

Contributions au domaine de la commande des entraînements synchrones haute vitesse: étude formelle, interfaces de puissance et modulation par amplitude d'impulsions

THÈSE N° 5352 (2012)

PRÉSENTÉE LE 4 MAI 2012

À LA FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
PROGRAMME DOCTORAL EN ENERGIE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Christian ROD

acceptée sur proposition du jury:

Prof. D. Favrat, président du jury
Prof. A. Rufer, directeur de thèse
Dr S. Colombi, rapporteur
Dr B. Kawkabani, rapporteur
Prof. B. Lemaire-Semail, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Suisse
2012

Résumé

A une époque où les différentes émissions polluantes liées à l'utilisation des énergies fossiles sont une préoccupation toujours plus importante, de nombreuses recherches ont pour but le développement de solutions technologiques permettant le remplacement progressifs des énergies fossiles par des sources d'énergie moins nuisibles et plus durables. Dans le contexte du chauffage domestique, l'éventuelle substitution des chaudières, à gaz ou à mazout, par des pompes à chaleur électriques s'inscrit dans cette problématique. Cette thèse de doctorat participe, au sein d'un partenariat industriel, au développement de pompes à chaleur domestiques performantes au travers de l'étude de l'électronique de commande de l'entraînement électrique haute vitesse nécessaire au fonctionnement de tels systèmes de chauffage. Afin de conférer au présent document un caractère plus général, l'étude du fonctionnement moteur est complétée par celle du fonctionnement en générateur. Les similitudes et les différences de ces modes de fonctionnement dans le contexte de la haute vitesse sont présentées tout au long de ce document qui s'articule autour de la manière suivante.

La première partie de ce document est constituée d'un chapitre introductif permettant de situer cette étude dans son contexte et de définir les principaux concepts et hypothèses repris tout au long de ce document.

La seconde partie, constituée de deux chapitres, est consacrée à l'étude de la structure de l'électronique de commande. Le chapitre 2 est dédié à l'étude systématique de la topologie de l'étage de conversion réalisant l'interface avec une machine haute vitesse. L'adéquation des solutions candidates avec un critère d'optimalité de la commande préalablement défini permet d'arrêter un choix dûment motivé. Le chapitre suivant est quant à lui consacré à l'étude d'un convertisseur continu-continu permettant le contrôle de l'amplitude des grandeurs statoriques. Une étude formelle basée sur la représentation énergétique macroscopique permet de démontrer que l'utilisation d'une structure multi-niveaux peut conduire à l'augmentation des performances de l'ensemble de l'électronique de commande, notamment en terme d'encombrement.

Les aspects concernant le contrôle des entraînements haute vitesse sont détaillés dans la troisième partie de ce document. Dans le chapitre 4 sont présentées des stratégies permettant la mesure indirecte des grandeurs mécaniques que sont la position et la vitesse du rotor. Les conséquences sur ces méthodes de mesure des spécificités des fonctionnements moteur et/ou générateur y sont clairement exposées. Le chapitre 5 est quant à lui dédié aux stratégies de réglage permettant la maîtrise de la vitesse dans le cas d'un fonctionnement moteur et celle du couple dans le cas d'un fonctionnement en générateur.

Les deux dernières parties de ce document permettent de le conclure. La quatrième partie, constituée du chapitre 6, présente les validations expérimentales des différents résultats théoriques décrits tout au long des chapitres précédents. Le dernier chapitre de ce travail de thèse en est la conclusion générale. Il résume l'ensemble du travail effectué, en décrit les principaux résultats et présente les perspectives ouvertes par cette étude ainsi que les lignes directrices d'une future continuation.

Mots clefs : Entraînements haute vitesse, Moteur synchrone à aimants permanents, Contrôle sans capteurs directs, Entraînements à vitesse variable, Entraînements réversibles, Convertisseurs DC/DC à canaux multiples, Convertisseurs DC/DC multi-niveaux

Abstract

Currently, the different pollutant emissions caused by the use of fossil energies are an increasingly important concern and numerous studies aim at developing technological solutions allowing the progressive replacement of the fossil energies by more sustainable and less harmful energy sources. In the context of heating for domestic applications, the prospective substitution of gas or fuel oil boilers by electrical heat pumps is typically a part of this problematic. This Ph.D thesis participates, in the frame of an industrial partnership, in the development of a high performance domestic heat pump through the study of the control circuits of the high speed electrical drive, mandatory for such heating systems. In order to generalize the presented work, this study is completed by considerations about high speed drives tailored for generation. The differences and similitudes between motor and generator modes are presented in the whole document.

The first part of this document is constituted of an introductory chapter allowing to place this study in its context and to define the main concepts and hypothesis used all along this document.

The second part of this document, formed by two chapters, is dedicated to the study of the structure of the power electronics. Chapter 2 covers the systematic choice of a topology and its specific command strategy for the implementation of the machine interface stage. Two commonly encountered solutions are compared regarding their adequacy with a previously defined optimal command criterion. Chapter 3 is dedicated to the study of the intermediate DC/DC converter. Based on the Energetic Macroscopic Representation, a formal study is conducted in order to show that the use of a multi-level topology can lead to increasing the whole drive performance and decreasing the power electronics circuits size.

The control aspects are covered in the third part of this thesis. In chapter 4, a survey of sensorless technics is presented. The specific features of some sensorless technics are discussed regarding their adequacy with the consequences of the choice of the machine

interface state topology and command strategy. Chapter 5 is dedicated to control strategies allowing to regulate the speed in the case of a motor mode and the torque in a generator mode.

The two last parts of this document conclude it. The fourth part, constituted of chapter 6, presents the experimental validations of the various theoretical results described all along the document. The last chapter is the final conclusion of this work. The conducted work is summarized, the main results are described, and the perspectives for future works are given.

Keywords : High-Speed Drive, Permanent Magnet Synchronous Motor, Sensorless control, Variable Speed Drive, Bidirectional Drive, Multichannel DC/DC Converter, Multilevel DC/DC converter

Remerciements

La finalisation de ce travail de thèse n'aurait pas été possible sans le concours, direct ou indirect, de plusieurs personnes. Je tiens à leur exprimer ici ma profonde gratitude.

