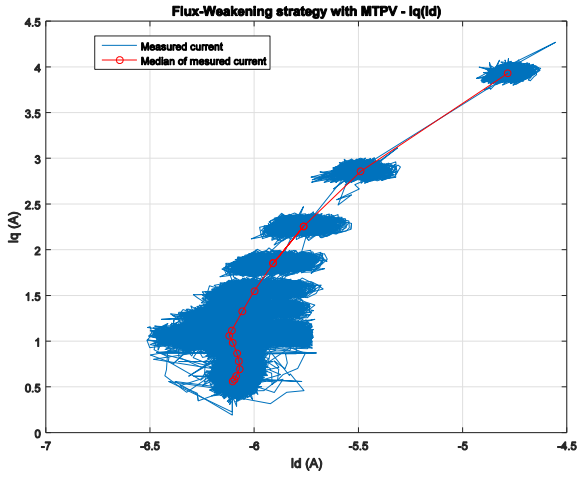
(A) COUPLE



(b) Tension



(c) Norme de courant



(d) Trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q

Figure 4.20 Résultats d'expériences obtenus en régime permanent, avec stratégie de défluxage et MTPV

4.3.2.3 Comparaison et analyse des relevés expérimentaux

Pour faciliter la comparaison et l'analyse des relevés expérimentaux nous traçons sur une même figure les médianes de ces relevés pour le couple sur la Figure 4.21, pour la norme de tension sur la Figure 4.22 pour la norme de courant sur la Figure 4.23, et pour les trajectoires des courants dans *Id-Iq* sur la Figure 4.24. Les résultats de simulations des trois stratégies de contrôle sont également tracés sur ces figures.

4.3.2.3.1 Relevés de couple

Sans stratégie de défluxage (cercles verts pour les résultats d'expérience et croix noires) nous observons sur la Figure 4.21 que le couple généré diminue fortement dès que la limite de tension est atteinte. La vitesse maximale atteinte dans ce cas est de 1551 tr/min. Sur les relevés d'expérience avec stratégie de défluxage avec le MTPV (cercles rouges) nous observons, aussi sur la Figure 4.21, que nous avons les mêmes résultats que par expérience avec l'algorithme de défluxage classique (cercles magentas) jusqu'à 5000 tr/min. Nous

observons qu'à partir de 5000 tr/min la stratégie classique nous donne moins de couple que l'algorithme avec MTPV. Ce couple supplémentaire permet d'atteindre une vitesse plus importante grâce à ce nouvel algorithme. La stratégie de défluxage classique garantit une vitesse maximale de 7227 tr/min et la stratégie MTPV 8023 tr/min. Le Tableau 4.4 résume les résultats obtenus. Nous validons ainsi par expérience que ce nouvel algorithme permet d'augmenter le couple et ainsi la puissance transmise à haute vitesse par rapport aux stratégies de contrôle usuelles.

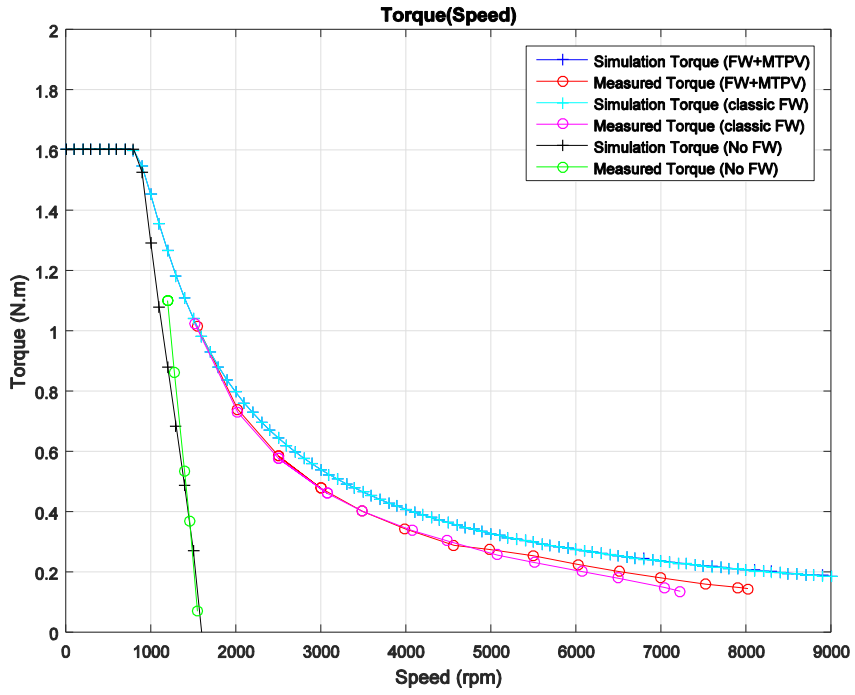


Figure 4.21 Couple médian obtenu par expérience (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV

Nous avons une source de 50 V pour piloter un moteur dont la f.e.m est de 145 V à 8023 tr/min. Le défluxage commence à partir de 869 tr/min ce qui donne un coefficient de survitesse de 9,23 à vitesse maximale avec l'algorithme de défluxage avec MTPV. Nous validons également que l'algorithme proposé est capable de piloter une machine synchrone à aimants permanents avec un fort coefficient de survitesse (et un fort défluxage).

A basse vitesse les résultats de simulation correspondent aux relevés expérimentaux. Lorsque la vitesse augmente nous obtenons par expérience des points de fonctionnement dont le couple est un peu inférieur à celui obtenu par simulation. La simulation prend en compte les pertes Joule, les pertes par conduction dans l'onduleur et les temps morts. L'écart de couple peut être expliqué par les pertes fer qui augmentent avec la vitesse mais aussi par l'imprécision de mesure de l'angle qui augmente également avec la vitesse (voir partie 4.2.4) ce qui génère une erreur sur les courants I_d et I_q calculés et sur le vecteur tension appliqué. Finalement l'erreur peut provenir de la variation des paramètres ou de pertes supplémentaires non modélisés. Le couple observé expérimentalement est obtenu par calcul à partir des mesures des courants et ne vient pas d'un couple-mètre ainsi l'écart

observé n'est pas dû aux pertes mécaniques. En perspectives nous pouvons donc améliorer le modèle utilisé en simulation pour nous rapprocher plus des résultats d'expériences[53].

Algorithme	Vitesse mécanique maximale atteinte	Fréquence des courants
Sans stratégie de défluxage	1551 tr/min	129,25 Hz
Stratégie de défluxage classique	7227 tr/min	602,25 Hz
Stratégie de défluxage et MTPV	8023 tr/min	668,58 Hz

Tableau 4.4 Résumé des vitesses maximales réalisées

4.3.2.3.2 Relevés de tension

Sur la Figure 4.22 nous observons que la tension en simulation (croix bleues, cyans et noirs) augmente avec la vitesse entre 0 tr/min et 869 tr/min puis reste constante à 28,87 V. La tension de bus continu est de 50 V et la stratégie de MLI est une SVM ainsi la limite de la norme du vecteur tension est bien à 28.87 V. Nous observons par expérience que les trois stratégies de contrôle ne dépassent pas cette limite. Cependant nous désirons maximiser l'utilisation de cette tension c'est-à-dire coller à cette limite à partir de 869 tr/min. L'algorithme de contrôle sans défluxage (cercles verts) opère en saturation de tension mais sans monter haut en vitesse (max 1551 tr/min). Nous observons et validons que l'algorithme de défluxage avec MTPV (cercles rouges) opère correctement en saturation de tension sur toute la plage de défluxage, avec toutefois une légère diminution de la tension en zone de défluxage hors MTPV. L'algorithme classique (cercles magentas) fonctionne en saturation en tension jusqu'à 5000 tr/min puis nous observons que la tension diminue un peu. Nous verrons que cela est cohérent avec les mesures de courant discutées ci-dessous. Toutefois nous nous attendions à ce que cette limite de tension soit aussi respectée par l'algorithme classique comme nous le voyons en simulation. Cet algorithme sur-défluxe à haute vitesse, son réglage semble plus sensible aux variations du modèle et son utilisation moins adaptée pour un fonctionnement à fort défluxage.

[53] À noter que cela n'influera très probablement pas l'expérience ni les validations précédentes.

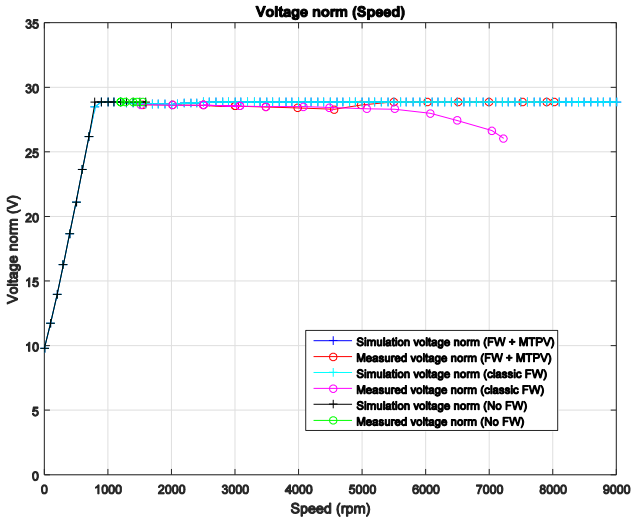


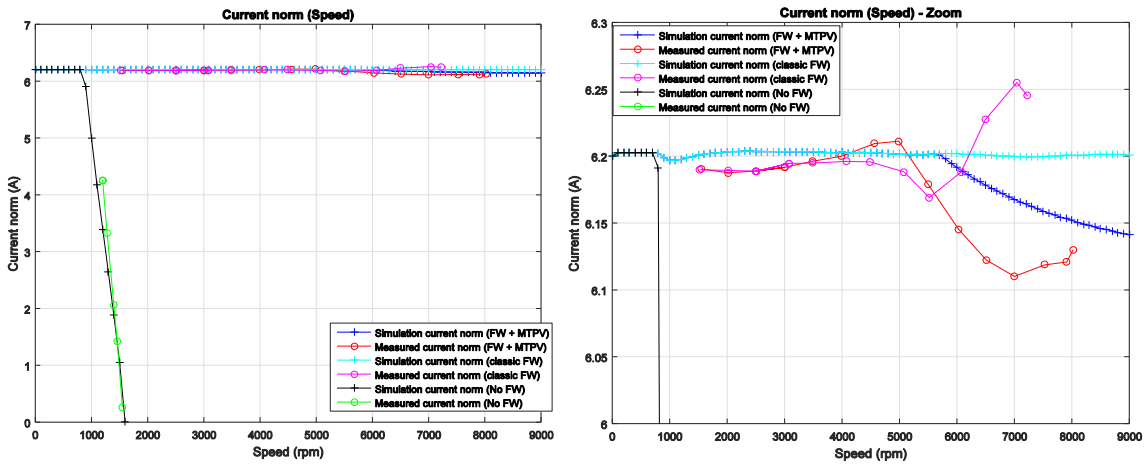
Figure 4.22 Tension médiane obtenue par expérience (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV

4.3.2.3.3 Relevés de la norme de courant

Sur la Figure 4.23 (a) nous observons que la norme de courant chute dans le cas sans défluxage (cercles verts et croix noires). Pour les deux algorithmes avec défluxage nous observons dans un premier temps que la norme de courant semble respecter la saturation de courant à 6,2 A. La Figure 4.23 (b) est un agrandissement de la Figure 4.23 (a) autour de la limite de courant. Nous observons qu'à partir de 5600 tr/min les résultats de simulation montrent que l'algorithme de défluxage avec le MTPV (croix bleues) utilise moins de courant (tend vers 6,10 A) que l'algorithme classique (croix cyans) dont la norme de courant reste en saturation à 6,20 A. Par expérience nous observons que la norme de courant diminue à partir de 5000 tr/min pour l'algorithme avec MTPV (cercles rouges) et a tendance à augmenter pour l'algorithme classique (cercles magenta). Nous observons un dépassement de 0,010 A de la norme de courant à 4500 tr/min et 5000 tr/min pour notre algorithme et un dépassement de 0,055 A à 7000 tr/min pour l'algorithme classique. Les irrégularités dans l'algorithme MTPV sont dues au fait que la résistance n'est pas prise en compte dans le calcul analytique du MTPV car généralement elle est négligeable à haute vitesse pour des MSAP de traction automobile (chapitre 3). Or ici la résistance est de 1,35 Ω qui n'est pas négligeable pour ce petit moteur[54] et les régulateurs des axes d et q de la commande saturent et n'arrivent pas à compenser totalement ce « défaut » et ainsi la boucle de courant repose sur la commande prédictive seule. De façon similaire le dépassement de l'algorithme classique est dû à une précision non-exhaustive du modèle utilisé pour la commande. Nous remarquons que ce courant supplémentaire génère en conséquence une baisse de la tension observée en Figure 4.22. Ainsi en perspective il peut

[54] L*ω vaut au plus 23,76 Ω à 8023 tr/min et vaut 14,79 Ω à 5000 tr/min pour le début du fonctionnement en MPTV lors de l'expérience. La résistance de 1,35 Ω n'est donc pas réellement négligeable par rapport à ces valeurs de réactance. Nous notons aussi que la résistance fait que le défluxage débute à partir de 869 tr/min pour une consigne de couple maximale alors que sans la résistance le défluxage commencerait vers 1194 tr/min.

être intéressant de tenter d'augmenter la précision de la modélisation de la maquette dans la commande avec la contrainte toutefois de ne pas alourdir le calcul effectué en temps réel restrictif de la carte de contrôle. Cependant nous pouvons vérifier que notre algorithme avec MTPV nécessite moins de courant qu'une stratégie de défluxage classique à haute vitesse et ainsi génère moins de pertes, de plus il semble mieux respecter la limite de courant.



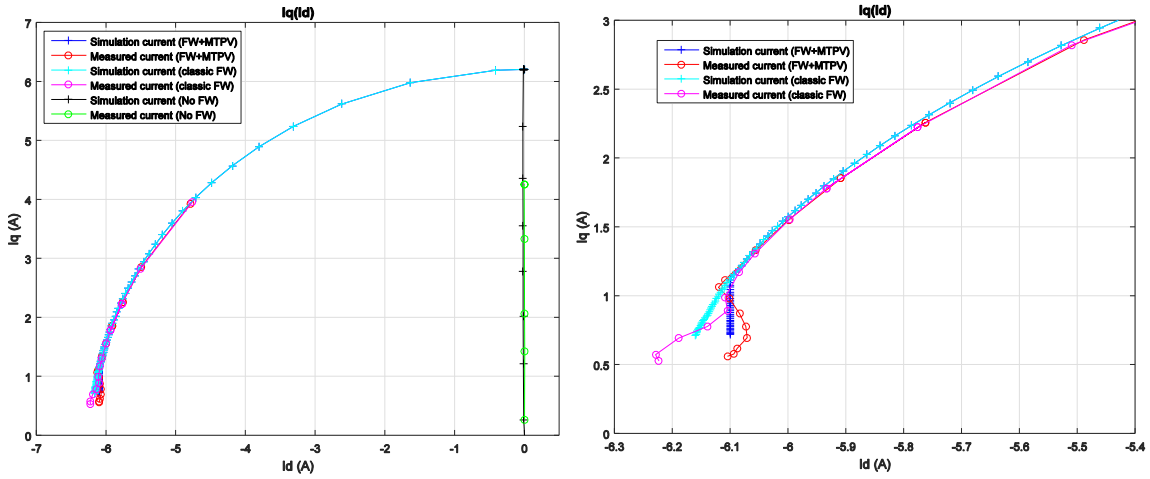
(a) *(b) zoom*

Figure 4.23 (a) Norme de courant médiane obtenue par expérience (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV

4.3.2.3.4 Trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q relevé par expérience

La Figure 4.24 montre que pour l'algorithme sans défluxage le courant I_d est vaut zéro (cercles verts pour les relevés d'expérience et croix noirs pour les résultats de simulation) ce qui est en accord avec notre MSAP qui est à pôles lisses. Le courant sur l'axe I_q n'atteint pas la valeur aussi importante que celui obtenu par simulation. Ceci correspond aux conditions expérimentales (chapitre 4.3.2.1). La Figure 4.24 (b) est un agrandissement de la Figure 4.24 (a) sur la partie haute vitesse de la trajectoire des courants pour les algorithmes avec défluxage. Nous observons que la trajectoire expérimentale des courants (cercles magentas et cercles rouges) suit bien la saturation de courant jusqu'à 5000 tr/min ce qui correspond à la Figure 4.21. A partir de 5000 tr/min les résultats d'expériences avec l'algorithme de défluxage avec MTPV (cercles rouges) suivent la trajectoire MTPV comme ceux de la simulation (croix bleus) avec une déviation autour de cette trajectoire due à la résistance comme discuté au chapitre 4.3.2.3.3. Les trajectoires tendent bien vers le point critique en restant avec un défluxage total de l'aimant à -6,1 A pour le courant I_d. Cette trajectoire est verticale dans le plan I_d-I_q car le moteur est à pôles lisses. Il n'y a pas de sur-défluxage pour créer un couple dû à une saillance. Lorsque l'algorithme de défluxage classique est utilisé la trajectoire reste sur la saturation de courant dans le cas de la simulation (croix cyan) et dans le cas de l'expérience (cercles magentas) les points suivent une trajectoire similaire avec encore un peu plus de défluxage en accord avec les remarques du chapitre 4.3.2.3.3. Cet algorithme génère du sur-défluxage inutile. Nous validons donc que le nouvel algorithme de défluxage suit la trajectoire MTPV à haute vitesse. Une perspective d'amélioration serait d'inclure les pertes dans le calcul de cette

trajectoire tout en respectant les limites de calcul en temps réel. C'est notamment pour cette raison qu'industriellement il est d'usage d'utiliser des tableaux de résultats expérimentaux pour pallier aux défauts du modèle. Nous n'appliquons pas ici une telle solution car elle est spécifique à un moteur, car notre carte de contrôle ne peut supporter un tel tableau et que cela demande de commuter d'algorithme. Finalement dans une application automobile la résistance serait beaucoup moins impactant que pour notre moteur à échelle réduite.



(a) *(b) - zoom sur la partie haute vitesse*

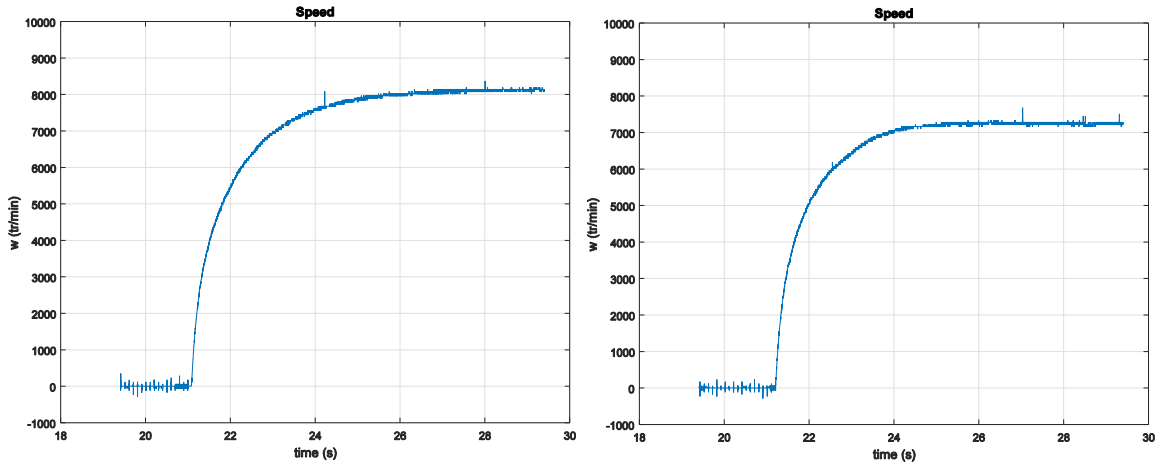
Figure 4.24 (a) Trajectoire médiane du courant dans le plan I_d-I_q obtenue par expériences (et simulation) pour les algorithmes de contrôle sans défluxage, avec défluxage classique, et avec défluxage plus MTPV

4.3.2.4 Résultats expérimentaux réalisés en régime transitoire

Nous observons à l'oscilloscope la réponse obtenue en régime transitoire correspondant à un échelon de couple de zéro à couple maximal et avec vitesse initiale égale à zéro. Les Figure 4.25 (a) et (b) montrent l'évolution de la vitesse respectivement pour les algorithmes de défluxage avec MTPV et de défluxage classique. Les résultats du Tableau 4.4 permettent de confirmer que la vitesse maximale atteinte est supérieure dans le cas du défluxage avec stratégie MTPV. Nous observons également que la montée de vitesse correspond à la réponse à un échelon d'un système du premier ordre et nous identifions les paramètres mécaniques du système donné au Tableau 4.5.