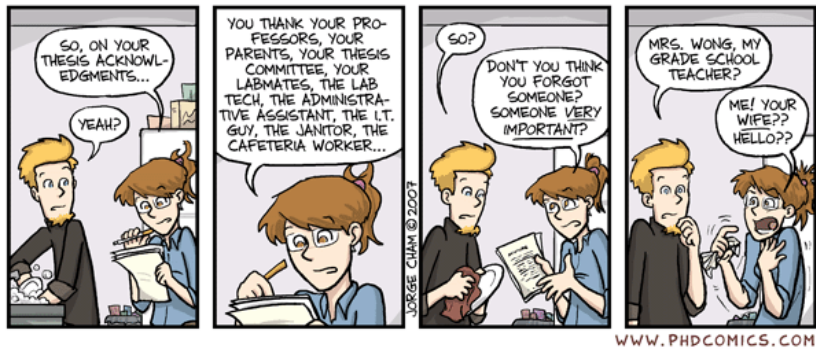
Mes remerciements vont en premier lieu au Professeur Alfred Rufer, directeur du laboratoire d'électronique industrielle de l'EPFL, pour m'avoir accordé sa confiance en me proposant d'intégrer son équipe. Ce fut pour moi un honneur de travailler au sein d'un laboratoire par lequel sont passées tant de personnes si compétentes. Je tiens également à le remercier pour la grande indépendance qu'il m'a accordée tout au long des ces années.

Je remercie ici les membres du jury, les Professeurs Daniel Favrat et Betty Lemaire-Semail ainsi que les Docteurs Silvio Colombi et Basile Kawkabani, pour avoir accepté de relire et de juger ce travail. Leurs remarques et analyses constructives m'ont permis d'e conférer à ce document un niveau de pertinence supplémentaire.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement mes collègues du LEI, passés et présents, et plus particulièrement le Dr. Philippe Barrade, pour m'avoir transmis « le virus » de l'électronique de puissance lors de son cours d'introduction à ce sujet mais surtout pour la franchise de ses commentaires suite à sa relecture attentive de la première version du manuscrit. Ma gratitude va également au futur docteur Behrooz Bahrani, avec qui j'ai partagé bien plus qu'un simple bureau : Merci pour tes encouragements et pour ton inébranlable bonne humeur. Merci également à Simon Delalay, pour toutes les impressions, conseils et connaissances qu'il a partagés avec moi lors des nombreuses pauses-café. Je lui témoigne ici ma gratitude pour son dynamisme et son inventivité et ses compétences qui, associées à celles de Nicolas, auront conduit à la réalisation de la plateforme de contrôle qui a permis l'obtention des derniers résultats expérimentaux. Je remercie ici également Yves Birbaum pour m'avoir fait profiter de son impressionnante expérience qui m'a été plus qu'utile lors de la réalisation des différents prototypes. Une pensée particulière également pour Antoine, Yannick, Nicolas encore une fois, Arnaud, Sébastien

et Fabienne pour avoir été en quelque sorte la vie du laboratoire durant ces trois années. Je tiens aussi à remercier mes collègues thermodynamicien, Jean-Baptiste, Johanes et Julien, pour m'avoir aidé à mieux appréhender les quelques aspects thermiques de ce projet.

Je veux également remercier très, très chaleureusement ma famille proche, ma mère Nicole, mon père Olivier ainsi que ma soeur Céline, pour tout le soutien qu'ils m'ont apporté depuis toujours ainsi que pour les valeurs et le goût du travail qu'ils m'ont inculqués.



"Piled Higher and Deeper" by Jorge Cham

Finalement, je tiens à remercier Cynthia, mon amie, sans qui rien de tout ceci n'aurait été possible. Merci pour ton soutien et tes encouragements dans les moments où le terme de ce travail semblait hors d'atteinte. Merci pour l'équilibre que tu m'apportes et qui m'a permis de mener ce travail à bien.

Table des matières

Résumé	I
Abstract	III
Remerciements	V
Table des matières	VII
I Introduction générale	1
1 Mise en contexte et définitions	3
1.1 Exemples d'utilisation d'entraînements électriques haute vitesse	5
1.1.1 Pompes à chaleur domestique	5
1.1.2 Récupération de l'énergie des gaz d'échappement d'un véhicule hybride électrique	8
1.2 Entraînements électriques haute vitesse : définition et caractéristiques .	10
1.2.1 Structure d'un entraînement haute vitesse	10
1.2.2 Machines électriques haute vitesse	11
1.3 Stratégie de contrôle optimale des machines synchrones	14
1.4 Topologie de l'électronique de commande	18
1.5 Conclusions et structure du document	20
II Structure de l'électronique de commande	23
2 Topologie et commande de l'étage d'interface machine	25
2.1 Le convertisseur de courant	25
2.1.1 Angle de retard à l'amorçage	26
2.1.2 Commutations et empiètement	28

2.1.3	Facteur de puissance	30
2.2	L'onduleur de tension	33
2.2.1	Commande en 180°	34
2.2.2	Commande en 120°	36
2.2.3	Comparaison des performances énergétiques	45
2.3	Conclusion	47
3	Étude du convertisseur intermédiaire modulateur	49
3.1	Structure des convertisseurs amonts	49
3.1.1	Forme du courant et conséquences	51
3.2	Convertisseur abaisseur à canaux multiples entrelacés	53
3.2.1	Principe de fonctionnement et ondulation de courant	53
3.2.2	Contrôle du convertisseur multi-canaux	55
3.3	Convertisseur abaisseur multi-niveaux	56
3.3.1	Division de la tension d'entrée et ondulation de courant	58
3.3.2	Pertes dans les semi-conducteurs	62
3.3.3	Contrôle du convertisseur multi-niveaux	63
3.4	Limite de la comparaison	67
3.5	Conclusion	68
III	Contrôle sans capteurs de l'entraînement haute vitesse	71
4	Mesure indirecte de la position et de la vitesse	73
4.1	Mesures directe et indirecte des grandeurs mécaniques	73
4.2	Mesure indirecte pour une commande en 120°	74
4.2.1	Mesure de la position par intégration de la tension statorique	75
4.2.2	Mesure de la position par la polarité des tensions induites	76
4.2.3	Détection des passages par zéro des tensions induites	79
4.2.4	Capteur indirect de vitesse	83
4.3	Mesure indirecte pour une commande en 180°	85
4.3.1	Calcul du flux rotorique	85
4.3.2	Dérive de l'intégration	87
4.4	Conclusion	89
5	Contrôle des entraînements haute vitesse	91
5.1	Contrôle en vitesse à l'aide d'une commande en 120°	91
5.1.1	Démarrage du moteur en boucle fermée	91
5.1.2	Modélisation dynamique et stratégie de contrôle	94
5.2	Contrôle du courant pour une commande en 180°	97
5.2.1	Problématique des harmoniques de rang faible	98
5.2.2	Modélisation de l'entraînement dans le référentiel rotorique	100
5.2.3	Dimensionnement du régulateur de courant et résumé de la stratégie de contrôle	105