J_{total} (moteur+charge)	$2{,}1.10^{-4}$	$kg.m^2$
f_0	$1{,}8.10^{-4}$	$kg.m^2.s^{-1}$

Tableau 4.5 paramètres mécaniques montage



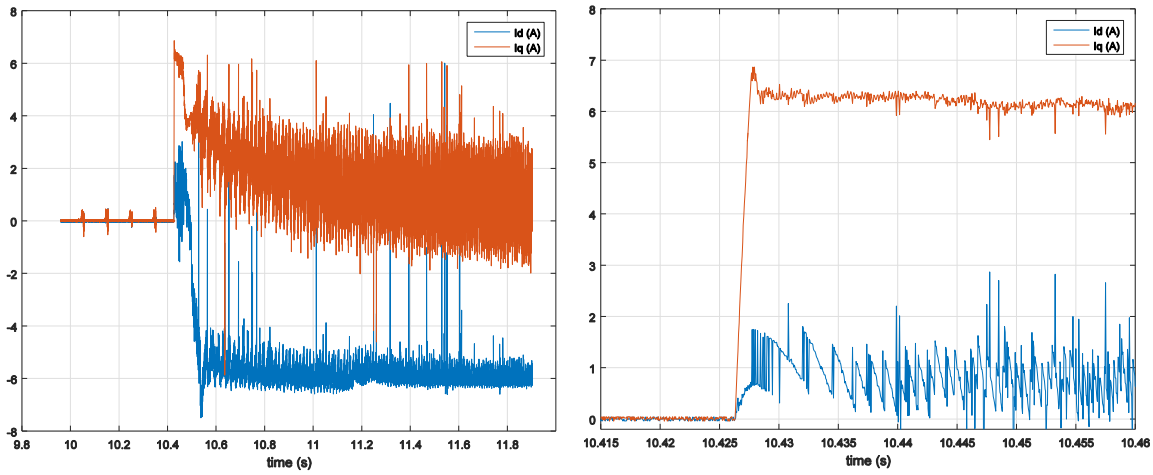
(a) avec algorithme de défluxage et MTPV *(b) avec algorithme de défluxage classique*

Figure 4.25 Réponse en vitesse à un échelon de consigne de couple maximum

La Figure 4.26 montre l'évolution des courants I_d et I_q en régime transitoire (de courant et de vitesse) pour un échelon de consigne de couple pour l'algorithme de défluxage avec MTPV. Il faut toutefois se méfier des résultats sur cette figure car le retard présent sur la mesure de l'angle et le retard sur la mesure des courants triphasés ne sont pas exactement les mêmes ce qui crée un petit décalage de synchronisation des mesures (qui inclut notamment les 1,724 µs maximum d'écart dus à la carte AD2S1200). Cela crée ainsi une erreur sur la transformation des mesures dans le repère de Park. Ces résultats sont visualisés à l'oscilloscope avec la mesure des courant qui vient directement de sondes de courant et la mesure de l'angle qui est récupérée depuis la carte de contrôle DS1104 puis envoyée vers l'oscilloscope et subit donc le retard et la discrétisation due à cette carte.[55] Nous observons que le courant I_q répond au créneau de consigne de couple maximum en montant au courant max (6,20 A) à vitesse nulle initialement. Ensuite lorsque la vitesse augmente le courant I_q diminue et du courant I_d négatif est ajouté jusqu'à défluxage total de 6,10 A en fonctionnement MTPV. La Figure 4.26 (a) montre l'évolution des courants surtout pour le régime transitoire de la vitesse, et la Figure 4.26 (b) est un zoom sur la partie à vitesse nulle permettant d'observer le régime transitoire des courants. En approchant la dynamique de la réponse en courant au premier ordre nous estimons que la bande passante est d'environ 500 Hz. Comme vu au chapitre 2 nous obtenons une telle rapidité grâce à l'utilisation de la commande prédictive-optimale. Le régulateur de défluxage est calculée en cascade avec une dynamique de 10 Hz en boucle fermée de tension de manière à ce que la dynamique de la boucle fermée en courant soit négligeable en face, mais également que la dynamique de cette boucle de défluxage soit plus rapide que la dynamique du mode mécanique. Cela nous permet d'obtenir les montées en vitesse sans oscillations des Figure 4.25 (a) et (b) précédentes. Ces observations sont cohérentes

[55] Nous faisons remarquer que ce décalage n'est pas présent pour les figures précédentes en régime permanent où les courants et l'angle sont mesurés aux mêmes instants et où les courants I_d et I_q sont calculés directement dans la carte.

avec le comportement attendu des courants I_d et I_q et présentent une validation supplémentaire de l'algorithme proposé.



(a) *(b) zoom au démarrage*

Figure 4.26 Evolution des courants I_d et I_q pour un échelon de consigne de couple maximum avec algorithme de défluxage avec MTPV

La Figure 4.27 montre l'évolution du bus de tension continu et nous voyons que la tension chute de 64 V à 50 V. Cette chute de tension est due à l'augmentation du courant de 0 A à 6,2 A associé à la résistance du câble entre la source de tension et les capacités de filtrage de l'onduleur où la tension V_{DC} est mesurée. Pour les essais réalisés en régime permanents conduisant aux figures précédentes, la tension était réajustée à 50V pour chaque point de fonctionnement.

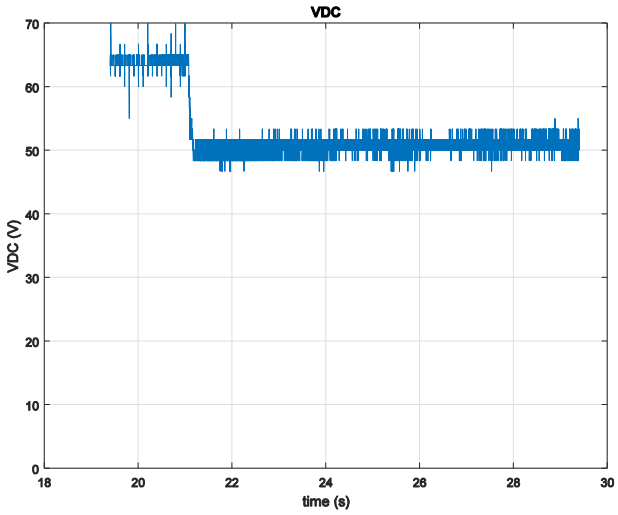
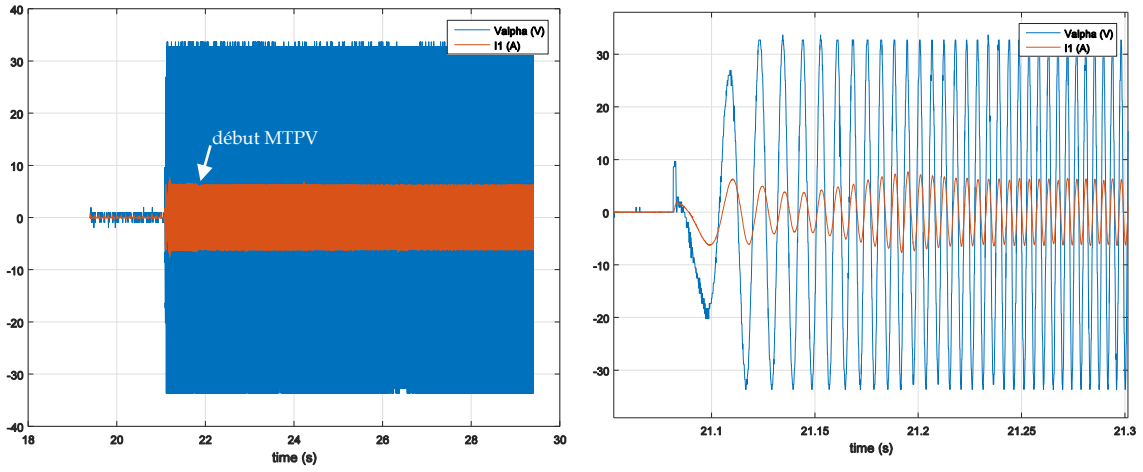


Figure 4.27 Variation de la tension de bus continu après un échelon de consigne de couple

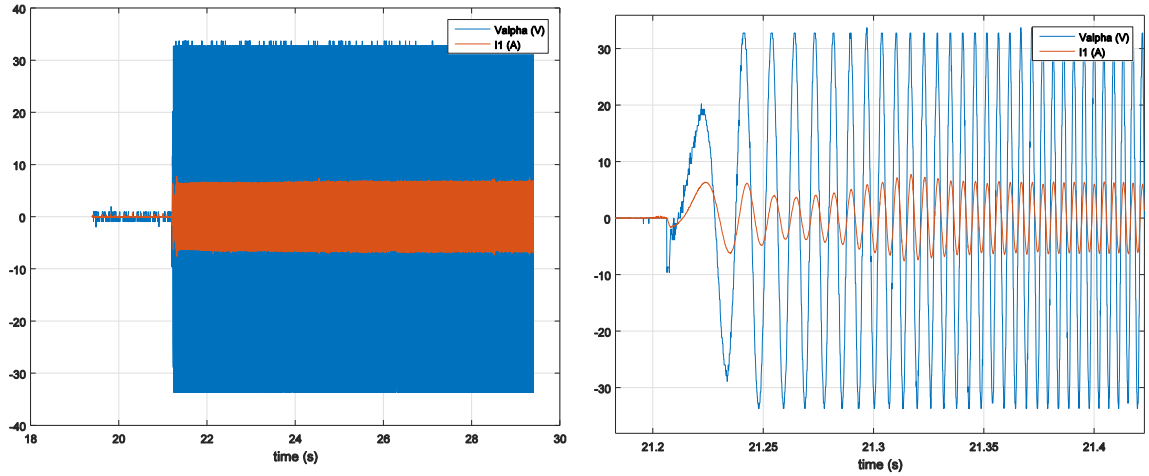
Les Figure 4.28 et Figure 4.29 présentent les réponses en courant (en rouge) et en tension (en bleu) pour la première phase de la machine pour une consigne de créneau de couple, respectivement avec l'utilisation des algorithmes de défluxage avec la stratégie MTPV et sans. On remarque dans le premier cas un léger changement de la norme de

courant vers 21,8 s. Cela correspond au passage à la stratégie MTPV. Nous notons également que ce changement n'est pas présent dans le second cas. Nous observons aussi qu'à plus haute vitesse la norme de courant est de 6,1 A pour la Figure 4.28 et de 6,2 A pour la Figure 4.29 . Cela confirme qu'il y a moins de courant utilisé à haute vitesse avec l'utilisation de l'algorithme incluant la stratégie MTPV. Au démarrage nous observons un bref dépassement dans les deux cas. Cette oscillation de l'enveloppe de courant est brève dans le temps et peut être expliquée par la chute de tension vue précédemment qui est prise en compte par les régulateurs des axes d et q et par le régulateur de défluxage dans la commande. Ce dernier a également une bande passante calculée à 10 Hz et donc prend quelques dizaines de millisecondes nécessaires pour s'adapter à la variation de vitesse initiale dont le pôle mécanique est de l'ordre de 0,20 Hz (voir Tableau 4.5). Sur ces dernières figures avec zoom nous observons également que le déphasage entre les courants et la tension se réduit avec l'augmentation du défluxage.



(a) *(b) zoom au démarrage*

Figure 4.28 (a) Courant et tension de la phase 1 pour un échelon de consigne de couple maximum avec l'algorithme de défluxage avec MTPV



(a) *(b) zoom au démarrage*

Figure 4.29 (a) Courant et tension de la phase 1 pour un échelon de consigne de couple maximum avec l'algorithme de défluxage classique

4.3.2.5 Résumé des résultats du chapitre 4.3.2

Les résultats de ces expériences montrent que grâce à l'algorithme de défluxage il est possible de piloter cette MSAP avec un coefficient de survitesse important (de 9,23). Ce nouvel algorithme avec MTPV unifié permet d'augmenter le couple à haute vitesse et avec moins de pertes par rapport à une stratégie de défluxage sans MTPV, faisant que par expérience nous améliorons également la vitesse maximale atteinte. La bande passante des régulations de courants et de la boucle de défluxage sont suffisantes pour ne pas être perceptibles sur la dynamique de vitesse. Les courants I_d et I_q suivent les trajectoires prévues au chapitre 3 lorsque la vitesse augmente. La validation expérimentale est faite pour une machine à pôles lisses, ainsi même si l'algorithme proposé est fait également pour les pôles saillants cela limite la validation expérimentale de notre commande sur cette maquette. De plus la représentativité de l'application d'une machine de traction électrique par le petit moteur de la maquette du laboratoire LAPLACE est également limitée par sa résistance non négligeable.

4.3.3 Validation expérimentale de la prise en compte de la limite de puissance

Comme cela a été décrit au chapitre 3, il peut être nécessaire de prendre en considération une limite de puissance dans l'algorithme de contrôle. Nous faisons cela car industriellement la cartographie est donnée par un couple maximum à basse vitesse et une limite de puissance en zone de défluxage alors qu'en considérant uniquement les limites de courant et tension, comme cela est fait habituellement dans l'état de l'art, la caractéristique couple vitesse n'est pas réellement une limite d'iso-puissance (chapitre 3). Ainsi nous imposons une limite de puissance de 80 W plus contraignante que la caractéristique couple-vitesse maximale résultant des limites de courant et tension (qui ressemble à haute vitesse à une limite de puissance autour de 160 W).

La Figure 4.30 présente le couple obtenu expérimentalement (en magenta) et en simulation (en cyan) avec la limite de puissance. Cette limite de puissance est correctement respectée lorsqu'elle est incluse dans l'algorithme de contrôle. Nous remarquons que les résultats d'expériences et de simulations sont plus proches que pour les expériences précédentes du chapitre 4.3.2.3.1. On explique cela par le fait que le système étudié ne fonctionne pas en saturation de courant et de tension, ce qui offre plus de souplesse pour les régulateurs de courant et la boucle de défluxage. Il est donc plus simple de piloter la MSAP. La vitesse maximale atteinte est de 6027 tr/min évidemment inférieur à la vitesse de 8023 tr/min atteinte sans de limite de puissance, contrainte supplémentaire du système.

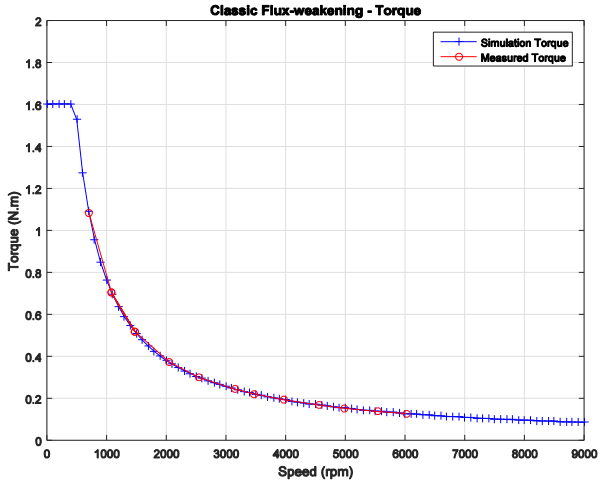


Figure 4.30 Couples médians obtenus par expérience (et simulation) avec algorithme de commande incluant la limite de puissance

Sur la Figure 4.31 sont tracées les trajectoires des courants obtenus par expérience (en magenta) et par simulation (en cyan) avec l'algorithme incluant la limite de puissance. La trajectoire suivie par le courant ne ressemble pas à celle suivie lorsque le système opère en saturation de courant et de tension seuls. Ici le système opère en saturation de tension et de puissance mais hors saturation de courant. Nous voyons qu'avec la montée en vitesse, du courant I_d négatif est ajouté mais l'algorithme autorise moins de courant I_q et ainsi moins de couple que ce que la limite de courant autorise (hors limite de puissance). Ces résultats confirment les observations du chapitre 3 et valident par expérience que notre algorithme est capable de prendre en compte une limite de puissance. Il est possible de remarquer que dans le cas d'une machine à pôles lisses il suffit de saturer le couple de consigne ou le courant I_q de référence pour limiter la puissance ce qui réduit la validation par expérience de l'algorithme proposé incluant également la prise en compte de la limite de puissance pour des MSAP avec une saillance.

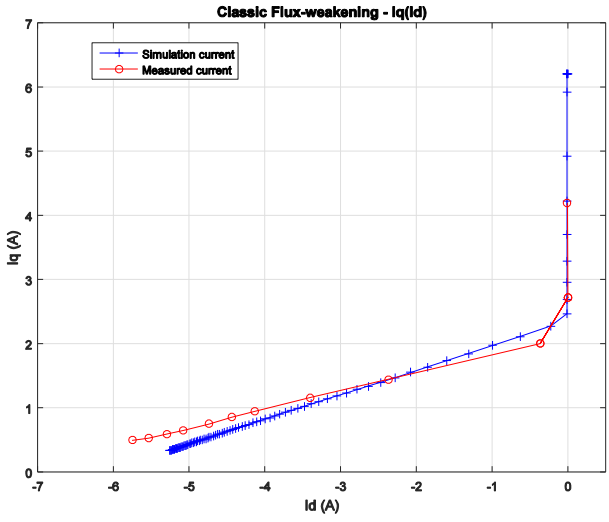


Figure 4.31 Trajectoire médiane du courant dans le plan I_d-I_q obtenue par expérience (et simulation) avec algorithme de commande incluant la limite de puissance

4.3.4 Validation expérimentale de la prédiction de la variation de l'angle

Ici nous voulons valider l'aspect amélioration (par la prise en compte du retard de calcul et de la nature discontinue de l'onduleur) de la commande numérique de l'algorithme proposé (chapitre 2). Comme dans les essais précédents, une commande prédictive-optimale est utilisée et avec prise en compte du retard sur les courants I_d et I_q. L'algorithme de défluxage et les deux régulateurs des axes d et q sont également utilisés. La tension de bus est fixée à 85 V et la limite de courant à 5,5 A. La stratégie MTPV n'intervient pas ici et la tension est augmentée pour faire monter la machine plus haut en vitesse et ainsi ressentir d'avantage dans la commande les effets d'une haute vitesse par rapport à la période de découpage. Les conditions expérimentales sont résumées dans le Tableau 4.6.