5.2.4	Perspectives	109
5.3	Conclusion	111
IV	Validation expérimentale des résultats théoriques	113
6	Résultats expérimentaux	115
6.1	Convertisseur continu-continu multi-niveaux	115
6.2	Fonctionnement moteur à l'aide d'une alimentation à deux phases <i>ON</i> .	118
6.2.1	Démarrage en boucle fermée	119
6.2.2	Contrôle en vitesse de l'entraînement en fonctionnement moteur .	120
6.2.3	Régime établi	121
6.2.4	Validation du modèle de simulation numérique	122
6.3	Fonctionnement générateur à l'aide d'une alimentation en 180°	123
6.3.1	Mesure indirecte de la position rotorique	124
6.3.2	Régime établi	125
6.4	Conclusion	126
V	Conclusion générale	127
7	Conclusions et perspectives	129
7.1	Résumé	129
7.2	Principaux résultats	130
7.3	Perspectives	134
VI	Annexes	137
A	Modèle numérique de la machine synchrone isotrope	139
A.1	Modèle pour une commande en 120° de l'onduleur de tension	139
A.1.1	Développement du modèle numérique	139
A.1.2	Validation des modèles	143
A.1.3	Evolution et influences de l'angle d'extinction	145
A.2	Modèle pour une commande en 180° de l'onduleur de tension	148
A.2.1	Point de fonctionnement du convertisseur continu-continu	148
A.2.2	Constante de temps du réglage de la tension continue variable . .	149
B	Caractéristiques des machines utilisées	151
B.1	Machine A	151
B.2	Machine B	152
	Bibliographie	155
	Nomenclature	159

Curriculum Vitae

161

Première partie

Introduction générale

Mise en contexte et définitions

Dans un contexte de réchauffement global et de dérèglement climatique presque universellement reconnu, une prise de conscience des problèmes énergétiques s'installe progressivement dans les esprits. En plus des énergies renouvelables, une utilisation plus rationnelle des ressources disponibles est de plus en plus souvent citée comme une solution permettant de répondre à l'augmentation constante de la consommation globale d'énergie dans les pays industrialisés ainsi qu'aux problèmes environnementaux qu'elle engendre. Cette augmentation apparaît clairement au regard de la figure 1.1 illustrant le cas de la Suisse et montrant l'importance considérable des combustibles fossiles.

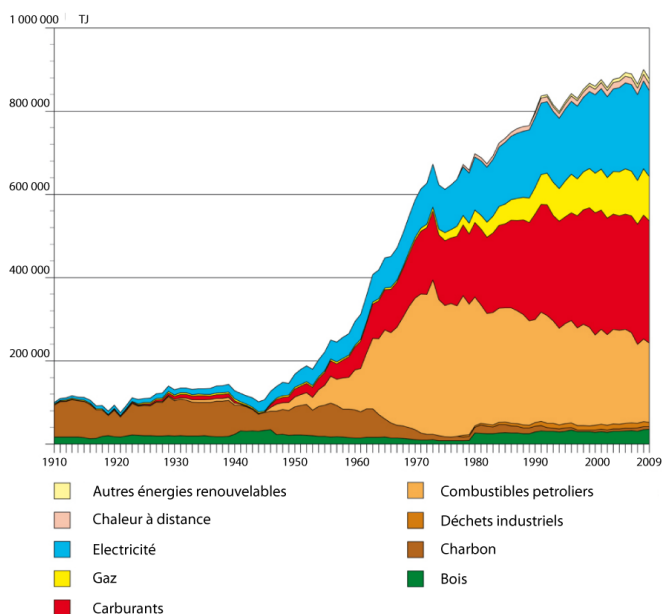


Figure 1.1 – Évolution de la consommation d'énergie en Suisse [1]

En plus de problématiques environnementales, la part importante de ces combustibles dans la répartition de la consommation énergétique peut également poser des problèmes économiques. En effet, la volatilité des prix des combustibles fossiles, illustrée par la figure 1.2, rend économiquement dangereux une trop forte dépendance à ces formes d'énergie puisqu'un pic tel que celui observé en Suisse en 2008 peut avoir des conséquences importantes sur le budget des ménages et des industries.

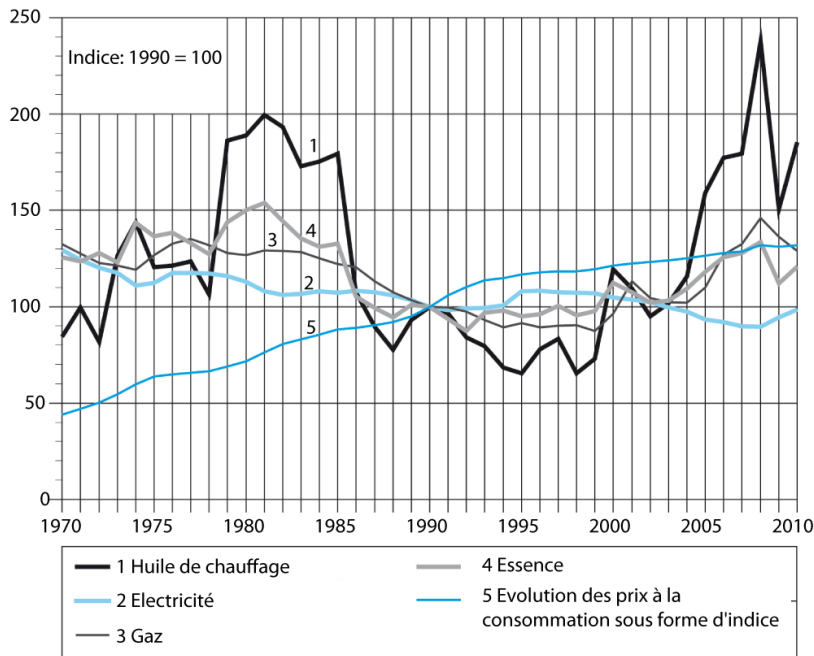


Figure 1.2 – Evolution du prix de l'énergie en Suisse, [2]