Paramètres expérience 2			
Tension de bus continu	V_{DC}	85	V
Valeur limite de la norme de courant	I_{limite}	5,5	A
Fréquence de découpage	f_{dec}	8	kHz

Tableau 4.6 Conditions expérimentales 2

Pour rappel, nous avons ici un retard approché à une période d'échantillonnage (qui correspond à une période de découpage sur notre maquette, voir 4.2.4 et chapitre 2) entre l'instant des mesures des courants et de l'angle et l'envoi des nouvelles consignes de rapports cycliques par la commande au DSP qui pilote l'onduleur. De plus on considère la variation de vitesse négligeable sur une période de découpage, donc le vecteur tension calculé par la commande est appliqué à la machine par l'onduleur en valeur moyenne au milieu de la période de découpage, ce qui rajoute un retard d'une demi-période de découpage dans le modèle du système vu par la commande. La position du rotor varie pendant ce retard d'une période et demi de découpage[56] et nous désirons observer par expérience l'impact de la prise en compte ou non de cette variation de l'angle par la commande.

Nous observons sur la Figure 4.32 le couple en fonction de la vitesse pour des points de fonctionnement en régime permanent mesurés tous les 500 tr/min pour les résultats d'expérience et tous les 100 tr/min pour les résultats de simulation. Lorsque l'algorithme de commande qui inclut la prédiction de la variation de l'angle est utilisé (cercles rouges pour les résultats d'expérience et croix bleues pour les résultats de simulation) nous observons que le moteur monte à une vitesse maximale de 10450 tr/min par expérience ! Tandis que lorsque cette prédiction de la variation de l'angle n'est pas incluse dans l'algorithme de commande (cercles magentas pour les résultats d'expérience et croix cyans pour les résultats de simulation) le couple chute à haute vitesse et la vitesse atteint 6037 tr/min par expérience. Dans l'état de l'art les algorithmes usuels n'utilisent pas cette

[56] Nous dirons plus simplement « variation de l'angle » dans la suite pour faire référence au phénomène décrit dans le paragraphe.

prédiction de la variation de l'angle et ainsi notre proposition permet dans cette expérience d'augmenter la vitesse maximale de 73,1%. Cela valide par expérience la pertinence de cette amélioration de la commande pour le fonctionnement à haute vitesse[57]. L'écart observé entre les résultats de simulation et les expériences est discuté à la partie 4.3.2.3.

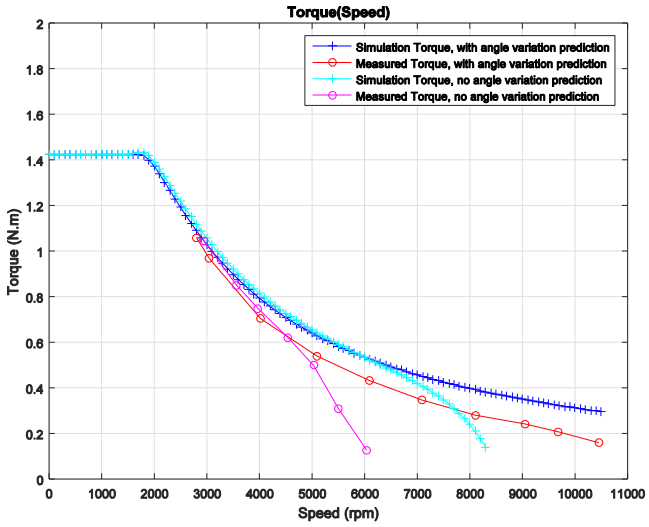


Figure 4.32 Couple médian obtenu par expérience pour les algorithmes de contrôle avec (rouge) ou sans (magenta) prédiction de la variation de l'angle. Les résultats correspondant de simulations sont respectivement en bleu et cyan.

La Figure 4.33 montre la trajectoire parcourue par les courants pour les algorithmes avec et sans prédiction de la variation de l'angle. Lorsque cette prédiction n'est pas incluse on voit que les références de courant ne sont pas correctes et que sa norme ne respecte pas la limite de courant. Les régulateurs des axes d et q n'arrivent pas à corriger cette erreur car ils saturent en raison de l'erreur sur la position qui génère un couplage supplémentaire entre les axes d et q qui augmente avec la vitesse. Ainsi à haute vitesse ce couplage est trop important et les références de courant sont mal imposées par la boucle de courant et le couple s'effondre. On note que le système n'est pas instable et ne diverge pas car la commande utilisée est une commande prédictive et il n'y a pas d'intégration dans la boucle rapide de courant (mesurée à 446 Hz dans la partie 4.3.2.4). Les régulateurs des axes d et q sont présents simplement pour corriger un peu les erreurs de modèle mais pour respecter les limites électriques ils arrivent rapidement en saturation et ils fonctionnent avec une bande passante en boucle fermée plus lente de 100 Hz. Cette prédiction de l'angle est encore plus importante dans le cas d'une commande vectorielle usuelle avec simplement deux régulateurs sur les axes d et q pour ne pas déstabiliser le système par un couplage supplémentaire à haute vitesse.

[57] Nous faisons remarquer que la prédiction de la variation de l'angle était incluse dans les essais expérimentaux précédents (4.3).

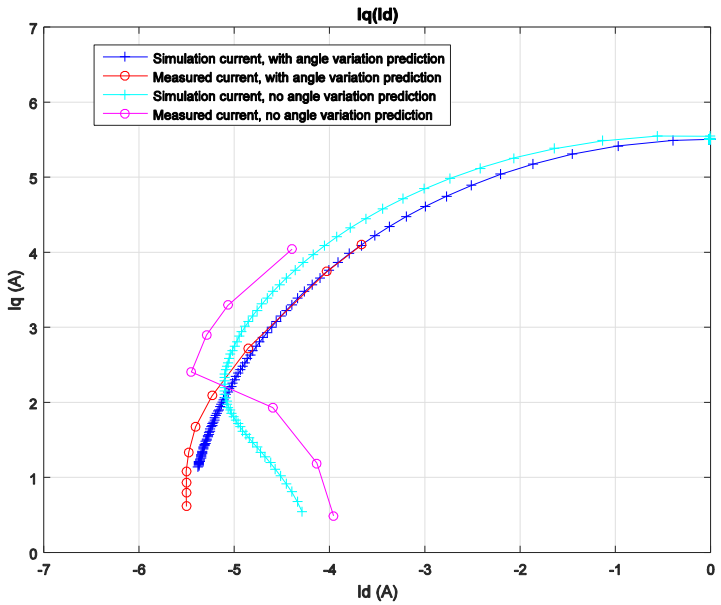


Figure 4.33 Comparaison de la trajectoire du courant dans le plan I_d-I_q obtenue par expérience pour une commande avec (rouge) ou sans (magenta) prédiction de la variation de l'angle. Les résultats correspondant de simulations sont respectivement en bleu et cyan.

Sur la Figure 4.34 sont affichés le courant et la tension de consigne de la première phase de la machine en régime permanent à 10450 tr/min dans le cas de l'algorithme avec la prédiction de la variation de l'angle. Nous observons qu'il y a 9,2 périodes de découpages par périodes électriques ! Cela valide par expérience que l'algorithme proposé est capable de piloter le moteur et de rester stable même avec un faible ratio de la fréquence de découpage par rapport à la fréquence électrique. Cependant si nous désirons monter plus haut en vitesse il faut augmenter la fréquence de découpage ou basculer sur un découpage synchrone. Pour cela nous pourrions utiliser une carte de contrôle plus rapide ou alléger le calcul de notre algorithme pour profiter des 10 kHz maximums que propose le DSP qui pilote l'onduleur.

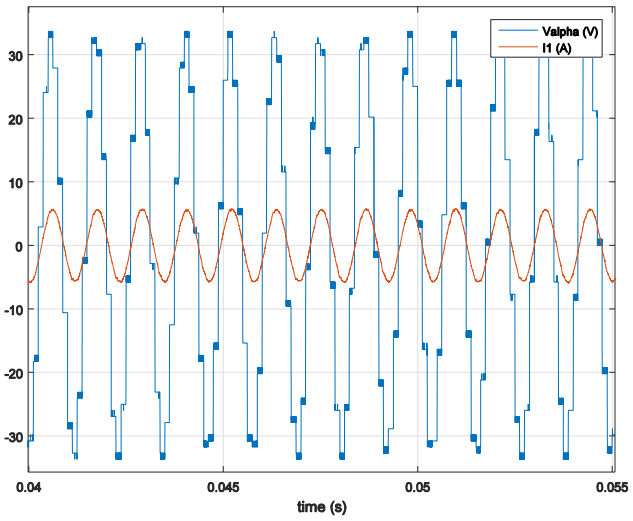


Figure 4.34 Courant et tension de la phase 1 en régime permanent à 10450 tr/min

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous présentons le montage expérimental réalisé. Le moteur utilisé est un moteur à pôles lisses et à échelle réduite ce qui limite la confirmation pour l'industriel des résultats expérimentaux obtenus. Toutefois cela reste une validation par expérience représentative des conditions de haute vitesse avec un fort défluxage, un haut coefficient de survitesse et un faible rapport de fréquence de découpage sur la fréquence électrique. L'allure de la caractéristique couple vitesse automobile est également respectée avec un fort couple de démarrage et puis une large plage de vitesse à puissance constante.

Ces expériences valident que l'algorithme proposé est capable de piloter un moteur à haute vitesse en respectant les limites de courant, tension et puissance si nécessaire. Nous confirmons par expérience que l'algorithme de défluxage qui inclut la stratégie MTPV de manière unifiée permet d'augmenter le couple et de réduire les pertes (en réduisant le courant) à haute vitesse par rapport à l'algorithme de défluxage classique. Il garantit aussi (si le modèle utilisé correspond à la réalité) de donner des consignes de courant qui respectent les limites de courant et de tension quelle que soit la vitesse lorsque la limite de tension est contenue dans la limite de courant dans plan I_d-I_q, alors que l'algorithme classique ne respecterait plus la limite de tension. Toutefois cette approche est analytique et perd en précision si le modèle utilisé présente des défauts (dans notre expérience la forte résistance statorique). Hors du fonctionnement MTPV la variation des paramètres est compensée par les régulateurs des axes d et q dans la limite de leur saturation.

Nous confirmons l'importance de prédire la variation de l'angle électrique à haute vitesse pour que le modèle du système vu par la commande soit conforme à celui utilisé pour la calculer, et ainsi prévenir le défaut introduit dans la commande associée au couplage supplémentaire (qui peut rendre instable (chapitre 2)) et la chute prématurée de couple lorsque la vitesse augmente.

On valide que la commande prédictive-optimale permet d'obtenir rapidement des courants proches de ceux de référence, et les régulateurs des axes d et q n'ont qu'à corriger la potentielle erreur plus lentement. Cela permet de satisfaire les critères de stabilité, précision, et rapidité, souvent difficiles à réaliser simultanément avec une commande classique fréquentielle. Finalement il est validé que la dynamique de la boucle de défluxage est négligeable face à la dynamique de vitesse.

Une première perspective d'amélioration de la validation expérimentale est d'effectuer les essais sur une machine synchrones à aimants à pôles saillants à échelle 1 et donc directement représentative de la traction électrique. Ensuite utiliser une MLI synchrone ou augmenter la fréquence de découpage permettrait de réduire la déformation de la tension moyenne appliquée à la machine, induit lorsque la fréquence électrique se rapproche de la fréquence de découpage. Finalement il est possible d'inclure les pertes et variations des paramètres, dans la commande et la définition des trajectoires (MTPA, MTPV…) par exemple sous forme de tableau avec les défauts d'être contraignant pour la carte de contrôle et de dépendre d'essais expérimentaux préliminaires.

Conclusion générale

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les véhicules électriques pour leur haut rendement et leur forte densité de puissance. L'emploi d'une MSAP opérant à haute vitesse permet de réduire le volume, le poids et le prix de la machine, tout en conservant la même puissance, ce qui est avantageux lorsque le système est embarqué. Dans les travaux de recherche de cette thèse nous avons réalisé l'ensemble de la commande temps réel permettant de piloter une telle machine en régime de haute vitesse. Nous résumons ici les contributions innovantes, validées par l'expérience, et donnons quelques conclusions concernant la commande d'une MSAP haute vitesse. Enfin nous ouvrirons sur des perspectives d'amélioration et futurs axes de recherche de ce domaine.

Nous avons vu au long de ces travaux que la commande d'une MSAP est divisée en trois parties. Chacune est influencée par le fonctionnement de la MSAP en régime de haute vitesse.

Tout d'abord, à partir d'une stratégie de MLI sont déterminés les rapports cycliques à imposer à chaque IGBT de l'onduleur à partir des tensions de référence issues de la commande algorithmique, réalisant les lois de commande choisies. Ces références sont une image des tensions à appliquer aux bornes des enroulements de la MSAP. Ici nous avons décidé de ne pas surmoduler, avec une stratégie pleine onde ou une MLI à 2 commutations, à cause du contenu harmonique généré qui induit des pertes supplémentaires au rotor. Celles-ci sont difficiles à évacuer et engendrent un fort risque de démagnétisation des aimants. Ainsi nous décidons de les limiter au maximum. Une stratégie de modulation à 6 commutations de type SVM est utilisée car elle permet d'étendre de 15% la limite de tension alternative correspondant à la zone de linéarité de l'onduleur pour la même tension du bus continu. Elle est connue pour sa présence d'harmonique 3 dans la modulante, ce qui fait varier le potentiel du point neutre, par rapport à une MLI sinusoïdale. Les MLI à 4 commutations permettent aussi d'atteindre cette limite de tension tout en réduisant les pertes par commutations, mais génèrent un peu plus d'harmoniques qui sont gênantes.

Les tensions de référence de la MLI sont calculées à partir d'une commande en courant de la MSAP. Celle-ci est réalisée dans le repère d-q tournant lié au rotor et permet de dissocier l'autopilotage de la régulation de la phase et l'amplitude des grandeurs électriques. Concernant la haute vitesse nous avons montré que pour des raisons de stabilité il est important de tenir compte dans la modélisation du système :

- du caractère discret du système vu par la commande à cause de l'échantillonnage des mesures, de l'aspect numérique (ici discret en temps) de la commande et du caractère discontinu de l'onduleur avec l'utilisation d'une MLI régulière symétrique.
- du retard lié au temps de calcul de la commande. Il doit être pris en compte dans le modèle et a été fixé à une période de découpage.
- du mode mécanique inclus dans la modélisation. Celle-ci est linéarisée autour des points de fonctionnement du système et est utilisé pour le calcul des régulateurs.

La variation de l'angle entre l'instant où les mesures sont effectuées, et l'instant où le vecteur tension est calculé par la commande, et appliqué en moyenne par l'onduleur, ne peut plus être négligé à haute vitesse. Ce délai rend le système instable à haute vitesse et modifie sa réponse transitoire. Un algorithme de prédiction de la variation de l'angle est ainsi proposé.

Le couplage des équations du modèle est faible à basse vitesse et devient dominant quand la vitesse augmente. Associé aux contraintes précédentes celui-ci peut déstabiliser le système. Utiliser un découplage classique fondé sur le modèle continu du système améliore simplement la réponse transitoire. Nous avons proposé dans un premier temps un algorithme de découplage exact, discret utilisant une prédiction de la variation du courant ce qui a permis théoriquement en boucle fermée de rendre les pôles indépendants du système. Toutefois, il a été constaté que cette méthode de découplage reste trop sensible à la variation des paramètres et du modèle, et est trop longue à calculer en temps réel. Ainsi nous avons proposé un second algorithme de découplage, appelé découplage minimal » qui utilise le pire cas de la variation des paramètres, et ainsi découple avec la valeur minimale du couplage au point de fonctionnement considéré. Cela a permis de séparer suffisamment les deux axes d et q pour synthétiser les paramètres des régulateurs de courant, tout en évitant la génération de boucle rétroactive positive déstabilisante en cas de variation des paramètres.

Pour que la boucle de courant ait la bande passante désirée (ici au moins 100 Hz pour une fréquence des courants statorique maximale fixée à 1 kHz) l'approche standard par régulateurs de type PID n'est pas suffisante et nous mettons en place sur les axes d et q deux régulateurs de type RST avec gains variables. La limite de tension crée toutefois une compétition entre les deux régulateurs, ce qui peut réduire les performances obtenues. Une possibilité d'amélioration est de favoriser le régulateur de l'axe d. Nous décidons de réaliser ensuite une commande prédictive-optimale. Celle-ci à une réponse très rapide ce qui est avantageux pour le calcul en cascade de la boucle de défluxage, et c'est le choix que nous proposons. Pour améliorer la précision de celle-ci nous ajoutons un régulateur de courant sur l'axe d.

Les références de courant sont choisies de manière à obtenir le couple de référence, et si ce point de fonctionnement n'est pas atteignable, alors le couple maximum réalisable à cette vitesse est obtenu. Les limites maximales de tension et de courant sont respectées. Nous cherchons également à minimiser la norme du courant appliquée comme approximation de la minimisation des pertes. Nous calculons la solution analytique de ce problème. La trajectoire du courant de référence obtenue dans le repère I_d-I_q se décompose en 4 zones (figure 3.2). La zone 1 hors saturation de tension à basse vitesse utilise la stratégie MTPA qui utilise ainsi le couple de réluctance en plus des aimants. Si la machine est à pôles saillants et que la consigne de l'utilisateur est un couple de référence alors la stratégie MinCPT est utilisée (à la place de celle MTPA). Cette solution est relativement méconnue dans la littérature. Ensuite en zone 2, quand la saturation de tension est atteinte on effectue une réduction de la contribution de l'aimant au flux de l'entrefer par ajout de courant I_d négatif, et le couple est maintenu. Puis en zone 3 la saturation de courant est atteinte et le couple diminue de manière à pouvoir continuer à défluxer et monter en

vitesse. Finalement, si le point critique est à l'intérieur de la saturation de courant, alors la limite de tension devient la plus contraignante et il faut suivre la trajectoire MTPV (Maximum Torque Per Volt). De plus dans ce cas il existe une solution au problème quel que soit la vitesse, et la trajectoire MTPV est la solution optimale qui donne des courants de référence qui respectent les limites de courant et tension et qui donne un couple positif qui tend vers zéro quand la vitesse tend vers l'infini. Dans la littérature cette trajectoire est peu prise en compte. Nous réalisons un algorithme de génération des consignes de courant qui réalise un défluxage qui se base sur une régulation de la norme de la tension de référence demandée par la régulation vectorielle des courants. Celui-ci vient modifier la référence de courant I_d. Nous proposons également de suivre la trajectoire de manière simple et sans commutation d'algorithmes, en définissant une nouvelle saturation de courant virtuelle modifiée dynamiquement par le courant requis pour la stratégie MTPV. L'algorithme de défluxage sait suivre l'intersection de la limite de tension et de la limite de courant et ainsi avec cette nouvelle limite de courant il peut suivre la trajectoire MTPV. Dans le cas où on a une référence de couple en entrée, un masque de saturation est ajouté pour limiter le couple de consigne aux points de fonctionnement réalisables en tenant compte de la trajectoire optimale.

La stratégie de commande dans la littérature considère usuellement 2 limites électriques : la limite de courant et celle de tension. Or le calcul des points de fonctionnement atteignables en considérant ces deux limites électriques, ne correspondent pas réellement à une limite d'iso-puissance (comme usuellement représenté), en particulier en début de zone de défluxage. Ainsi nous décidons d'inclure également le respect de la limite de puissance due à la batterie dans l'algorithme de commande.

Le fonctionnement en régime transitoire et en régime permanent de l'algorithme est validé par simulation pour une MSAP à pôles saillants avec des paramètres représentatifs de l'application automobile.

Une maquette avec une MSAP à échelle réduite et pôles lisses est mise en place au laboratoire pour tester expérimentalement les lois de contrôles proposées. Nous mettons également en place un dispositif de réduction et de contrôle des retards sur la maquette, de manière à imposer une durée fixe d'une période d'échantillonnage entre les mesures et le début d'application de nouvelles références de tension par l'onduleur à la période suivante. La mesure de la position est convertie en vitesse puis filtrée par un filtre de Kalman, qui présente l'avantage de ne pas introduire de déphasage supplémentaire contrairement à un filtre fréquentiel classique.

Nous validons par expérience que notre algorithme est capable de piloter une MSAP haute vitesse et notamment avec un fort coefficient de survitesse (ici de 9,23 par rapport à 2 fois la vitesse nominale en générale), et avec un rapport de 9,2 de la fréquence de découpage sur la fréquence électrique ! Nous observons également par expérience en régime de haute vitesse que :

- la boucle de courant avec la commande prédictive-optimale a une dynamique très rapide et est adaptée pour le contrôle d'une MSAP haute vitesse.

- Les régulateurs supplémentaires améliorent la précision mais saturent rapidement en cas de défaut du modèle (pertes non considérées, variations des paramètres), ce qui limite leur efficacité.
- La prédiction de la variation de l'angle augmente considérablement la vitesse atteignable. Il est important de l'inclure dans le contrôle d'une MSAP haute vitesse.
- L'algorithme de commande proposé est capable d'opérer dans les 4 zones de la trajectoire optimale.
- Celui-ci prend ainsi également en compte la trajectoire MTPV, et en régime de haute vitesse le couple réalisé et la vitesse maximale atteinte sont supérieurs. La norme de courant utilisée est inférieure (et donc moins de pertes) qu'avec l'utilisation d'un algorithme de défluxage classique. L'algorithme proposé améliore ainsi les performances à haute vitesse.
- Les pertes (notamment Joule) réduisent l'exactitude de la trajectoire MTPV calculée et introduisent un biais.
- Si la limite de puissance est contraignante alors on observe qu'elle est correctement prise en compte par le masque de saturation et respectée dans l'expérience.

Finalement des essais sur une MSAP à pôles saillants et dimensionnée pour la traction électrique permettraient de valider l'efficacité de l'algorithme pour des applications automobiles.

Au nombre des perspectives de ce travail nous ajoutons les éléments suivants :

Trouver une méthode pour inclure de manière simple les pertes dans le calcul de la trajectoire MTPV ce qui pourrait améliorer les performances dans cette zone de fonctionnement. La littérature propose l'utilisation des LUT avec les désavantages que cela comporte : réalisation des LUT par des expériences, ou calculs par éléments finis, préliminaires qui dépendent du moteur ; sensibilité à la variation des paramètres et du modèle ; requiert de la mémoire de stockage…

On peut aussi mettre en place suivant la MSAP, une stratégie de sur-modulation pour étendre la limite de tension, avec une limite de sur-modulation à partir du point où les harmoniques générées arrivent à la limite de température acceptée par le système de refroidissement et les aimants. Toujours concernant la température, mettre en place un observateur de cet état permettrait d'étendre l'ensemble des points de fonctionnements atteignables pendant une certaine durée, et ainsi optimiser les performances de la machines. Par exemple on peut prendre en compte la température pour modifier de manière dynamique le masque de saturation du couple de consigne.

Une perspective de recherche supplémentaire est d'améliorer la robustesse de la boucle de courant, le suivi de la trajectoire optimale des références de courant par l'algorithme de défluxage, et l'optimalité de cette trajectoire, vis-à-vis de la variation des paramètres. Si cette variation des paramètres est en fonction du point de fonctionnement (ex : saturation des inductances) alors on peut proposer de la considérer dans la commande par des tableaux ou comme fonction des variables électriques. L'impact de la température sur les paramètres pourrait être modélisé aussi.

Pour terminer il faut rappeler que l'obtention d'un fonctionnement haute vitesse peut être aussi considérée avec des technologies différentes et peut-être plus adaptées comme les composants Sic pour le convertisseur et des FPGA pour la commande. Cette situation a priori favorable sur le plan théorique doit être validée expérimentalement eut égard aux nombreuses contraintes associées.

Annexes

Annexe A Transformation de Park

On suppose que la MSAP est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées (composante homopolaire nulle). Les grandeurs électriques peuvent être représentées dans le repère alpha-beta qui est fixe par rapport au stator, et dont l'axe alpha est calé sur l'axe de la première phase, et l'axe beta en quadrature. Dans ce cas le passage du repère triphasé (*a,b,c*) au repère (*α,β*) est donné par (A.1). Deux valeurs sont usuellement utilisées pour le coefficient *k* :

- $k = \frac{2}{3}$ permet de conserver les amplitudes des grandeurs électriques, i.e. la norme d'un vecteur dans (*a,b,c*) est la même dans (*a,β*). Cette transformation est dite de Clark. Nous utilisons cette convention car elle permet de garder un sens physique aux valeurs de tensions et courants.

- $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ permet de conserver la valeur de la puissance entre les deux repères. Cette transformation est dite de Concordia.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = k. \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{A.1}$$

Le repère de Park est diphasé, noté d-q, avec l'axe d fixe par rapport l'axe du flux inducteur généré par les aimants fixés au rotor. L'axe q est en quadrature électrique. Le repère d-q tourne ainsi de manière synchrone avec le rotor, et cela permet d'obtenir une représentation des grandeurs électriques indépendante de la position angulaire, l'information de position étant contenue dans le repère de Park lui-même. Cette transformation revient à appliquer la matrice de rotation au vecteur dans (*α,β*), donné par (A.2), ou est θ l'angle électrique.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \tag{A.2}$$

La transformation de Park du repère (*a,b,c*) au repère (*d,q)* s'exprime ainsi par (A.3).

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = Park. \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

Avec :
$$Park = k. \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{A.4}$$

La régulation des courants est effectuée dans le repère d-q et donne les références de tension dans ce même repère. Pour réaliser l'autopilotage il est nécessaire d'inclure l'information d'angle dans ces références de tension et revenir dans un repère lié au stator.

Pour cela on utilise la transformation inverse de Park qui permet le passage du repère *(d,q)* au repère *(a,b,c)* et est donnée par (A.5).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = Park^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \tag{A.5}$$

Avec

Si $k = \frac{2}{3}$

$$Park^{-1} = 1.\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{A.6}$$

Si $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

$$Park^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{A.7}$$

Annexe B Caractéristiques des IGBT et des diodes de l'onduleur pour le calcul des pertes par conduction

On utilise les *Datasheet* de *Microsemi* pour déterminer la tension aux bornes de chaque diode et IGBT lorsque ceux-ci sont passants.

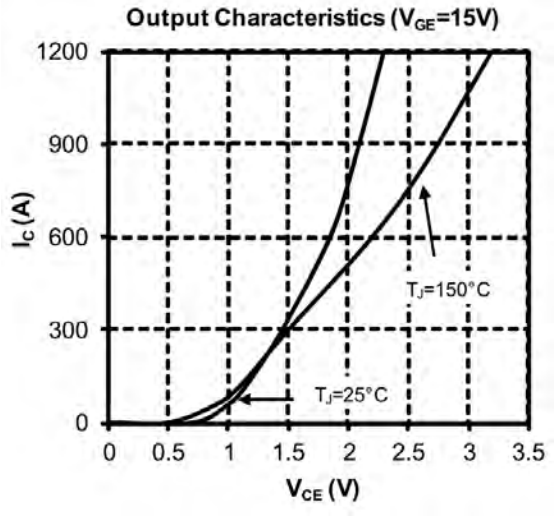


Figure B.1 Caractéristique de l'IGBT

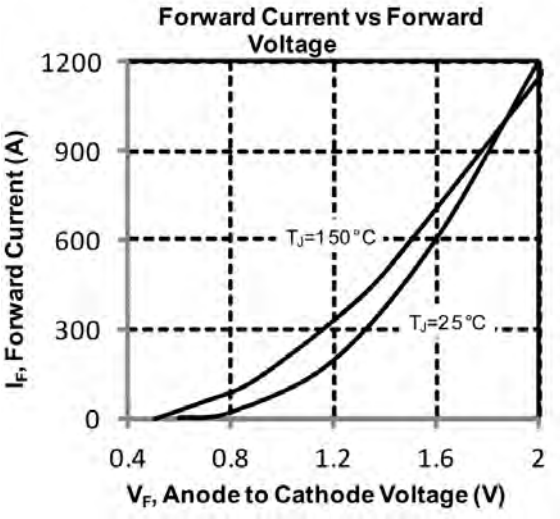


Figure B.2 Caractéristique de la Diode

Annexe C Caractéristique de l'énergie perdue lors d'une commutation

Sur une période de découpage un interrupteur présente une fermeture et une ouverture. À la fermeture l'énergie E_{on} est dissipée dans l'IGBT et l'énergie E_{rr} est dissipée dans l'IGBT à cause du temps de recouvrement de la diode. À l'ouverture l'énergie E_{off} est dissipée dans l'IGBT

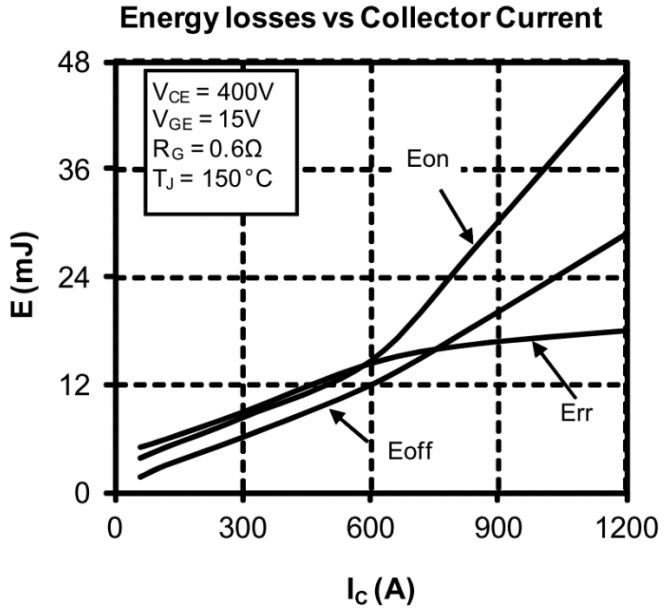


Figure C.1 Caractéristique des pertes par commutation de l'onduleur

Annexe D Tableaux des calculs des rapports cycliques d'application des vecteurs tensions de l'onduleur

Les tableaux (1 à 4) suivants donnent les rapports cycliques à appliquer à chaque bras de l'onduleur pour les différentes stratégies de commande de celui-ci présentées au chapitre 1. Les paramètres p_n et p_{n+1} sont les rapports cycliques d'applications des vecteurs de l'onduleur adjacent au vecteur tension de référence.

SVM	Bras a	Bras b	Bras c
Secteur 1	$1+p_n+p_{n+1}$	$1-p_n+p_{n+1}$	$1-p_n-p_{n+1}$
Secteur 2	$1+p_n-p_{n+1}$	$1+p_n+p_{n+1}$	$1-p_n-p_{n+1}$
Secteur 3	$1-p_n-p_{n+1}$	$1+p_n+p_{n+1}$	$1-p_n+p_{n+1}$
Secteur 4	$1-p_n-p_{n+1}$	$1+p_n-p_{n+1}$	$1+p_n+p_{n+1}$
Secteur 5	$1-p_n+p_{n+1}$	$1-p_n-p_{n+1}$	$1+p_n+p_{n+1}$
Secteur 6	$1+p_n+p_{n+1}$	$1-p_n-p_{n+1}$	$1+p_n-p_{n+1}$

Tableau D.1 : Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : SVM

DPWM, GDPWM	Bras a	Bras b	Bras c
Sous-secteur 1	1	$1-p_n$	$1-p_n-p_{n+1}$
Sous-secteur 2	p_n+p_{n+1}	p_{n+1}	0
Sous-secteur 3	p_n	p_n+p_{n+1}	0
Sous-secteur 4	$1-p_{n+1}$	1	$1-p_n-p_{n+1}$
Sous-secteur 5	$1-p_n-p_{n+1}$	1	$1-p_n$
Sous-secteur 6	0	p_n+p_{n+1}	p_{n+1}
Sous-secteur 7	0	p_n	p_n+p_{n+1}
Sous-secteur 8	$1-p_n-p_{n+1}$	$1-p_{n+1}$	1
Sous-secteur 9	$1-p_n$	$1-p_n-p_{n+1}$	1
Sous-secteur 10	p_{n+1}	0	p_n+p_{n+1}
Sous-secteur 11	p_n+p_{n+1}	0	p_n
Sous-secteur 12	1	$1-p_n-p_{n+1}$	$1-p_{n+1}$

Tableau D.2 : Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : MLI 4 commutations (DPWM, GDPWM)

MLI 2 commutations	**Bras a**	**Bras b**	**Bras c**
Sous-secteur 1	*1*	*1-p_n*	*0*
Sous-secteur 2	*1*	*p_{n+1}*	*0*
Sous-secteur 3	*p_n*	*1*	*0*
Sous-secteur 4	*1-p_{n+1}*	*1*	*0*
Sous-secteur 5	*0*	*1*	*1-p_n*
Sous-secteur 6	*0*	*1*	*p_{n+1}*
Sous-secteur 7	*0*	*p_n*	*1*
Sous-secteur 8	*0*	*1-p_{n+1}*	*1*
Sous-secteur 9	*1-p_n*	*0*	*1*
Sous-secteur 10	*p_{n+1}*	*0*	*1*
Sous-secteur 11	*1*	*0*	*p_n*
Sous-secteur 12	*1*	*0*	*1-p_{n+1}*

Tableau D.3 Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : MLI 2 commutations avec contrôle de la phase du vecteur tension

Plein onde	**Bras a**	**Bras b**	**Bras c**
Sous-secteur 1	*1*	*0*	*0*
Sous-secteur 2	*1*	*1*	*0*
Sous-secteur 3	*1*	*1*	*0*
Sous-secteur 4	*0*	*1*	*0*
Sous-secteur 5	*0*	*1*	*0*
Sous-secteur 6	*0*	*1*	*1*
Sous-secteur 7	*0*	*1*	*1*
Sous-secteur 8	*0*	*0*	*1*
Sous-secteur 9	*0*	*0*	*1*
Sous-secteur 10	*1*	*0*	*1*
Sous-secteur 11	*1*	*0*	*1*
Sous-secteur 12	*1*	*0*	*0*

Tableau D.4 Rapports cycliques pour les bras de l'onduleur avec l'utilisation d'une stratégie de contrôle de l'onduleur de type : Pleine onde

Annexe E MLI triphasée

Sur la Figure E.1 est montré le schéma de la MLI triphasée à 6 commutations. L'algorithme de détermination de la médiane est donné sur la Figure E.2. On note que les autres stratégies de MLI présentées (DPWM, GDPWM…) peuvent également être réalisées de la sorte en répartissant le vecteur de tension nul (entre V_0 et V_7) différemment sur une période de découpage (période de la porteuse triangulaire) [92].

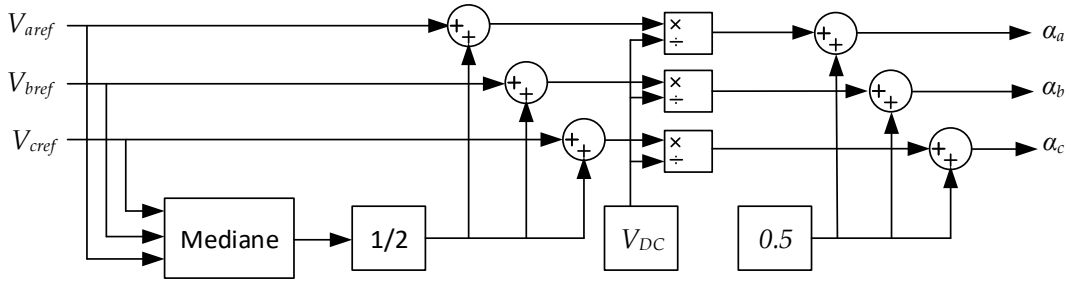


Figure E.1 Schéma de la MLI triphasée

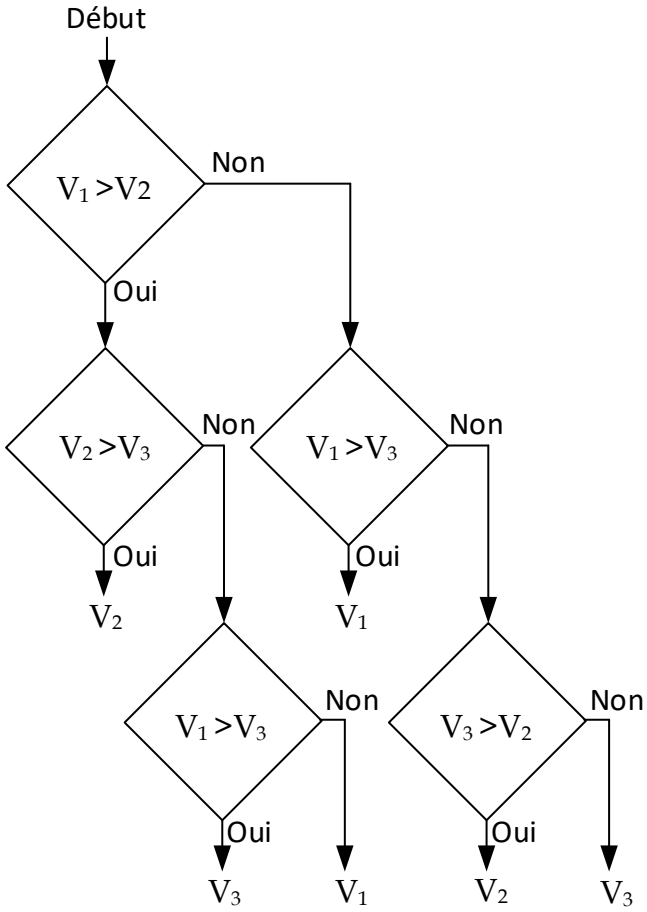


Figure E.2 Organigramme permettant de trouver la tension médiane

Annexe F Structure correcteur PI généralisé

La Figure F.1 montre la structure généralisée d'un correcteur PI avec boucle d'anticipation. Si le gain K_f est égal à K_p alors on obtient un PI classique. Si le gain K_f est nul alors on obtient un correcteur structure IP sans apport de zéro. Cela permet de ne pas avoir le dépassement dû au zéro en régime transitoire. En général la valeur de K_f est fixée entre K_p et 0 (par exemple $K_p/2$) pour avoir un correcteur aussi rapide que le PI classique mais en limitant l'impact transitoire d'un changement brutal de référence.