La volonté de réduire la consommation des énergies fossiles se fait donc de plus en plus pressante. Par conséquent, la recherche de solutions énergétiques nouvelles prend une importance toujours grandissante. Comme mentionné précédemment, la réduction de la consommation des produits pétroliers peut être réalisée par un changement de technologie, total ou partiel ; l'assistance des chaudières à mazout par des panneaux solaires thermiques en est un parfait exemple. Cependant, la mise en place de systèmes nécessitant toujours des énergies non-renouvelables mais présentant une consommation réduite est également une solution possible. Dans ce contexte comme dans le précédent, les entraînements électriques à haute vitesse sont l'une des technologies dont l'utilisation est amenée à se développer. En effet, ce type d'entraînement, dont l'étude fait l'objet de cette thèse, se rencontre dans nombre de nouvelles technologies permettant de réduire notre dépendance au pétrole, telles que de nouveaux systèmes de chauffage domestique ou les véhicules hybrides électriques. Ces deux exemples sont illustrés à la section suivante.

1.1 Exemples d'utilisation d'entraînements électriques haute vitesse

1.1.1 Pompes à chaleur domestique

En Suisse, une partie importante de l'énergie consommée est destinée au chauffage. Celui-ci représente une part considérable des dépenses énergétiques du pays puisqu'il correspond à plus de 72% de la consommation des ménages. Cette proportion atteint presque les 85% dans le cas où la production d'eau chaude est prise en compte, reléguant loin derrière l'éclairage ou les appareils électroménagers, comme l'illustre la figure 1.3.

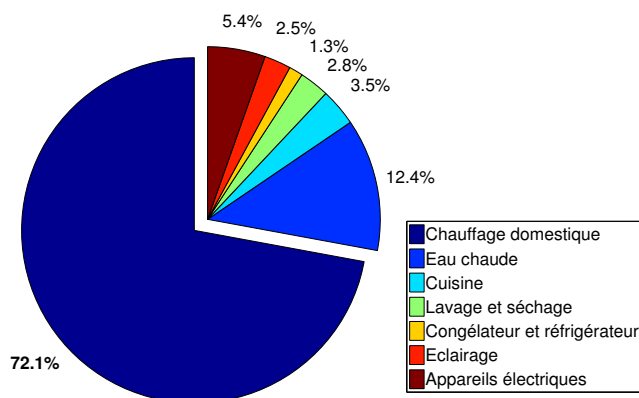


Figure 1.3 – Répartition de la consommation énergétique des ménages suisses en 2009 [3]

Le secteur du chauffage domestique est encore massivement dominé par les énergies fossiles. En 2006, 75.6% de l'énergie consommée pour le chauffage en Suisse provenait directement de telles sources [3]. Bien que pouvant paraître impressionnant, ce chiffre doit encore être augmenté de la part indirecte liée aux énergies fossiles à travers la production d'électricité.

En Suisse, et en comparaison de la moyenne européenne, cette production d'électricité peut être considérée comme relativement détachée des énergies non renouvelables, l'énergie électrique y étant produite à plus de 55% à partir de ressources hydrauliques [4]. Cette situation contraste fortement avec celle d'autres pays européens, tels que la France ou l'Allemagne, où la proportion d'hydraulique tombe respectivement à 11.7% et 4.5%, comme l'illustre la figure 1.4.

Ainsi, de par la répartition de la production électrique suisse, un remplacement progressif des unités de chauffage utilisant des ressources non renouvelables par des unités

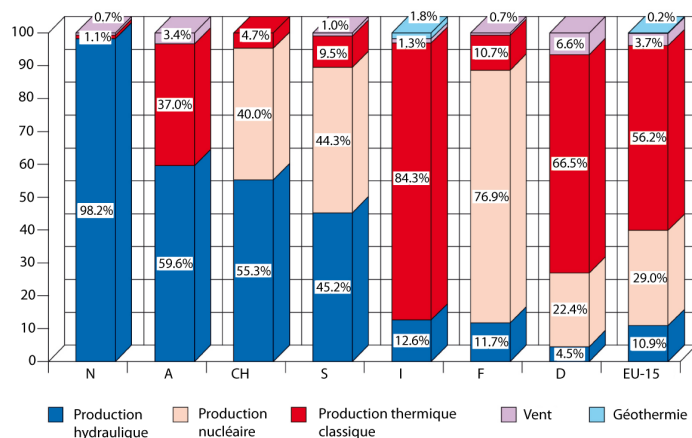


Figure 1.4 – Répartition de la production d’électricité de divers pays européens en 2007 [4]

électriques permettrait de rendre le secteur du chauffage domestique plus «propre», ceci sous l’hypothèse que la répartition de la production d’électricité n’évolue pas en faveur des énergies fossiles suite à l’abandon récent de l’énergie nucléaire.

Une unité de chauffage électrique peut être de deux types différents. La première famille d’appareils est celle des chauffages dits directs. Ces appareils convertissent l’énergie électrique directement en chaleur à l’aide d’un élément résistif, tel qu’un corps de chauffe. La seconde famille de chauffages domestiques utilisant l’électricité comme source d’énergie primaire est celle des pompes à chaleur. Ces appareils permettent, au travers d’un processus décrit plus loin, de délivrer à l’espace à chauffer une quantité de chaleur supérieure à l’énergie électrique nécessaire à leur fonctionnement. De plus, il est montré dans [5] que dans le cas d’une production hydraulique d’électricité, cette technologie de chauffage domestique est la plus efficace du point de vue énergétique. Ce mode de production d’électricité étant majoritaire en Suisse, les pompes à chaleur électriques y sont donc une alternative très intéressante aux systèmes de chauffage classiques à mazout.

La seconde loi de la thermodynamique stipule qu’en présence de deux corps présentant des températures différentes, l’échange d’énergie thermique se fait depuis le corps chaud en direction du corps froid, ramenant le système constitué des deux corps vers son point d’équilibre. Une pompe à chaleur est un dispositif mettant à profit ce principe fondamental de la physique pour inverser le flux d’énergie thermique. Ces dispositifs permettent d’extraire de l’énergie thermique d’un milieu, appelé source froide, pour la transmettre, par l’intermédiaire d’un fluide circulant, à un deuxième milieu, appelé source chaude, dont la température peut être supérieure à celle du premier milieu. Les sources chaude et froide peuvent être de différentes natures. Ainsi, les pompes à chaleur domestiques extraient traditionnellement de la chaleur d’un circuit d’eau froide, ou de l’air extérieur, pour réchauffer un circuit d’eau chaude placé à l’intérieur de la maison.

La transmission d'énergie thermique d'une source froide vers une source chaude se fait par l'intermédiaire de l'apport d'une énergie mécanique supplémentaire. Dans le cas d'une pompe à chaleur électrique, cette énergie mécanique est délivrée au système à l'aide d'un compresseur entraîné par un moteur électrique, tel qu'illustré à la figure 1.5.

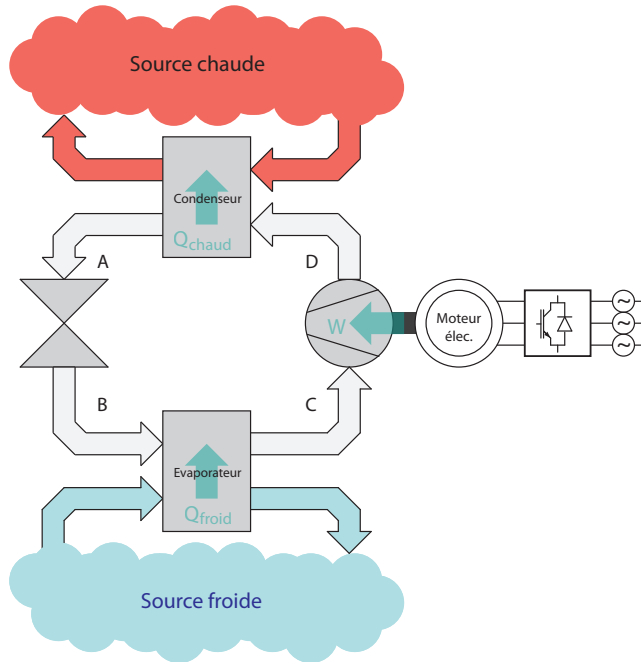


Figure 1.5 – Schéma fonctionnel d'une pompe à chaleur

Le principe de fonctionnement d'une pompe à chaleur peut être illustré par la figure 1.6, où le cycle idéal de réfrigération par compression de vapeur est représenté dans un diagramme T-s.

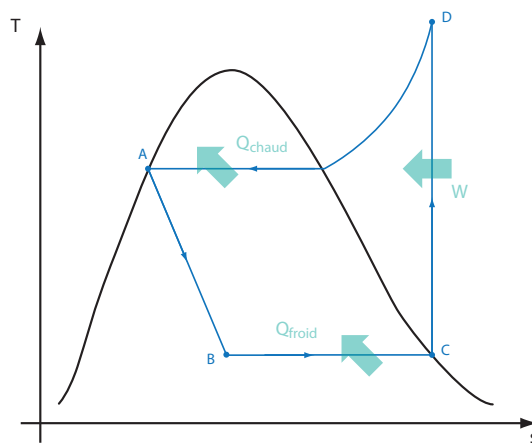


Figure 1.6 – Cycle idéal de réfrigération par compression de vapeur [6]

Le fluide circulant traverse *le détendeur* (AB), où il est refroidi par diminution de sa pression. Le détendeur est ici représenté par une vanne d'étranglement. Dans un deuxième temps, le fluide est mis en contact thermique avec la source froide grâce à un échangeur de chaleur, *l'évaporateur* (BC). Sa température étant inférieure à celle de la source froide, une quantité d'énergie Q_{froid} s'écoule de la source froide en direction du fluide, vaporisant celui-ci. La pression du fluide est ensuite augmentée par compression mécanique dans *le compresseur* (CD), amenant le fluide à une température supérieure à celle de la source chaude. Cette étape nécessite l'apport extérieur d'un travail W . La quatrième et dernière étape du cycle consiste en la mise en contact thermique, à l'aide du *condenseur* (DA), de la source chaude et du fluide désormais réchauffé. Une quantité d'énergie Q_{chaud} est ainsi échangée entre le fluide et la source chaude, et ceci en direction de cette dernière.

L'efficacité d'une pompe à chaleur est décrite par le coefficient de performance (COP). Celui-ci est défini par le rapport entre l'énergie thermique délivrée à la source chaude Q_{chaud} et le travail mécanique W apporté au système au travers de l'entraînement électrique.

$$COP = \frac{Q_{chaud}}{W} \quad (1.1)$$

Les coefficients de performance des pompes à chaleur utilisant de l'air comme source froide et de l'eau comme source chaude se situaient, en 2003, aux alentours de 3.3 [7]. Cela signifie que l'utilisation de tels dispositifs conduit à une consommation d'électricité réduite de deux tiers en comparaison de systèmes de chauffage électriques directs.

Néanmoins, cette valeur semble stagner alors qu'une augmentation des performances de ces dispositifs serait la bienvenue dans le contexte énergétique actuel. Avec pour objectif d'apporter une contribution significative à l'amélioration des performances des pompes à chaleur domestiques, notamment en ce qui concerne la compacité du système et l'utilisation d'huile de lubrification pour les compresseurs, J. Schiffmann propose dans sa thèse de doctorat [7] une solution basée sur deux étages de compression réalisés à l'aide de turbocompresseurs de petite taille tournant à des vitesses de l'ordre de 200'000 tours par minute. L'augmentation des performances des pompes à chaleur domestique passe par conséquent par le développement d'un entraînement électrique haute vitesse spécifique.

1.1.2 Récupération de l'énergie des gaz d'échappement d'un véhicule hybride électrique

Une autre application possible des entraînements électriques haute vitesse est celle des systèmes de récupération d'énergie des gaz d'échappement pour véhicules hybrides électriques. Ce type de système, illustré schématiquement à la figure 1.7, a pour but

de réduire la consommation de carburant d'un véhicule pour un trajet donné ou d'augmenter la distance parcourue pour une certaine quantité de carburant, impliquant dans les deux cas une diminution de la consommation d'énergie.