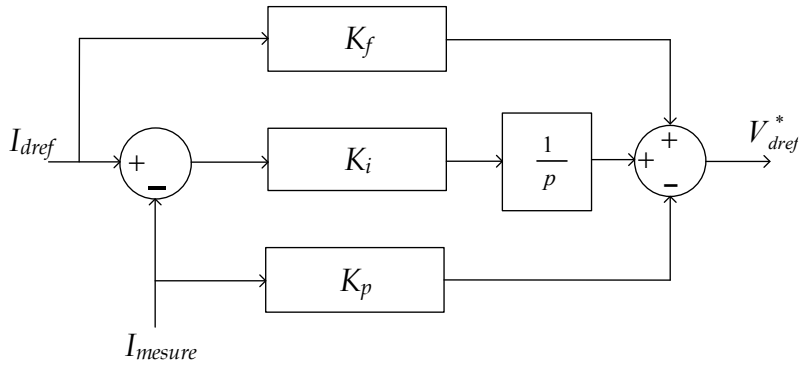


Figure F.1 Schéma de la structure d'un correcteur PI généralisé avec boucle d'anticipation[58]

Annexe G Structure correcteur RST de poursuite

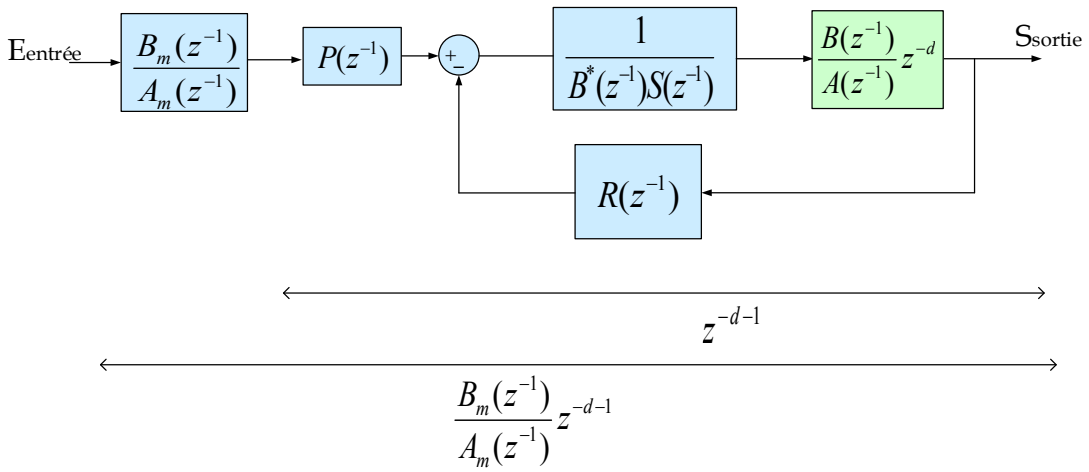


Figure G.1 Commande discrète polynomiale avec régulation et poursuite (en bleu), et modèle du système (en vert).

On définit $B^*(z^{-1})$. $z^{-1} = B(z^{-1})$. Il faut vérifier l'hypothèse que $B^*(z^{-1})$ a des zéros stables (dans le demi-cercle droit, sinon effet série alternée). Les retards purs sont modélisés par le paramètre d et sont *en dehors* de $B(z^{-1})$. $P(z^{-1})$ donne la dynamique de poursuite.

[58] K_p (gain proportionnel), K_i (gain intégrale), K_f (gain forward)

Annexe H Calcul des régulateurs RST de axes d et q pour le Chapitre 2 partie 2.3.1

La fonction de transfert discrète avec retard et bloqueur d'ordre zéro de la partie électrique découplée pour l'axe d est (H.1)

$$\frac{I_d(z^{-1})}{V_d^*(z^{-1})} = z^{-1}\frac{K_d(1-z_{0d})z^{-1}}{(1-z_{0d}z^{-1})} \tag{H.1}$$

Avec :

$$K_d = \frac{1}{R} \tag{H.2}$$

$$z_{0d} = e^{-\frac{RT_s}{L_d}} \tag{H.3}$$

Où z est une variable complexe, K_d le gain statique, z_{0d} le pôle discret du système non corrigé, et V_d^* la tension calculée par le régulateur pour le système parfaitement découplé. Nous choisissons d'avoir en boucle fermée un système du premier ordre. L'équation en boucle fermée désirée est :

$$\frac{I_d(z^{-1})}{I_{d,ref}(z^{-1})} = z^{-1}\frac{(1-z_{1d})z^{-1}}{(1-z_{1d}z^{-1})} \tag{H.4}$$

Où z_{1d} est le pôle discret désiré du système corrigé. Le régulateur a la forme suivante en Figure H.1 :

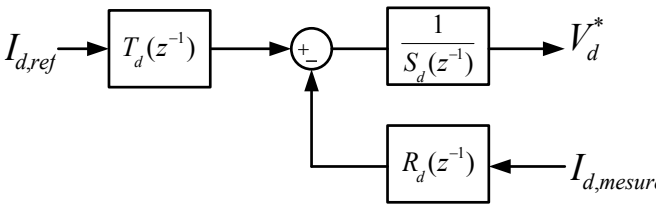


Figure H.1 : Schéma du correcteur RST

Avec les polynômes R_d et S_d qui sont obtenus par identification avec (H.4), et T_d qui est obtenu par (H.7) qui permet d'avoir une erreur statique nulle en régime permanent. Les expressions des polynômes R_d, S_d et T_d sont données respectivement en (H.5), (H.6), et (H.8).

$$R_d(z^{-1}) = r_{0d} + r_{1d}z^{-1} \tag{H.5}$$

$$S_d(z^{-1}) = (1-z^{-1})(1-s_{2d}z^{-1}) = 1 + s_{1d}z^{-1} + s_{2d}z^{-2} \tag{H.6}$$

$$T(1) = R(1) \tag{H.7}$$

$$T_d(z^{-1}) = \frac{(1-z_{1d})}{K_d(1-z_{0d})} \tag{H.8}$$

Avec :

$$r_{0d} = \frac{(1+z_{0d}-z_{1d})(1+z_{0d})-z_{0d}}{K_d(1-z_{0d})} \tag{H.9}$$

$$r_{1d} = \frac{-z_{0d}(1+z_{0d}-z_{1d})}{K_d(1-z_{0d})} \tag{H.10}$$

$$s_{1d} = z_{0d} - z_{1d} \tag{H.11}$$

$$s_{2d} = -(1+z_{0d}-z_{1d}) \tag{H.12}$$

Le calcul pour le régulateur du courant sur l'axe q est équivalent. Dans la partie 2.3.1 du chapitre 2 nous ne désirons par modifier la dynamique du système ainsi nous choisissons les pôles suivants pour les régulateurs : z_{1d} égal à z_{0d} et z_{1q} égal à z_{0q}.

Annexe I Calcul des points de fonctionnement pour le modèle linéarisé continu

Annexe I.1 Pour un fonctionnent hors saturation de tension

Nous cherchons à calculer les courants I_d et I_q de manière à obtenir le couple de référence tout en minimisant la norme de courant. (MinCPT, Minimum Current Per Torque).

Formulation du problème :

$$objectif = \min(I_d^2 + I_q^2) \tag{I.1}$$

Contrainte à respecter :

$$contriante = C = \frac{3}{2}p\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q \tag{I.2}$$

Résolution par multiplicateur de Lagrange, noté λ. Cette méthode de résolution permet notamment de calculer les extrémums d'une fonction à deux variables soumise à une contrainte. Le minimum de la norme de courant est le point tangent du plus petit cercle de courant avec la contrainte. Ainsi les gradients des 2 courbes sont colinéaires et le problème se formule par le système d'équations (I.3) et (I.2).

$$\text{grad}(objectif) = \lambda.\,\text{grad}(contrainte) \tag{I.3}$$

Ce système d'équations se réécrit en (I.4), (I.5) et (I.6).

$$2I_d = \lambda\frac{3}{2}p\left(L_d - L_q\right)I_q \tag{I.4}$$

$$2I_q = \lambda\frac{3}{2}p\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right) \tag{I.5}$$

$$C = \frac{3}{2}p\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q \tag{I.6}$$

Par (I.4) on a :

$$\lambda = \frac{2I_d}{\frac{3}{2}p\left(L_d - L_q\right)I_q} \tag{I.7}$$

Par (I.5) et (I.7) on obtient :

$$I_q^2 = I_d\frac{\Phi_f}{\left(L_d - L_q\right)} + I_d^2 \tag{I.8}$$

Avec (I.6) élevé au carré et (I.8) on obtient au final (I.9). La solution analytique est longue et pour faciliter le calcul en temps réel nous calculons les solutions numériquement de cette équation pour obtenir la relation entre C et I_d. Finalement le courant I_q est obtenu en injectant la solution de (I.9) dans (I.2).

$$I_d^4\left(L_d - L_q\right)^3 + I_d^3\left(L_d - L_q\right)^2 3\Phi_f + I_d^2 3\Phi_f^2\left(L_d - L_q\right) + I_d\Phi_f^3 - \frac{4C^2\left(L_d - L_q\right)}{9p^2} = 0 \tag{I.9}$$

Annexe I.2 Pour un fonctionnent en saturation de tension

Nous cherchons à calculer les courants I_d et I_q en fixant la valeur de la tension à sa valeur maximale, et de manière à obtenir le couple de référence. Nous faisons l'hypothèse que le couple demandé respecte les limites électriques et est atteignable. Lorsqu'on fonctionne en saturation de tension c'est parce qu'on est en régime de haute vitesse et qu'ainsi les termes $L.\omega$ sont grands. On se permet donc de négliger la résistance ici. Nous avons le système d'équations suivant (I.10), (I.11), (I.12) et (I.13) :

Equation du couple

$$C = \frac{3}{2}p\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q \tag{I.10}$$

Limite de tension

$$V_d^2 + V_q^2 = V_{max}^2 \tag{I.11}$$

Modèle électrique

$$V_d = -L_q\omega I_q \tag{I.12}$$

$$V_q = \Phi_f\omega + L_d\omega I_d \tag{I.13}$$

Où la tension maximale V_{max} dépend de la stratégie de MLI et de la tension maximale de la batterie. On élève (I.12) et (I.13) au carré que l'on injecte dans (I.11) et qui donne (I.14) avec (I.10) aussi au carré.

$$C^2 = \frac{9}{4}p^2\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)^2\left(\frac{V_{max}^2 - \left(\Phi_f\omega + L_d\omega I_d\right)^2}{\left(L_q\omega\right)^2}\right) \tag{I.14}$$

L'équation (I.14) peut se réécrire comme un polynôme de la variable I_d et on obtient (I.15). De même le courant I_q est obtenu en injectant la solution de (I.15) dans l'équation du couple (I.10).

$$\begin{aligned} I_d^4\left(-\left(L_d-L_q\right)^2L_d^2\omega^2\right)+I_d^3\left(-2\Phi_fL_d^2\omega^2\left(L_d-L_q\right)-2L_d\omega^2\Phi_f\left(L_d-L_q\right)^2\right) \\ +I_d^2\left(-L_d^2\omega^2\Phi_f^2+\left(L_d-L_q\right)^2\left(V_{max}^2-\omega^2\Phi_f^2\right)\right) \\ +I_d\left(-2L_d\omega^2\Phi_f^3+2\Phi_f\left(L_d-L_q\right)\left(V_{max}^2-\omega^2\Phi_f^2\right)\right) \\ +\left(V_{max}^2-\omega^2\Phi_f^2\right)\Phi_f^2-\frac{4C^2L_q^2\omega^2}{9p^2}=0 \end{aligned} \tag{I.15}$$

Annexe J Equations électriques dissociées du modèle électrique

Avec le découplage non exact en continu nous obtenons le modèle vu par les régulateurs, suivant donné par les relations (J.1) et (J.2). (La discrétisation et le retard ne sont pas considérés ici).

$$I_d=\frac{V_d\left(R+L_qp\right)+\Delta L_q\omega V_q-\omega^2\Delta L_q\Phi_f}{R^2+L_d\Delta L_q\omega^2}.\frac{1}{1+\frac{R(L_d+L_q)}{R^2+L_d\Delta L_q\omega^2}p+\frac{L_dL_q}{R^2+L_d\Delta L_q\omega^2}p^2} \tag{J.1}$$

$$I_q=\frac{(V_q-\omega\Delta\Phi_f)(R+L_dp)-\Delta L_d\omega V_d}{R^2-\Delta L_dL_q\omega^2}.\frac{1}{1+\frac{R(L_d+L_q)}{R^2+\Delta L_dL_q\omega^2}p+\frac{L_dL_q}{R^2+\Delta L_dL_q\omega^2}p^2} \tag{J.2}$$

$$\Delta L_d=L_d-L_{qm} \tag{J.3}$$

$$\Delta L_d=L_d-L_{dm} \tag{J.4}$$

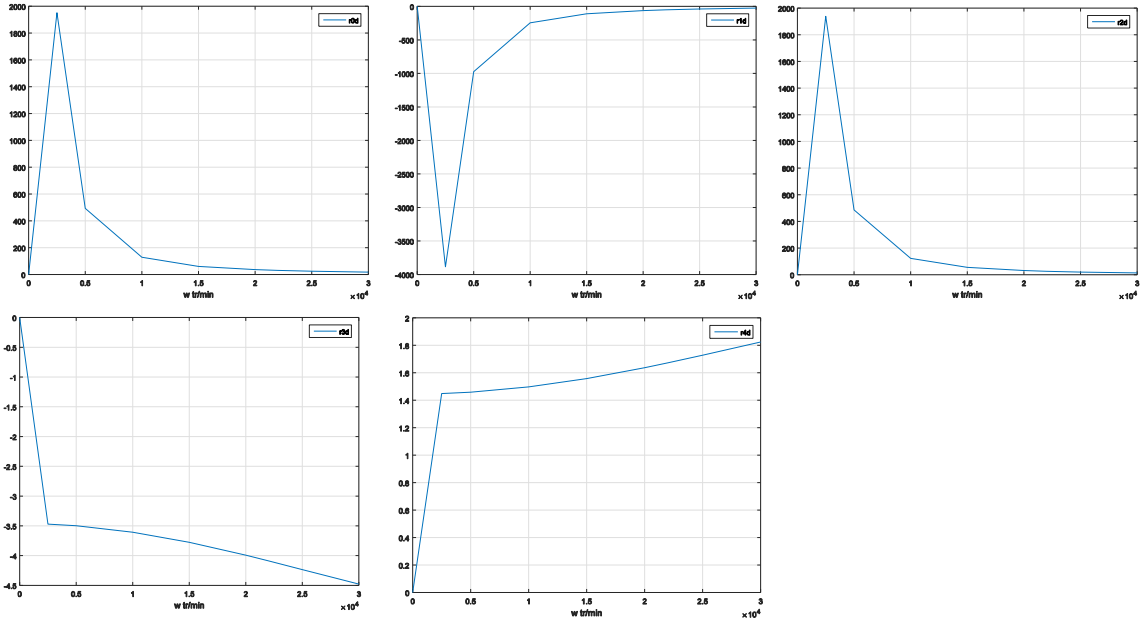
$$\Delta\Phi_f=\Phi_f-\Phi_{fm} \tag{J.5}$$

Où V_d et V_q sont ici les tensions en sortie des régulateurs avant application du découplage. $L_{qm}, L_{dm}, \Phi_{fm}$ sont les paramètres utilisés dans la commande pour le découplage.

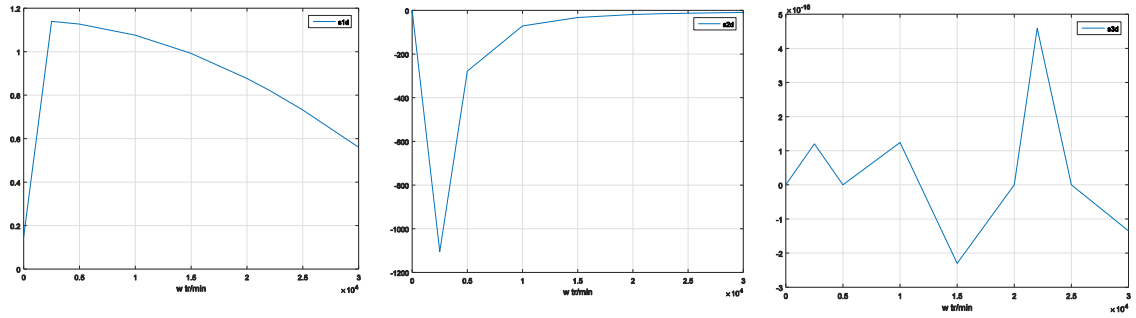
Annexe K Paramètres du RST gain scheduling

Correcteur RST à paramètres variables, axe d. Voir chapitre 2.

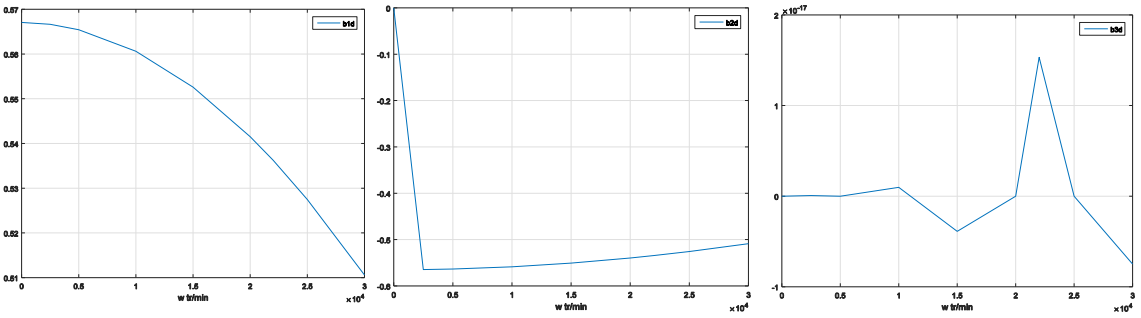
Paramètres de $R_d(z^{-1})$.



Paramètres de $S_d(z^{-1})$.

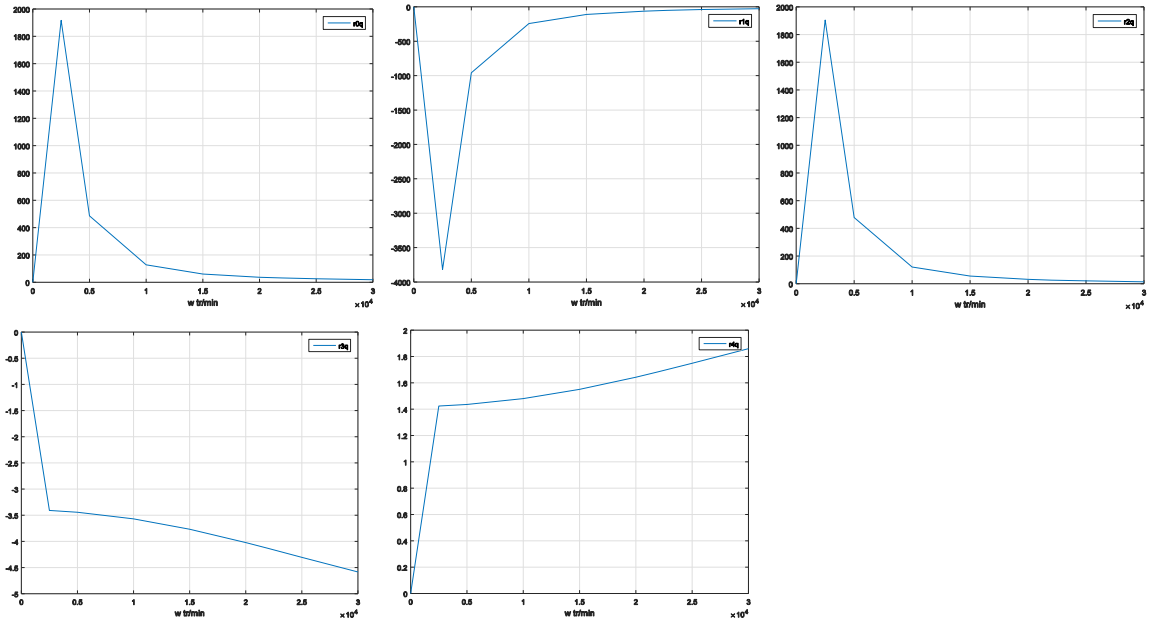


Paramètres de $T_d(z^{-1})$.