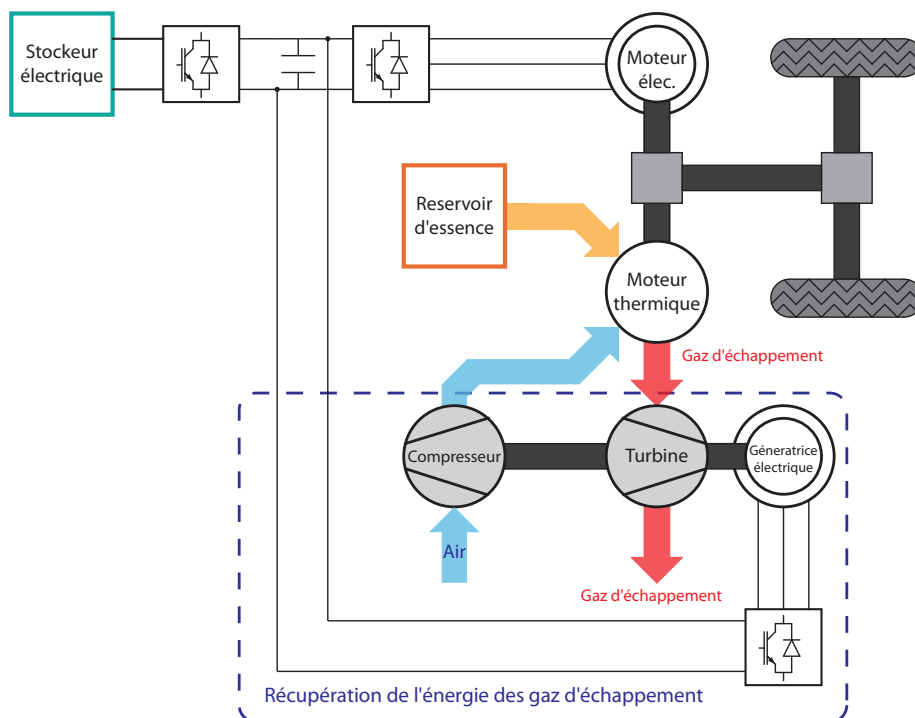


Figure 1.7 – Récupération de l'énergie des gaz d'échappement d'un véhicule hybride

Les gaz d'échappement produits par la combustion du carburant dans un moteur thermique sont simplement rejetés dans l'atmosphère dans le cas de véhicules traditionnels. Cependant, ces gaz ne sont pas dépourvus d'énergie et les systèmes considérés ici ont pour but de récupérer une partie de celle-ci afin de la ré-injecter vers le système principal de traction. Cet objectif peut être atteint par l'utilisation d'un cycle de turbine à gaz entraînant une machine électrique, tel qu'illustré à la figure 1.7. L'énergie électrique produite est ensuite renvoyée vers un bus continu commun au travers d'un convertisseur d'électronique de puissance permettant également le contrôle approprié de la machine électrique, fonctionnant ici en génératrice.

Un système similaire, permettant une augmentation des performances énergétiques de quelques pour-cents, est décrit dans [8] pour une lourde machine de chantier impliquant une turbine présentant une vitesse de rotation n'excédant pas quelques milliers de tours par minute. Néanmoins, l'intégration de tels systèmes dans des véhicules de taille plus modeste et plus largement répandus, tels que les voitures de tourisme, nécessite une miniaturisation des éléments du cycle thermodynamique et ainsi l'augmentation de leur vitesse de rotation, plaçant par conséquent l'entraînement électrique nécessaire dans le domaine de la haute vitesse.

1.2 Entraînements électriques haute vitesse : définition et caractéristiques

1.2.1 Structure d'un entraînement haute vitesse

Tout entraînement électrique se compose de trois éléments principaux : l'électronique de commande, la machine électrique et l'organe mécanique, entraîné ou entraînant en dépendance du mode de fonctionnement de l'entraînement. Dans le contexte des entraînements haute vitesse, on peut en plus distinguer deux grandes familles : les entraînements directs et les entraînements indirects. Les premiers sont caractérisés par un accouplement direct de la machine électrique à l'organe mécanique ; le turbocompresseur dans le cas de la pompe à chaleur de la figure 1.5. Dans le cas d'entraînements indirects, un multiplicateur mécanique est inséré entre la machine et l'élément entraîné ou entraînant. Ces deux types de solution sont illustrés à la figure 1.8.

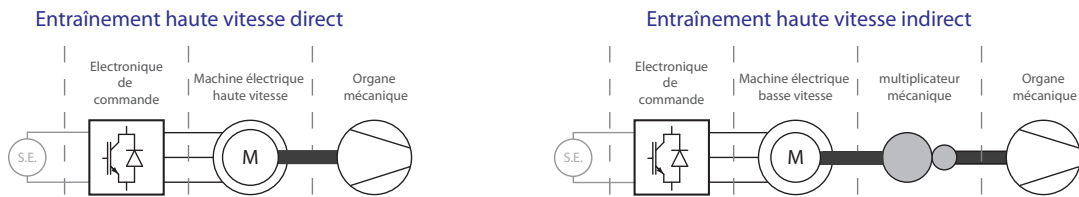


Figure 1.8 – Entraînement électrique haute vitesse direct et indirect

L'insertion d'un multiplicateur permet de réduire la vitesse de la machine électrique pour une vitesse de rotation fixée au niveau de l'organe mécanique, ramenant la conception de l'entraînement électrique, électronique de commande et machine, à un cas plus classique dont la vitesse n'excède pas quelques milliers de tours par minute. Néanmoins, une telle solution comporte de nombreux inconvénients.

Le premier de ces inconvénients est la présence de pertes par frottement, au sein du multiplicateur mécanique, dues à la transmission par contact. De plus, le rendement d'un multiplicateur mécanique se détériore d'autant plus que le rapport des vitesses est important, rendant l'emploi d'un tel dispositif problématique pour des entraînements dont la vitesse atteint plusieurs centaines de milliers de tours par minute. Les autres inconvénients sont une réduction de la fiabilité, l'augmentation de l'encombrement et le besoin accru de maintenance.