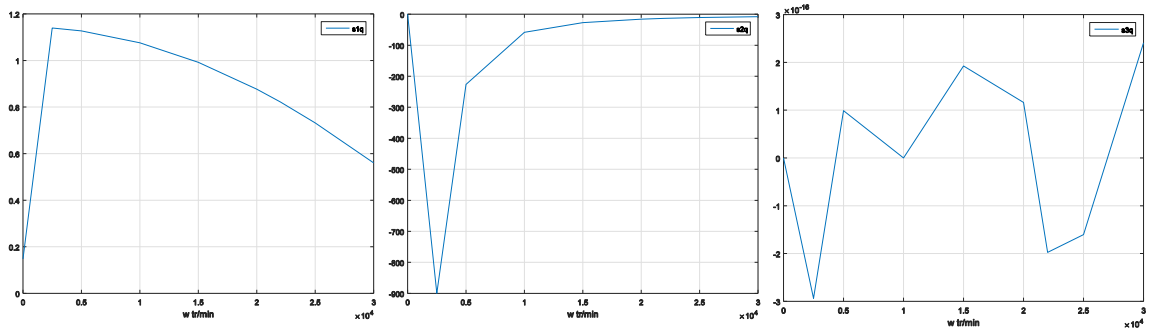


Correcteur RST à paramètres variables, axe q. Voir chapitre 2.

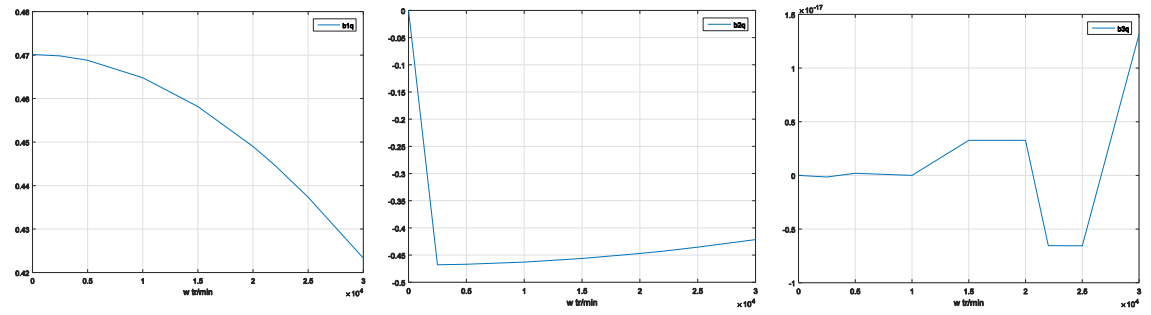
Paramètres de R_q (z^{-1}).



Paramètres de $S_q(z^{-1})$.



Paramètres de $T_q(z^{-1})$.



Annexe L Structure correcteur à avance de phase

Le correcteur à avance de phase est donné par l'équation (L.1). Il applique une action dérivée, ainsi en série avec un correcteur PI on obtient au total une correcteur PID.

$$avancephase = \frac{1 + a\tau p}{1 + \tau p} \tag{L.1}$$

Où τ permet de choisir la position en fréquence de l'avance de phase. p est la variable de Laplace. Le paramètre a permet de choisir la taille de la bulle d'avance de phase. Au plus a est grand, au plus on rajoute de la phase et au plus cela augmentera le gain également pour les fréquences plus haute que celle sur laquelle est positionnée le correcteur. Par exemple nous utilisons $a = 3$ et τ calculé pour 0,1 *Hz,* dans le chapitre 2 ce on obtient le diagramme de Bode en Figure L.1 pour le correcteur.

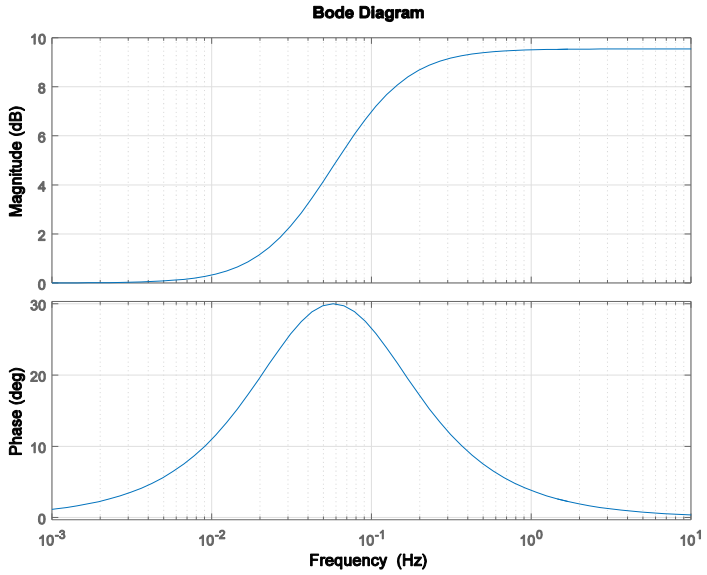


Figure L.1 Diagramme de Bode du correcteur à avance de phase avec a = 3 et τ calculé pour 0,1 Hz.

Annexe M Calcul de la trajectoire MTPA

L'objectif est de maximiser le couple obtenu à partir d'une norme de courant donnée. Cette stratégie est appelée MTPA (Maximum Torque Per Ampere). Le problème peut se formuler avec (M.1), (M.2) et (M.3).

$$objectif = \max(C) \tag{M.1}$$

Avec

$$C = \frac{3}{2}p\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right)I_q \tag{M.2}$$

Contrainte à respecter :

$$I_d^2 + I_q^2 = I_{norm}^2 \tag{M.3}$$

Pour une machine à pôles lisse la solution est donnée par (M.4) et (M.5).

$$I_d = 0 \tag{M.4}$$

$$I_q = \frac{C}{\frac{3}{2}p\Phi_f} \tag{M.5}$$

Dans le cas d'une machine à pôles saillants on effectue la résolution du problème par multiplicateur de Lagrange, noté λ (voir Annexe I.1). On obtient par (I.3) le système d'équations (M.6), (M.7) et (M.3).

$$\frac{3}{2}p\left(L_d - L_q\right)I_q = \lambda 2 I_d \tag{M.6}$$

$$\frac{3}{2}p\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)I_d\right) = \lambda 2 I_q \tag{M.7}$$

Avec (I.4) et (I.5) on obtient (M.8).

$$\Phi_f I_d + \left(L_d - L_q\right)I_d^2 = \left(L_d - L_q\right)I_q^2 \tag{M.8}$$

Avec (M.3) et (M.8) on obtient pour une MSAP à pôles saillants (M.9).

$$2I_d^2 + I_d\frac{\Phi_f}{\left(L_d - L_q\right)} - I_{norm}^2 = 0 \tag{M.9}$$

L'équation (M.9) admet 2 solutions. On choisit celle qui donne un courant I_d négatif, qui est (M.10) dans le cas où l'inductance L_d et inférieur à L_q.

$$I_d = \frac{\phi_f - \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{norm}^2}}{-4(L_d - L_q)} \tag{M.10}$$

Le courant I_q est donnée par (M.11) déduit de (M.3).

$$I_q = \sqrt{I_{norm}^2 - I_d^2} \tag{M.11}$$

Annexe N Calcul de la trajectoire en zone 3

On calcule ici la trajectoire des courants lors du fonctionnement de la MSAP en saturation de courant et de tension. Si l'intersection entre la limite de tension et de courant existe alors on cherche les courants I_d et I_q solutions du système d'équations (N.1), (N.2), (N.3) et (N.4). La MSAP opère en saturation de tension car on est en régime de haute vitesse, et ainsi les termes $L.\omega$ sont grands et on néglige ainsi la résistance.

Modèle électrique

$$V_d = -L_q \omega I_q \tag{N.1}$$

$$V_q = \Phi_f \omega + L_d \omega I_d \tag{N.2}$$

Limite de tension

$$V_d^2 + V_q^2 = V_{max}^2 \tag{N.3}$$

Limite de courant

$$I_d^2 + I_q^2 = I_{max}^2 \tag{N.4}$$

Ces équations donnent (N.5) et (N.6). On suppose que ω est dans la zone de vitesse pour laquelle des courants I_d et I_q solutions existent (par définition de la zone 3).

$$I_d^2\left(L_d^2 - L_q^2\right) + I_d\left(2L_d\Phi_f\right) + \left(L_q^2 I_{max}^2 + \Phi_f^2 - \frac{V_{max}^2}{\omega^2}\right) = 0 \tag{N.5}$$

$$I_q = \sqrt{I_{\max}^2 - I_d^2} \tag{N.6}$$

La solution de courant I_d négatif de (N.5) est donnée par (N.7) pour une machine à pôles lisses et par (N.8) pour une MSAP à pôles saillants avec l'inductance L_d inférieure à L_q. Le courant I_q est ensuite déduit par (N.6).

Pour MSAP pôles lisses :

$$I_d = \frac{V_{\max}^2 - \omega^2\phi_f^2 - L_q^2\omega^2 I_{\max}^2}{2L_d\omega^2\phi_f} \tag{N.7}$$

Pour une MSAP à pôles saillants :

$$I_d = \frac{L_d\phi_f}{L_d^2 - L_q^2} + \frac{\sqrt{L_d^2\phi_f^2 - (L_d^2 - L_q^2)(\phi_f^2 + L_q^2 I_{\max}^2 - \frac{V_{\max}^2}{\omega^2})}}{L_d^2 - L_q^2} \tag{N.8}$$

Annexe O Calcul de la trajectoire MTPV (zone 4)

L'objectif est de maximiser le couple obtenu à partir de la tension disponible. On impose donc la norme de la tension à la tension maximale V_{max}. Cette stratégie est appelée MTPV (Maximum Torque Per Volt). On suppose la résistance négligeable à haute vitesse devant les termes en $L.\omega$. Le modèle électrique de la MSAP s'exprime ainsi en régime permanent par (O.1) et (O.2).

$$V_d = -L_q \omega I_q \tag{O.1}$$

$$V_q = \Phi_f \omega + L_d \omega I_d \tag{O.2}$$

L'expression du couple de la MSAP est donnée au chapitre 1 par (1.8) peut donc se réécrire (O.4) avec (O.1) et (O.2). Le problème se formule ainsi avec (O.3), (O.4), et (O.5).

$$objectif = \max(C) \tag{O.3}$$

Avec

$$C = \frac{3}{2} p \left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right) \left(\frac{V_q}{\omega L_d} - \frac{\Phi_f}{L_d} \right) \right) \left(-\frac{V_d}{\omega L_q} \right) \tag{O.4}$$

Contrainte à respecter :

$$V_d^2 + V_q^2 = V_{max}^2 \tag{O.5}$$

Pour une machine à **pôles lisses** le vecteur tension solution est donnée par (O.6) et (O.7).

$$V_d = -Vmax \tag{O.6}$$

$$V_q = 0 \tag{O.7}$$

Cela donne par (O.1) et (O.2) les courants en (O.8) et (O.9).

$$I_d = \frac{-\phi_f}{L_d} \tag{O.8}$$

$$I_q = \frac{V_{\max}}{L_q \omega} \tag{O.9}$$

Dans le cas d'une MSAP à **pôles saillants**, on utilise la méthode de résolution par multiplicateurs de Lagrange, noté λ et décrite à l'Annexe (I.1). Ainsi par (I.3) le problème se formule par le système d'équations (O.10), (O.11) et (O.5).

$$-\frac{3}{2} p \frac{1}{\omega L_q} \left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right) \left(\frac{V_q}{\omega L_d} - \frac{\Phi_f}{L_d} \right) \right) = \lambda 2 V_d \tag{O.10}$$

$$-\frac{3}{2} p \frac{1}{\omega L_d} \left(L_d - L_q\right) \frac{V_d}{L_q} = \lambda 2 V_q \tag{O.11}$$

Avec (O.10) et (O.11) on obtient (O.12).

$$V_d^2 = V_q\left(\Phi_f + \left(L_d - L_q\right)\left(\frac{V_q}{\omega L_d} - \frac{\Phi_f}{L_d}\right)\right)\frac{\omega}{\left(L_d - L_q\right)} \tag{O.12}$$

Avec (O.12) et (O.5) on obtient (O.13).

$$2V_q^2 + V_q\Phi_f\frac{\omega L_q}{\left(L_d - L_q\right)} - V_{max}^2 = 0 \tag{O.13}$$

L'équation (O.13) admet deux solutions. On choisit la solution (O.14) qui donne I_d <0. On rappelle que la saillance de la MSAP est telle que $L_d < L_q$. La tension V_d est déduite de (O.5) et s'exprime par (O.15) en choisissant la solution qui donne I_q >0.

$$V_q = \frac{\phi_f - \sqrt{{\phi_f}^2 + V_{\max}^2 8\left(\frac{L_d - L_q}{L_q\omega}\right)^2}}{-4\left(\frac{L_d - L_q}{L_q\omega}\right)} \tag{O.14}$$

$$V_d = -\sqrt{V_{\max}^2 - V_q^2} \tag{O.15}$$

Les courant I_d et I_q sont déduit ensuite par (O.16) et (O.17).

$$I_d = \frac{\left(\frac{V_q}{\omega} - \phi_f\right)}{L_d} \tag{O.16}$$

$$I_q = -\frac{V_d}{L_q\omega} \tag{O.17}$$

Annexe P Algorithme de commande avec un régulateur de couple supplémentaire

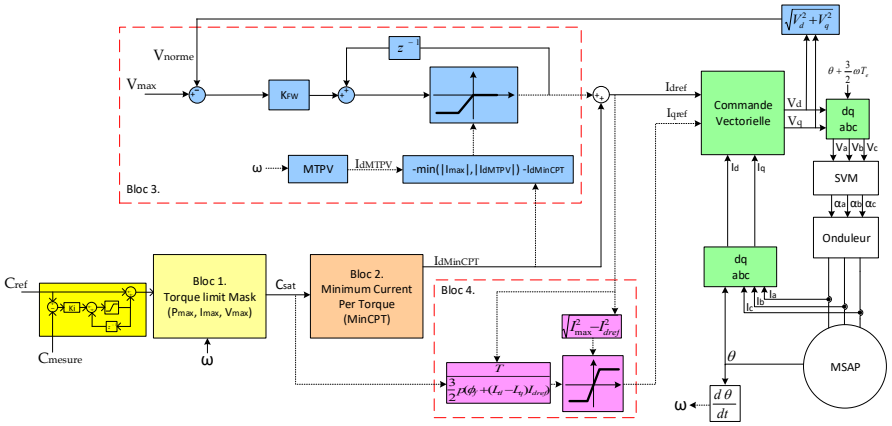


Figure P.1 Commande de la MSAP avec régulateur sur le couple supplémentaire (en jaune)

Pour obtenir le point de fonctionnement de référence lorsque les paramètres varient, on propose d'ajouter un régulateur de couple supplémentaire montré (en jaune) sur la Figure P.1. Cela nécessite toutefois une mesure du couple. Des résultats de simulation sont montrés sur les Figure P.2 et Figure P.3 où respectivement le flux de l'aimant et les inductances varient de +20%[59] et -20%. Ce sont des essais temporels avec une consigne de couple de 120 N.m, et les mêmes conditions qu'à la partie 3.4.3.1 du chapitre 3. On observe qu'à basse vitesse, lorsque la MSAP n'opère pas en limite de courant, que la régulation de couple permet de corriger le couple à la valeur de référence. On note néanmoins que dans le cas où le flux diminue, alors même appliquer le courant total ne suffit pas pour compenser la perte de flux (qui participe au couple) et atteindre le couple de référence. Ensuite avec la montée en vitesse la MSAP opère en saturation de courant et tension, et la régulation de couple n'a plus d'effet.

[59] Le cas d'une augmentation des paramètres est moins réaliste et représente plutôt un erreur d'estimation au préalable de ceux-ci.

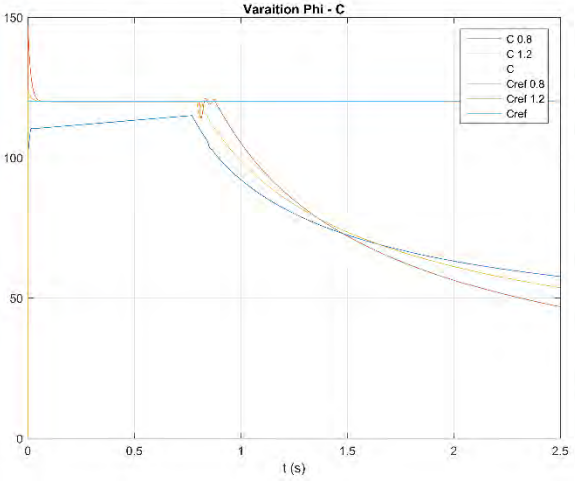


Figure P.2 Couple réalisé avec variation du flux

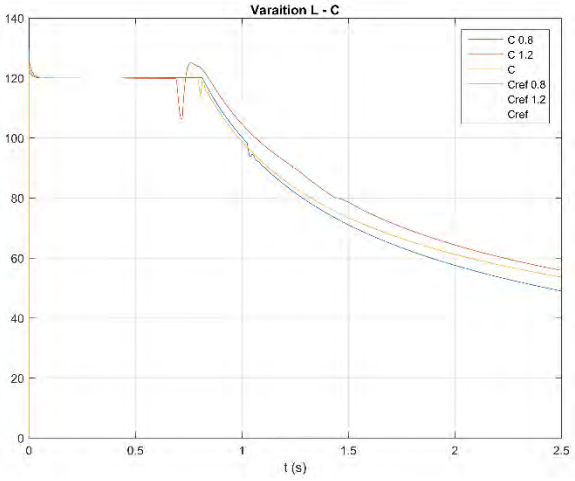
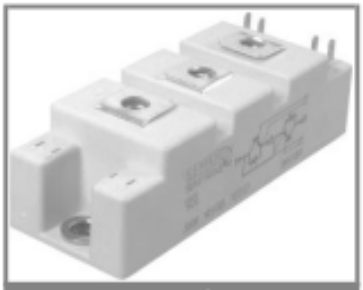


Figure P.3 Couple réalisé avec variation de l'inductance

Annexe Q Datasheet IGBT SKM

SKM 50GB123D ...



SEMITRANS® 2

IGBT Modules

SKM 50GB123D

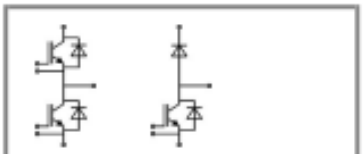
SKM 50GAL123D

Features

- MOS input (voltage controlled)
- Low inductance case
- Low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6xI_{CNOM}$
- Fast and soft CAL diodes
- Isolated copper base plate using DCB (Direct Copper Bonding Technology)

Typical Applications

- AC inverter drives
- Power supplies



GB GAL

Absolute Maximum Ratings			T_c = 25 °C, unless otherwise specified	
Symbol	**Conditions**		**Values**	**Units**
IGBT				
V_{CES}	T_j = 25 °C		1200	V
I_C	T_j = 150 °C	T_{case} = 25 °C	50	A
		T_{case} = 80 °C	40	A
I_{CRM}	$I_{CRM}=2xI_{Cnom}$		100	A
V_{GES}			± 20	V
t_{psc}	V_{CC} = 600 V; $V_{GE} \leq$ 20 V; VCES < 1200 V	T_j = 125 °C	10	µs
Inverse Diode				
I_F	T_j = 150 °C	T_{case} = 25 °C	50	A
		T_{case} = 80 °C	40	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2xI_{Fnom}$		100	A
I_{FSM}	t_p = 10 ms; sin.	T_j = 150 °C	550	A
Freewheeling Diode				
I_F	T_j = 150 °C	T_{case} = 25 °C	50	A
		T_{case} = 80 °C	40	A
I_{FRM}	IFRM = 2xIFnom		100	A
I_{FSM}	t_p = 10 ms; sin.	T_j = 150 °C	550	A
Module				
$I_{t(RMS)}$			200	A
T_{vj}			- 40 ...+150	°C
T_{stg}			125	°C
V_{isol}	AC, 1 min.		2500	V

Characteristics			T_c = 25 °C, unless otherwise specified			
Symbol	**Conditions**		**min.**	**typ.**	**max.**	**Units**
IGBT						
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$, I_C = 2 mA		4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	V_{GE} = 0 V, $V_{CE} = V_{CES}$	T_j = 25 °C		0,1	0,3	mA
		T_j = 125 °C				mA
V_{CE0}		T_j = 25 °C		1	1,15	V
		T_j = 125 °C		0,9	1,05	V
r_{CE}	V_{GE} = 15 V	T_j = 25°C		30	37	mΩ
		T_j = 125°C		44	53	mΩ
$V_{CE(sat)}$	I_{Cnom} = 50 A, V_{GE} = 15 V	T_j = 25°C$_{chiplev.}$		2,5	3	V
		T_j = 125°C$_{chiplev.}$		3,1	3,7	V
C_{ies}				3,3		nF
C_{oes}	V_{CE} = 25, V_{GE} = 0 V	f = 1 MHz		0,5		nF
C_{res}				0,2		nF
Q_G	V_{GE} = -8V - +20V			500		nC
R_{Gint}	T_j = °C			2,5		Ω
$t_{d(on)}$	R_{Gon} = 27 Ω	V_{CC} = 600V		70		ns
t_r		I_{Cnom} = 40A		60		ns
E_{on}				7		mJ
$t_{d(off)}$	R_{Goff} = 27 Ω	T_j = 125 °C		400		ns
t_f				45		ns
E_{off}				4,5		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				0,4	K/W

Annexe R Datasheet Driver SKHI22

SKHI 22 A / B H4 (R) ...



SEMIDRIVER™

Hybrid Dual IGBT Driver

SKHI 22 A / B H4 (R)

Preliminary Data

Features

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22A H4 is compatible to old SKHI 22 H4
- SKHI 22B H4 has additional functionality
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply under voltage protection (13V)
- Error latch / output

Typical Applications

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in industrial applications
- DC bus voltage up to 1200 V

1) see fig. 6

2) At R_{GE} = 36 kΩ, C_{GE} = 470 pF, R_{VCE} = 1 kΩ

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Conditions	Values	Units
V_S	Supply voltage prim.	18	V
V_{i1}	Input signal volt. (High) SKHI 22A H4	V_S + 0,3	V
	SKHI 22B H4	5 + 0,3	V
$Iout_{PEAK}$	Output peak current	8	A
$Iout_{AVmax}$	Output average current	40	mA
f_{max}	max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/µs
V_{isolIO}	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	4000	Vac
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}	3	Ω
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}	3	Ω
$Q_{outpulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4[1]	µC
T_{op}	Operating temperature	- 40 ... + 85	°C
T_{stg}	Storage temperature	- 40 ... + 85	°C

Characteristics T_a = 25 °C, unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			280	mA
V_i	Input signal voltage SKHI 22A H4 on/off		15 / 0		V
	SKHI 22B H4 on/off		5 / 0		V
V_{iT+}	Input threshold volt. (High) SKHI 22A H4	10,9	11,7	12,5	V
	SKHI 22B H4	3,5	3,7	3,9	V
V_{iT-}	Input threshold volt. (Low) SKHI 22A H4	4,7	5,5	6,5	V
	SKHI 22B H4	1,5	1,75	2,0	V
R_{in}	Input resistance SKHI 22A H4		10		kΩ
	SKHI 22B H4		3,3		kΩ
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		- 7		V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		22		kΩ
f_{ASIC}	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{don/off}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	µs
$t_{doff/IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	µs
t_{derr}	Error input-output propagation time		0,6		µs
$t_{pERRRESET}$	Error reset time		9		µs
t_{TD}	Top-Bot Interl. Dead Time SKHI 22A H4	3,3		4,3	µs
	SKHI 22B H4	no interlock		4,3	µs
V_{CEsat}	Reference voltage for V_{CE}-monitoring		5[2]	10	V
C_{ps}	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
MTBF	Mean Time Between Failure T_a = 40°C		2,0		10^6 h
w	weight		45		g

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Annexe S Datasheet de la MSAP Parker NV420EAI

SERVOMOTEURS SANS BALAIS
NV420EAI
ELECTRONIQUE DE COMMANDE
DIGIVEX 7.5/15 et DIGIVEX 8/16
(230V) (400V)

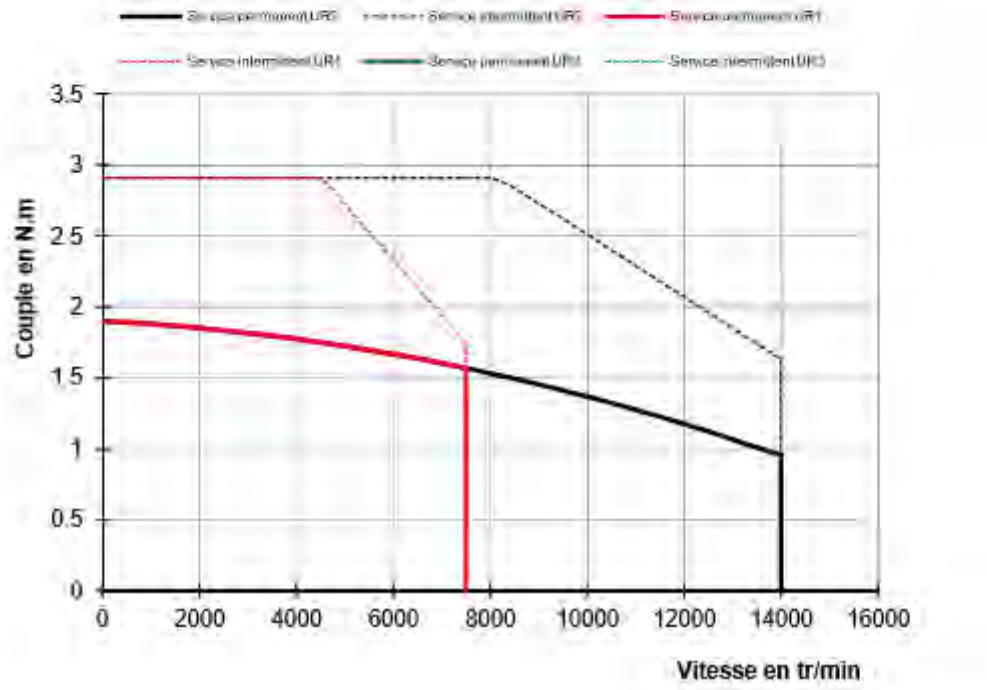
No UL certification

Couple en rotation lente	M_o	Nm		1.9	
Courant permanent en rotation lente	I_o	A_{rms}		5.25	
Couple pic	M_p	Nm		3.8	–
Courant pour obtenir le couple pic	I_p	A_{rms}		10.3	–
FEM par 1000 t/min (25°C)*	Ke	V_{rms}		22.1	
Coefficient de couple électromagnétique	Kt	Nm/A_{rms}		0.362	
Résistance du bobinage (25°C)*	Rb	Ω		1.94	
Inductance du bobinage*	L	mH		11.3	
Inertie du rotor	J	kgm^2x10^{-5}		29	
Constante de temps thermique	Tth	min		12	
Masse du moteur	M	kg		3.8	
Tension du réseau d'alimentation	UR1 UR2 UR3	V_{rms}	230	400	-
Vitesse nominale	Nn1 Nn2 Nn3	t/min	7500	14000	-
Couple nominal	Mn1 Mn2 Mn3	Nm	1.57	0.95	-
Courant nominal	In1 In2 In3	A_{rms}	4.45	2.87	-
Puissance nominale	Pn1 Pn2 Pn3	W	1230	1390	-

Toutes les données sont en valeurs typiques pour des conditions d'utilisation standard

* *Entre deux phases*

Tensions et courants sont donnés en valeurs efficaces



Annexe T Datasheet de calibration des capteurs de courant

LEM

Current Transducer LA 55-P

I_{PN} = 50 A

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current			50			A
I_P	Primary current, measuring range			0 .. ± 70			A
R_M	Measuring resistance @		T_A = 70°C		T_A = 85°C		
			$R_{M\,min}$	$R_{M\,max}$	$R_{M\,min}$	$R_{M\,max}$	
	with ± 12 V	@ ± 50 A_{max}	10	100	60	95	Ω
		@ ± 70 A_{max}	10	50	60 [1]	60 [1]	Ω
	with ± 15 V	@ ± 50 A_{max}	50	160	135	155	Ω
		@ ± 70 A_{max}	50	90	135 [2]	135 [2]	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current			50			mA
K_N	Conversion ratio			1 : 1000			
V_C	Supply voltage (± 5 %)			± 12 .. 15			V
I_C	Current consumption			10 (@ ± 15 V) + I_S			mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn			2.5			kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN}, T_A = 25°C	@ ± 15 V (± 5 %)		± 0.65	%
		@ ± 12 .. 15 V (± 5 %)		± 0.90	%
ε_L	Linearity			< 0.15	%
			Typ	Max	
I_O	Offset current @ I_p = 0, T_A = 25°C			± 0.2	mA
I_{OM}	Residual current [3] @ I_p = 0, after an overload of 3 x I_{PN}			± 0.3	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 70°C	± 0.1	± 0.5	mA
		- 25°C .. + 85°C	± 0.1	± 0.6	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of $I_{P\,max}$			< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of $I_{P\,max}$			< 1	µs
di/dt	di/dt accurately followed			> 200	A/µs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)			DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature		- 25 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature		- 40 .. + 90	°C
R_S	Secondary coil resistance @	T_A = 70°C	80	Ω
		T_A = 85°C	85	Ω
m	Mass		18	g
	Standards [4]		EN 50178	

Notes : [1] Measuring range limited to ± 60 A_{max}
[2] Measuring range limited to ± 55 A_{max}
[3] Result of the coercive field of the magnetic circuit
[4] A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

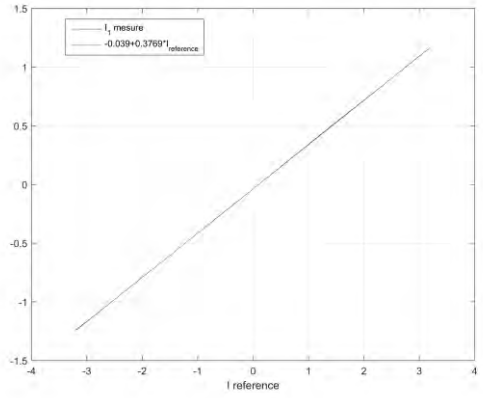
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

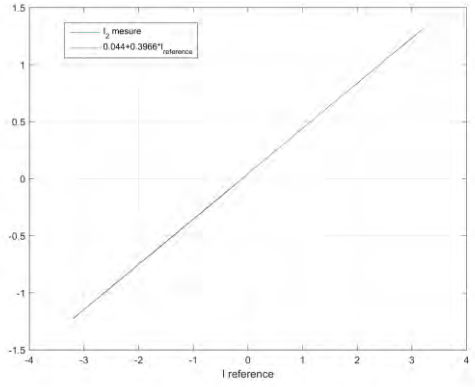
- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8

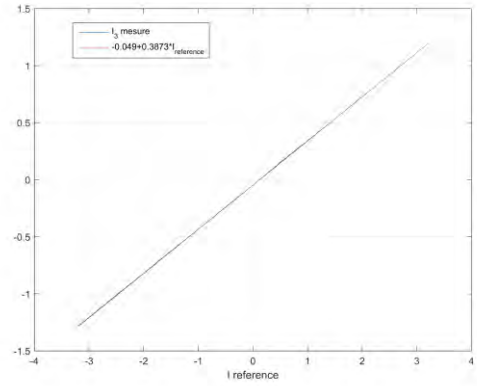
Les capteurs de courant LEM sont calibrés en faisant passer au travers de ceux-ci un courant connu et en observant la valeur mesurée. Les Figure T. (a), (b) et (c) montrent les résultats obtenus et dont les équations des courbes sont implémentée dans la commande.



(a) capteur phase 1



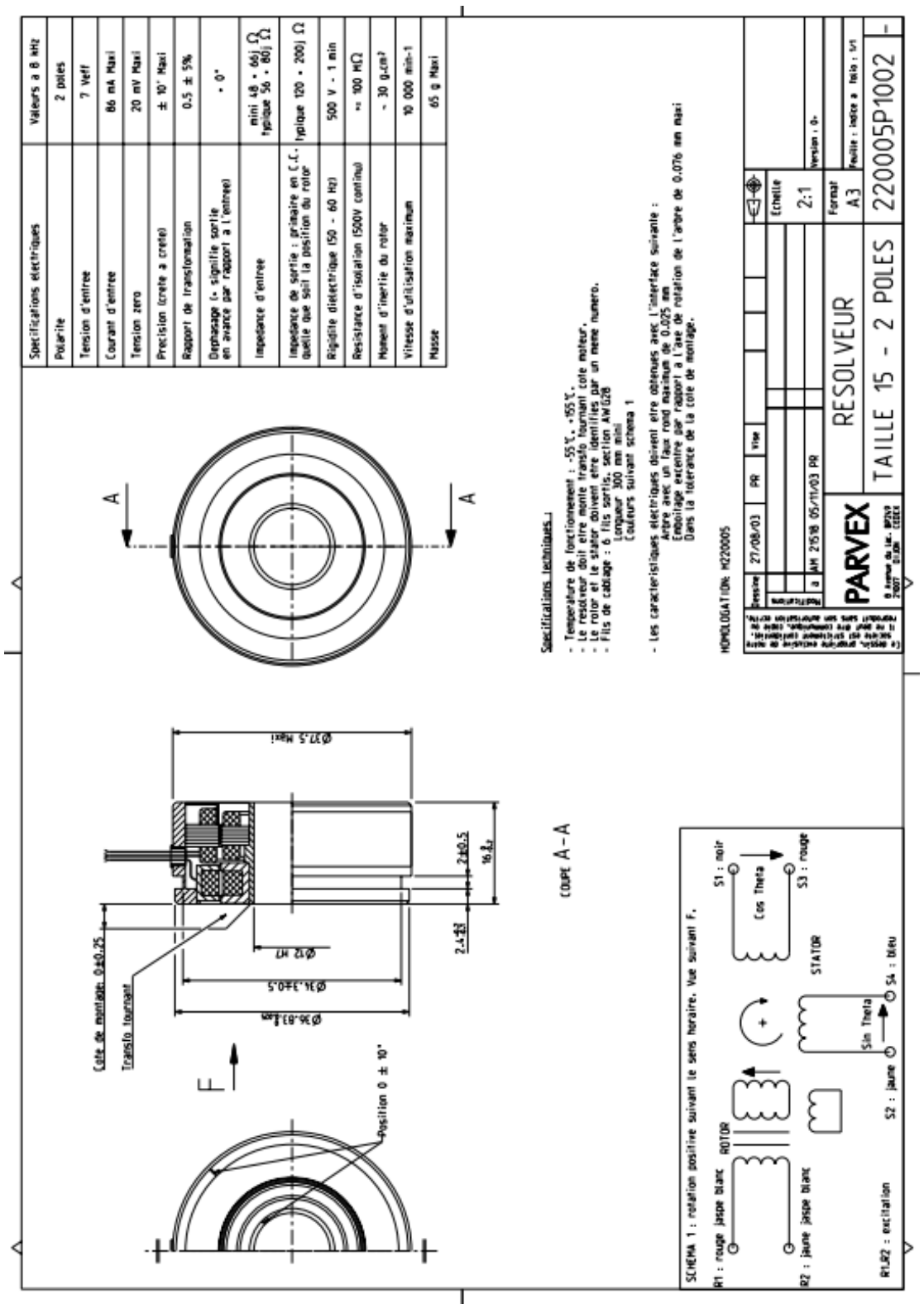
(b) capteur phase 2



(c) capteur phase 1

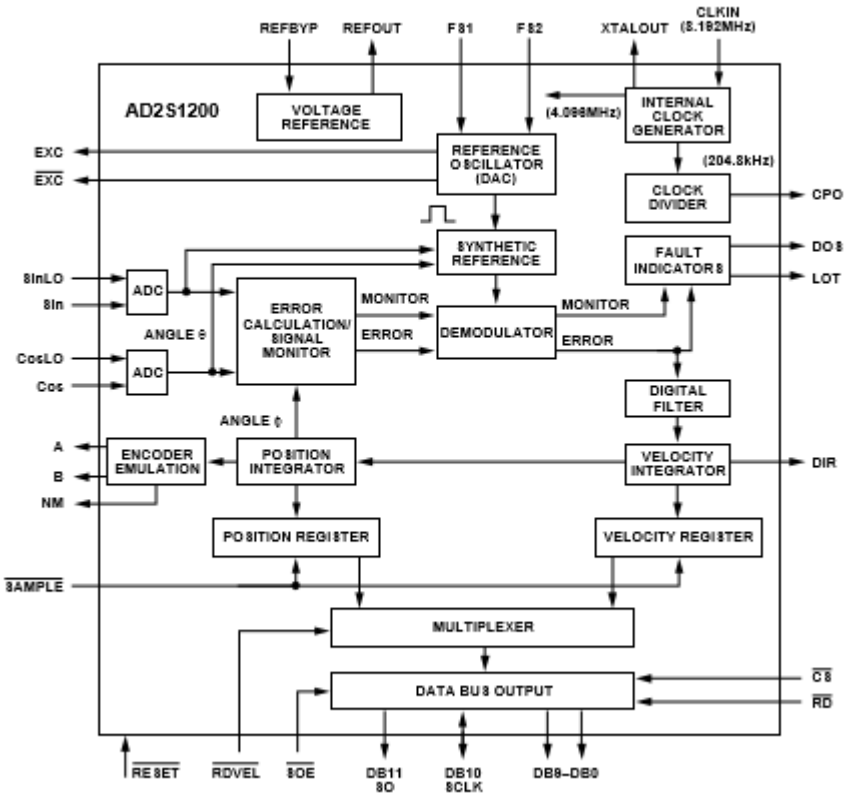
Figure T.1 Calibration des capteurs de courant

Annexe U Datasheet du résolveur



Annexe V Datasheet de la carte AD2S1200, permettant de récupérer la mesure de position

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Parallel Port Timing

Parameter	Description	Min	Typ	Max
t_{CK}	*Clock Period (= 1/8.192 MHz)*		*~122 ns*	
t_1	$\overline{\text{SAMPLE}}$ Pulse Width	$2 \times t_{CK} + 20$ ns		
t_2	Delay from $\overline{\text{SAMPLE}}$ before $\overline{\text{RD}}/\overline{\text{CS}}$ Low	$6 \times t_{CK} + 20$ ns		
t_3	$\overline{\text{RD}}$ Pulse Width	18 ns		
t_4	Set Time $\overline{\text{RDVEL}}$ before $\overline{\text{RD}}/\overline{\text{CS}}$ Low	5 ns		
t_5	Hold Time $\overline{\text{RDVEL}}$ after $\overline{\text{RD}}/\overline{\text{CS}}$ Low	7 ns		
t_6	Enable Delay $\overline{\text{RD}}/\overline{\text{CS}}$ Low to Data Valid			12 ns
t_7	Disable Delay $\overline{\text{RD}}/\overline{\text{CS}}$ Low to Data High Z			18 ns

Annexe W Validation des signaux de sortie du FPGA

La Figure W.1 de « Signal Tap Analyser » du FPGA. Evolution binaire des signaux

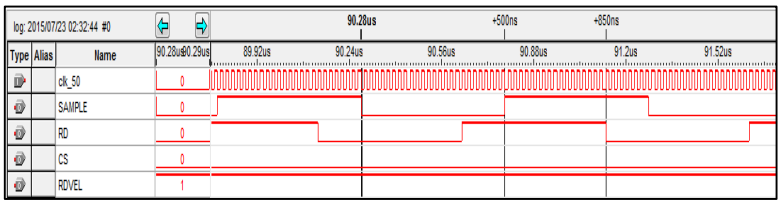


Figure W.1 Vue des signaux générés par le FPGA (avec « Signal Tap Analyser »)

La Figure W.2 montre une vue à l'oscilloscope des signaux du FPGA pour valider les amplitudes des signaux RD (Violet), broche I/O 17, et SAMPLE, broche I/O 18 (Rose) de la carte DE0 NANO. Signaux à 1MHz et amplitude 3.3V compatibles avec la carte AD2S1200. On valide que le front descendant de RD arrive 850ns après celui du SAMPLE.