Pour ces différentes raisons, un couplage direct du moteur électrique à sa charge est traditionnellement préféré, impliquant l'égalité de vitesse entre le moteur et sa charge ou entre la machine et l'organe entraînant dans le cas d'un fonctionnement en génératrice. Cependant, une vitesse de rotation élevée ne suffit pas à placer une machine donnée dans le domaine de la haute vitesse tel qu'il est défini dans la littérature. En effet, la vitesse de rotation de la machine électrique doit être considérée en regard de sa puissance

nominale. Dans [9], une relation donnée par (1.2), exprime la puissance limite P_{lim} , donnée en kilowatt, à partir de laquelle une machine présentant une vitesse nominale N , exprimée en milliers de tours par minute, se situe dans le domaine de la haute vitesse.

$$P_{lim} = \frac{6.2 * 10^6}{N^{3.3}} \quad (1.2)$$

L'étude de cette relation montre que la puissance nominale d'une machine se situant sur cette frontière décroît plus rapidement que sa vitesse n'augmente. En conséquence, pour la gamme de vitesse de rotation considérée dans la suite de ce document, une centaine de milliers de tours par minute, la limite de la haute vitesse se situe aux alentours d'une puissance nominale de 1.5 kW.

1.2.2 Machines électriques haute vitesse

Les machines électriques peuvent être classifiées en trois familles principales : les machines à courant continu, les machines synchrones et les machines asynchrones, ces familles se divisant elles-mêmes en sous-familles. On peut ainsi trouver des machines asynchrones à rotor bobiné ou à cage d'écureuil alors que les machines synchrones peuvent être à aimants permanents, réluctantes ou présenter un enroulement d'excitation au rotor.

La sélection du type de machine électrique utilisé dans le contexte de la haute vitesse est directement liée aux contraintes imposées par ce type d'entraînement. Ainsi, des solutions basées sur des collecteurs mécaniques, telles que machines à courant continu ou synchrones à excitation séparée, peuvent être éliminées rapidement de la liste des candidats potentiels en raison du contact nécessaire avec le rotor tournant à une vitesse élevée.

Ainsi, seules les machines asynchrones à cage ou synchrones à aimants permanents peuvent être envisagées pour des applications haute vitesse. Néanmoins, la densité de flux d'une machine synchrone ne dépend pas de sa taille alors que celle associée à une machine asynchrone décroît avec la taille de celle-ci [10]. Par conséquent, en comparaison des machines asynchrones, les machines synchrones présentent une plus grande densité de puissance, et donc un encombrement plus faible, pour des machines de petites tailles. De plus, les machines synchrones à aimants permanents présentent l'avantage de ne pas comporter d'enroulements rotoriques, permettant d'éliminer les pertes cuivre associées. Malgré le fait que cet avantage soit partiellement compensé par la présence de pertes magnétiques dans les aimants, les machines synchrones à aimants, abrégés PMSM de l'anglais *Permanent Magnet Synchronous Machine*, s'imposent progressivement comme un standard dans le contexte de la haute vitesse, comme l'illustrent les différents exemples que sont [11], [12] et [13].

Un schéma idéalisé d'une machine synchrone à aimants permanents est donné à la figure 1.9. Afin de ne pas augmenter la fréquence fondamentale des grandeurs stationnaires, le nombre de paires de pôles est généralement limité à $p = 1$ dans le cas d'entraînements haute vitesse. De plus, pour des raisons de stabilité mécanique, les rotors des machines synchrones haute vitesse présentent traditionnellement des rotors lisses, tels que représentés sur la figure 1.9. Les machines synchrones haute vitesse sont par conséquent dans la majorité des cas des machines isotropes. Afin d'alléger le propos, l'hypothèse d'isotropie est considérée comme implicite dans l'ensemble de ce document.

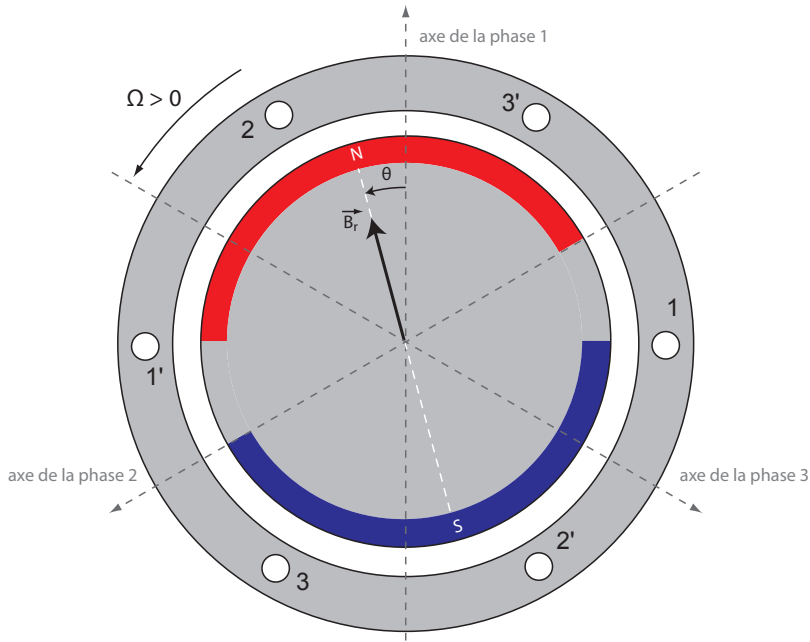


Figure 1.9 – Machine synchrone à aimants permanents et rotor lisse idéalisée

Conformément aux lois d'Ohm et de Lenz-Faraday, la tension aux bornes de l'enroulement correspondant à la première phase est donnée par (1.3).

$$U_{st1}(t) = R_{st}I_{st1}(t) + \frac{d}{dt}\Psi_{st1}(t) \quad (1.3)$$

Le flux Ψ_{st1} peut être exprimé comme la somme d'un flux Ψ_{s1} , créé par la circulation du courant I_{st1} dans l'enroulement, et d'un flux Ψ_{r1} vu par l'enroulement et créé par les aimants situés au rotor.

$$\begin{aligned} \Psi_{st1}(t) &= \Psi_{s1}(t) + \Psi_{r1}(t) \\ &= L(t)I_{st1}(t) + \Psi_{r1}(t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Dans le cas de machines isotropes, la valeur $L(t)$ de l'inductance propre de l'enroulement est constante et dénommée L_{st} . De plus, selon la figure 1.9, le flux d'excitation créé par les aimants et vu par le premier enroulement peut être exprimé par l'équation (1.5), ceci pour une distribution sinusoïdale de flux.

$$\begin{aligned}\Psi_{r1}(t) &= \Psi_e \cos(\theta) \\ &= \Psi_e \cos(\omega t)\end{aligned}\tag{1.5}$$

Une telle distribution de flux n'est pas un impératif des entraînements haute vitesse. En effet, des machines présentant des distributions de flux autres que sinusoïdale peuvent également être rencontrées [14]. Néanmoins, l'ensemble des développements présentés dans ce document font l'hypothèse d'une distribution sinusoïdale. La justification de cette hypothèse est présentée dans l'annexe B.