Figure W.2 Vue à l'oscilloscope des signaux de sortie du FPGA

Pour conserver en mémoire le programme en l'absence d'alimentation on utilise un circuit de configuration série EPCS64. Quand la DE0 NANO est alimentée le programme est rechargé automatiquement dans le FPGA. Cela est illustré sur la Figure W.3. Remarque : convertir le fichier compilé « .sof » en « .jic » puis le charger sur le EPCS64.

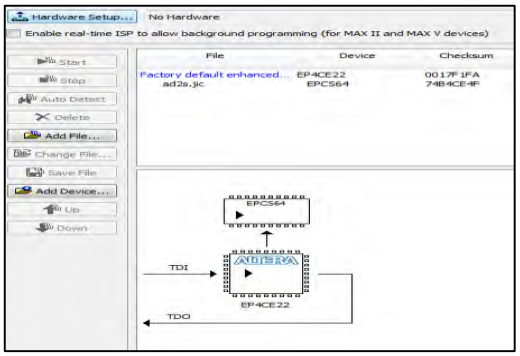


Figure W.3 Affichage Quartus II (fenêtre programmer) avec mémoire Flash EPC64

Bibliographie

[1] M. Marty, D. Dixneuf, et D. G. Gilabert, *Principes d'électrotechnique: cours et exercices corrigés*. Dunod, 2005.

[2] T. Finken, M. Felden, et K. Hameyer, « Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles », in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, p. 1–5.

[3] Z. Q. Zhu et C. C. Chan, « Electrical machine topologies and technologies for electric, hybrid, and fuel cell vehicles », in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE*, 2008, p. 1–6.

[4] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, et A. Boglietti, « High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, nº 6, p. 2946–2959, 2014.

[5] H. C. M. Mai, R. Bernard, P. Bigot, F. Dubas, D. Chamagne, et C. Espanet, « Optimal design of a PMSM using concentrated winding for application urban hybrid vehicle », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010, p. 1-6.

[6] J. Driesen et R. Belmans, « Specific problems of high-speed electrical drives », *Micro Gas Turbines*, p. 12–1, 2005.

[7] A. Borisavljevic, *Limits, modeling and design of high-speed permanent magnet machines*. Springer Science & Business Media, 2012.

[8] J.-D. Chatelain, *Machines électriques*. Georgi, 1983.

[9] R. H. Park, « Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I », *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, nº 3, p. 716-727, juill. 1929.

[10] G. Grellet, « Pertes dans les machines tournantes », *Tech. L'ingénieur*, p. D3450, 1989.

[11] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, et M. Pastorelli, « Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: An engineering approach », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, nº 2, p. 981–989, 2003.

[12] B. Backlund, R. Schnell, U. Schlapbach, R. Fischer, et E. Tsyplakov, « Applying igbts », *ABB Semicond.*, 2007.

[13] T. Mannen et H. Fujita, « Dead-time compensation method based on current ripple estimation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, nº 7, p. 4016–4024, 2015.

[14] J. M. Schellekens, R. A. M. Bierbooms, et J. L. Duarte, « Dead-time compensation for PWM amplifiers using simple feed-forward techniques », in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, p. 1–6.

[15] S. L. Capitaneanu, B. De Fornel, M. Fadel, J. Faucher, et A. Almeida, « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », *EPE J.*, vol. 11, nº 3, p. 16–28, 2001.

[16] J. Holtz, « Pulsewidth modulation for electronic power conversion », *Proc. IEEE*, vol. 82, nº 8, p. 1194–1214, 1994.

[17] A. M. Hava, R. J. Kerkman, et T. A. Lipo, « A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, nº 5, p. 1059–1071, 1998.

[18] E. R. C. da Silva, E. C. dos Santos, et B. Jacobina, « Pulsewidth modulation strategies », *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, n° 2, p. 37–45, 2011.

[19] A. Bouarfa, M. Fadel, et M. Bodson, « A new PWM method for a 3-phase 4-leg inverter based on the injection of the opposite median reference voltage », in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2016 International Symposium on*, 2016, p. 791–796.

[20] D. G. Holmes, « The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, n° 5, p. 1122–1129, 1996.

[21] B.-H. Bae et S.-K. Sul, « A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, n° 3, p. 802-810, mai 2003.

[22] F. Blaschke, « The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating field machines », 1972.

[23] K. Hasse, « Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Ständerfrequenz und Ständerspannung », *ETZ-A*, vol. 89, p. 387–391, 1968.

[24] H. BEN AHMED, N. BERNARD, G. FELD, et B. MULTON, « Machines synchrones Fonctionnement en régime autopiloté », *Tech. Ing. Différents Types Mach. Électr. Tournantes*, vol. base documentaire : TIB249DUO., n° ref. article : d3524, 2016.

[25] M. Pinard, « Commande électronique des moteurs électriques » 2nd edition, Dunod, 2004.

[26] N. BERNARD, « Machine synchrone: de la boucle ouverte a l'autopilotage », *Rev. 3EI*, n° 30, p. 24–39, 2002.

[27] M. P. Kazmierkowski et L. Malesani, « Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, n° 5, p. 691-703, oct. 1998.

[28] M. Boussak, « Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, n° 6, p. 1413–1422, 2005.

[29] M. Boussak, « Sensorless speed control and initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous motor drive », in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, 2002, vol. 1, p. 662–667.

[30] L. Gasc, M. Fadel, S. Astier, et L. Calegari, « Sensorless control for PMSM with reduced order torque observer associated to Kalman filter », in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005.

[31] S. Carriere, S. Caux, M. Fadel, et F. Alonge, « Velocity sensorless control of a PMSM actuator directly driven an uncertain two-mass system using RKF tuned with an evolutionary algorithm », in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010.

[32] O. Saadaoui, A. Khlaief, M. Abassi, A. Chaari, et M. Boussak, « Position sensorless vector control of PMSM drives based on SMO », in *Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2015 16th International Conference on*, 2015, p. 545–550.

[33] A. Hijazi, X. L. Shi, A. Zgorski, et L. Sidhom, « Adaptive sliding mode observer-differentiator for position and speed estimation of Permanet Magnet Synchronous Motor », in *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2012 IEEE Symposium on*, 2012, p. 1–5.

[34] A. Jaafar, E. Godoy, P. Lefranc, X. L. Shi, A. Fayaz, et N. Li, « Nonlinear sliding mode observer and control of high order DC-DC converters », in *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, p. 180–186.

[35] B. H. Mouna et S. Lassaad, « Speed sensorless indirect stator field oriented control of induction motor based on Luenberger observer », in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006, vol. 3, p. 2473–2478.

[36] K. J. \AAström et B. Wittenmark, *Computer-controlled systems: theory and design*. Courier Corporation, 2013.

[37] W. M. Wonham, « Linear multivariable control », in *Optimal Control Theory and its Applications*, Springer, 1974, p. 392–424.

[38] M. W. Arab, E. Godoy, I. Bahri, M. Hilairet, P. G. Estébanez, et S. A. Randi, « Current controller for switched reluctance motors using pole placement approach », in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*, 2013, p. 1119–1125.

[39] E. Ostertag, E. Godoy, et J. Carvalho-Ostertag, « Dual RST-control of an inverted pendulum with Simulink S-functions implementation », in *Control Conference (ECC), 2007 European*, 2007, p. 2687–2693.

[40] X. Lin-Shi *et al.*, « A digital-controller parameter-tuning approach, application to a switch-mode power supply », in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, p. 3356–3361.

[41] M. U. Iftikhar, E. Godoy, P. Lefranc, D. Sadarnac, et C. Karimi, « A control strategy to stabilize PWM dc-dc converters with input filters using state-feedback and pole-placement », in *IN^{TEL}EC 2008-2008 IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference*, 2008, p. 1–5.

[42] Z. Zheng, Y. Li, et M. Fadel, « Novel position controller for pmsm based on state feedback and load torque feed-forward », *J. Power Electron.*, vol. 11, n° 2, p. 140–147, 2011.

[43] J. Rodriguez *et al.*, « Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n° 1, p. 495-503, févr. 2007.

[44] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, et J. Rodriguez, « Predictive Control in Power Electronics and Drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 12, p. 4312-4324, déc. 2008.

[45] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, et C. A. Rojas, « High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 2, p. 812–820, 2012.

[46] H. Le-Huy, K. Slimani, et P. Viarouge, « Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, n° 1, p. 110–117, 1994.

[47] H. Kobayashi, H. Kitagawa, S. Doki and S. Okuma, "Realization of a fast current control system of PMSM based on model predictive control," *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, 2008, pp. 1343-1348.

[48] E. Fuentes, J. Rodriguez, C. Silva, S. Diaz, et D. Quevedo, « Speed control of a permanent magnet synchronous motor using predictive current control », in *proc. of the International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC'2009)*, 2009, p. 390–395.

[49] F. Morel, X. Lin-Shi, J. M. Retif, B. Allard, et C. Buttay, « A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 7, p. 2715-2728, juill. 2009.

[50] H.-T. Moon, H.-S. Kim, et M.-J. Youn, « A discrete-time predictive current control for PMSM », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n° 1, p. 464–472, 2003.

[51] S. J. Henriksen, R. E. Betz, et B. J. Cook, « Practical issues with predictive current controllers », in *Proc. Australasian Univ. Power Eng. Conf*, 2001.
[52] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, et A. Flores, « Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 2, p. 1323-1325, févr. 2012.
[53] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, et K. W. Lim, « Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, n° 3, p. 528–536, 1997.
[54] F. BonnetFrancois, P. E. Vidal, et M. Pietrzak-David, « Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n° 5, p. 2482-2490, oct. 2007.
[55] M. Abassi, A. Khlaief, O. Saadaoui, A. Chaari, et M. Boussak, « Performance analysis of FOC and DTC for PMSM drives using SVPWM technique », in *Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2015 16th International Conference on*, 2015, p. 228–233.
[56] A. M. Llor, J. M. Retif, X. Lin-Shi, et S. Arnalte, « Direct stator flux linkage control technique for a permanent magnet synchronous machine », in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, vol. 1, p. 246–250.
[57] I. Takahashi et T. Noguchi, « A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, n° 5, p. 820-827, sept. 1986.
[58] D. N. Zmood et D. G. Holmes, « Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n° 3, p. 814–822, 2003.
[59] C. Pelissou, « Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse- Transitions des modes de commandes et de MLI », thèse, 1996.
[60] J. S. Yim, S. K. Sul, B. H. Bae, N. R. Patel, et S. Hiti, « Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, n° 2, p. 763-771, mars 2009.
[61] L. Xu, Y. Zhang, et M. K. Guven, « A new method to optimize q-axis voltage for deep flux weakening control of IPM machines based on single current regulator », in *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, p. 2750-2754.
[62] Y. Zhang, L. Xu, K. G. Mustafa, S. Chi, M. Illindala, et others, « Experimental verification of deep field weakening operation of a 50-kW IPM machine by using single current regulator », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, n° 1, p. 128–133, 2011.
[63] Z. Lei, X. Shan, W. Xuhui, L. Yaohua, et K. Liang, « A new deep field-weakening strategy of IPM machines based on single current regulator and voltage angle control », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010.
[64] Z. Lei, W. Xuhui, Z. Feng, K. Liang, et Z. Baocang, « Deep field-weakening control of PMSMs for both motion and generation operation », in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, 2011, p. 1–5.
[65] N. Henwood, « Estimation en ligne de paramètres de machines électriques pour véhicule en vue d'un suivi de la température de ses composants », phdthesis, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, 2014.
[66] P. Moreno-Torres, J. Torres, M. Lafoz, M. Yeguas, et J. R. Arribas, « Minimum losses point tracking and minimum current point tracking in interior PMSMs », in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, p. 1-9.

[67] M. Meyer, T. Grote, et J. Bocker, « Direct torque control for interior permanent magnet synchronous motors with respect to optimal efficiency », in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, p. 1-9.

[68] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, et L. Sgarbossa, « Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, nº 1, p. 105-114, janv. 2011.

[69] C. Besson, A. Savary, et M. Jaccard, « Moteur synchrone avec contrôle de la magnétisation des aimants en fonctionnement », in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, 2014.

[70] S. Sjökvist et S. Eriksson, « Study of demagnetization risk for a 12 kW direct driven permanent magnet synchronous generator for wind power », *Energy Sci. Eng.*, vol. 1, nº 3, p. 128-134, déc. 2013.

[71] D. Lu et N. C. Kar, « A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010, p. 1-6.

[72] S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella, et F. Pogni, « Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design », in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, p. 1-11.

[73] Z. Fangyang, R. Feng, L. Jianjun, et H. Peng, « Study on Flux-Weakening Control for PMSM », in *2011 Fourth International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling*, 2011, p. 192-195.

[74] S. Morimoto, M. Sanada, et Y. Takeda, « Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, nº 4, p. 920-926, juill. 1994.

[75] T. S. Kwon, G. Y. Choi, M. S. Kwak, et S. K. Sul, « Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, nº 6, p. 1722-1731, nov. 2008.

[76] M. Meyer et J. Bocker, « Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range », in *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, p. 282-286.

[77] T. Huber, W. Peters, et J. Bocker, « Voltage controller for flux weakening operation of interior permanent magnet synchronous motor in automotive traction applications », in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2015, p. 1078-1083.

[78] J.-M. Kim et S.-K. Sul, « Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, nº 1, p. 43-48, janv. 1997.

[79] F. Gao, S. Bozhko, Y. S. Shen, et G. Asher, « Control design for PMM starter-generator operated in flux-weakening mode », in *Power Engineering Conference (UPEC), 2013 48th International Universities'*, 2013, p. 1-6.

[80] S. Bolognani, S. Calligaro, et R. Petrella, « Optimal voltage feed-back flux-weakening control of IPMSM », in *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, p. 4170–4175.

[81] N. Bianchi, B. N. Bolognani, et M. Zigliotto, « High performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter », in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2000, vol. 3, p. 1901-1908 vol.3.

[82] J. Wai et T. M. Jahns, « A new control technique for achieving wide constant power speed operation with an interior PM alternator machine », in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 2001, vol. 2, p. 807–814.

[83] M.-H. Kim, J.-S. Yim, S.-K. Sul, et S.-I. Lim, « Implementation of Super High-speed Permanent Magnet Synchronous Machine Drive », *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, vol. 13, n° 5, p. 329–335, 2008.

[84] P. Y. Lin et Y. S. Lai, « Voltage Control Technique for the Extension of DC-Link Voltage Utilization of Finite-Speed SPMSM Drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 9, p. 3392-3402, sept. 2012.

[85] N. Bianchi, B. N. Bolognani and M. Zigliotto, "High performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter," *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, Rome, 2000, pp. 1901-1908 vol.3

[86] S. Ekanayake, R. Dutta, M. F. Rahman, et D. Xiao, « Deep flux weakening control of a segmented interior permanent magnet synchronous motor with maximum torque per voltage control », in *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*, 2015, p. 004802–004807.

[87] M. S. Kunter, T. Schoenen, W. Hoffmann, et R. W. De Doncker, « IPMSM control regime for a hybrid-electric vehicle application », in *Emobility-Electrical Power Train, 2010*, 2010, p. 1–5.

[88] D. Hu, L. Zhu, et L. Xu, « Maximum Torque per Volt operation and stability improvement of PMSM in deep flux-weakening Region », in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, 2012, p. 1233–1237.

[89] N. V. Olarescu, M. Weinmann, S. Zeh, et S. Musuroi, « Novel flux weakening control algorithm for PMSMS », in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG'09. International Conference on*, 2009, p. 123–127.

[90] M. Preindl et S. Bolognani, « Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 2, p. 1007–1015, 2013.

[91] R. E. Kalman et others, « A new approach to linear filtering and prediction problems », J. Basic Eng., vol. 82, no 1, p. 35–45, 1960.

[92] A. M. Hava, R. J. Kerkman, et T. A. Lipo, « Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives », IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no 1, p. 49–61, 1999.

Liste des publications

1. Léopold SEPULCHRE, Maurice FADEL, Maria PIETRZAK-DAVID, « Improvement of the Digital Control of a High Speed PMSM for Vehicle Application », dans *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2016 IEEE*

   http://ieeexplore.ieee.org/document/7476346/

2. Léopold SEPULCHRE, Maurice FADEL, Maria PIETRZAK-DAVID, Guillaume PORTE, « New High Speed Flux-Weakening Strategy », dans *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016 IEEE*

   http://ieeexplore.ieee.org/document/7837384/

3. Léopold SEPULCHRE, Maurice FADEL, Maria PIETRZAK-DAVID, Guillaume PORTE, « Flux Weakening Strategy for High Speed PMSM for Vehicle Application », dans *Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), 2016 IEEE*

   http://ieeexplore.ieee.org/document/7841413/

4. Léopold SEPULCHRE, « Commande d'une machines synchrone à aimants permanents haute vitesse pour application automobile », dans *National PHD School GEET'DAY 2016*.

Pour l'optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique

Résumé

Dans ce travail nous cherchons à développer des algorithmes de commande adaptés au fonctionnement à haute vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents et de son onduleur en optimisant l'efficacité énergétique de l'ensemble. Bien que la vocation soit très large, le domaine de la traction électrique est priorisé. Nous réalisons une commande vectorielle numérique via des approches avec régulateurs discret et commande prédictive-optimale en considérant notamment les aspects de retard et de fort couplage inter-axes. Un algorithme de défluxage amélioré et unifié génère les références de courant en respectant les limitations électriques quelle que soit la vitesse de rotation. Une maquette à échelle réduite est mise en place sur laquelle nous validons par expérience les stratégies de contrôle proposées notamment pour la haute vitesse.

Mots clés : Machine Synchrone à Aimants Permanents - Haute Vitesse - Défluxage - Maximum Torque Per Volt - Commande Numérique – Découplage

For the optimization of the control of permanent magnet synchronous motors in high speed mode for electric vehicle

Abstract

In this work we search to develop control algorithms adapted to the high speed operation of a permanent magnet synchronous machine (PMSM) and its inverter by optimizing the energy efficiency of the set. Although the vocation is very broad, the field of electric traction is prioritized. We realize a digital control via approaches with discrete regulators and predictive-optimal control considering in particular the aspects of delay and strong inter-axis coupling. An improved unified flux-weakening algorithm generates the current references while respecting the electrical limitations whatever the rotation speed. A small scale model is set up on which we validated by experiment the control strategies proposed especially for high speed.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor – High Speed – Flux-weakening – Maximum Torque Per Volt – Digital Control – Decoupling