Ainsi, en insérant (1.5) dans (1.3) et en y remplaçant $L(t)$ par L_{st} , on obtient l'expression de la tension aux bornes du premier enroulement, appelée tension statorique.

$$\begin{aligned}U_{st1}(t) &= R_{st}I_{st1}(t) + \frac{d}{dt}\Psi_{st1}(t) \\ &= R_{st}I_{st1}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st1}(t) + \frac{d}{dt}(\Psi_e \cos(\omega t)) \\ &= R_{st}I_{st1}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st1}(t) - \omega\Psi_e \sin(\omega t)\end{aligned}\tag{1.6}$$

L'expression de la tension statorique donnée par (1.6) peut être décomposée en deux parties. La première partie, formée des deux premiers termes du membre de droite, est liée à la circulation d'un courant dans l'enroulement considéré et est appelée tension d'induit. Par opposition, le dernier terme du membre de droite de cette équation est lié à l'évolution temporelle du flux vu par l'enroulement et créé par l'excitation au rotor. Pour cette raison, le dernier terme est appelé terme de tension induite et est défini par :

$$U_{p1}(t) = -\omega\Psi_e \sin(\omega t)\tag{1.7}$$

En appliquant un raisonnement similaire aux deux autres enroulements, les trois tensions statoriques peuvent être exprimées par (1.8).

$$\begin{aligned}
 U_{st1}(t) &= R_{st}I_{st1}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st1}(t) - \omega\Psi_e\sin(\omega t) \\
 U_{st2}(t) &= R_{st}I_{st2}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st2}(t) - \omega\Psi_e\sin(\omega t - 120^\circ) \\
 U_{st3}(t) &= R_{st}I_{st3}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st3}(t) - \omega\Psi_e\sin(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

Ainsi, le comportement électrique d'une machine isotrope peut être décrit par le schéma équivalent de la figure 1.10, et ceci indépendamment de la connexion interne des enroulements. Bien que les machines dont les phases sont connectées en étoile ou en triangle soient parfois traitées séparément dans la littérature, il existe un schéma en étoile équivalent pour tout schéma en triangle.

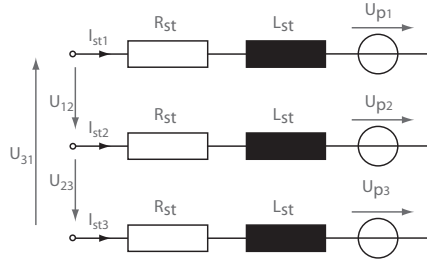


Figure 1.10 – Schéma électrique équivalent d'une machine synchrone isotrope

1.3 Stratégie de contrôle optimale des machines synchrones

Afin d'en simplifier le traitement, les systèmes triphasés sont généralement décrits à l'aide de phaseurs spatiaux. Le phaseur spatial associé à une grandeur X est défini par (1.9). Afin d'alléger la notation, la dépendance au temps est parfois omise.

$$\underline{X}^s(t) = \frac{2}{3} \left(X_1(t) + X_2(t)e^{j2\pi/3} + X_3(t)e^{-j2\pi/3} \right) \tag{1.9}$$

En appliquant cette définition aux courants et aux flux statoriques, le phaseur spatial associé aux trois tensions statoriques est donné par (1.10).

$$\underline{U}_{st}^s = R_{st}\underline{I}_{st}^s + \frac{d}{dt}\underline{\Psi}_{st}^s \tag{1.10}$$

Les parties réelle et imaginaire de cette grandeur complexe sont appelées respectivement composante α et composante β , conformément à (1.11).

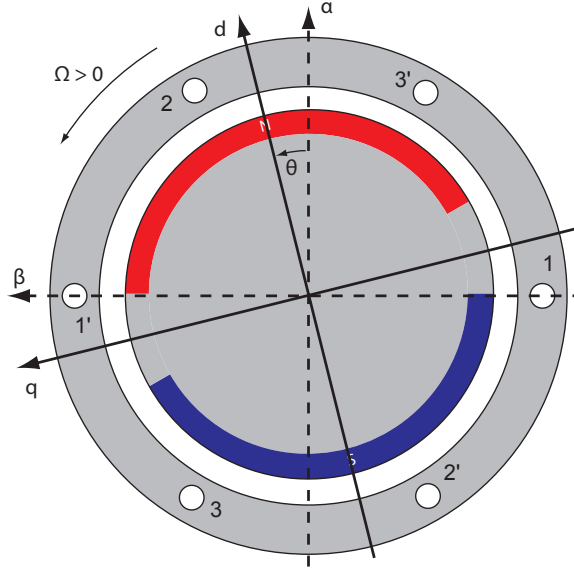


Figure 1.11 – Définition des axes des référentiels statorique et rotorique

$$\begin{aligned} U_{st,\alpha}(t) &= \mathbb{R}(\underline{U}_{st}^s(t)) \\ U_{st,\beta}(t) &= \mathbb{I}(\underline{U}_{st}^s(t)) \end{aligned} \quad (1.11)$$

Ce formalisme découle de la représentation du phaseur spatial \underline{U}_{st}^s dans le plan complexe dont les axes sont définis à la figure 1.11.

Comme mentionné précédemment, les phaseurs spatiaux définis selon (1.9) sont dépendants du temps. Ceci s'explique par le fait que le système de coordonnées $\alpha - \beta$ est lié au stator du moteur considéré. Pour cette raison, ce système de coordonnées est appelé référentiel statorique. Les grandeurs exprimées dans ce référentiel se démarquent par la lettre s en exposant, tel que dans les expressions (1.9) et (1.10).

Cette dépendance au temps peut être éliminée, en régime sinusoïdal établi, en exprimant les phaseurs spatiaux associés aux différentes grandeurs dans un référentiel lié non plus au stator mais au rotor. Ce système de coordonnées, nommé $d - q$ en accord avec la figure 1.11, est décalé d'un angle $\theta = \omega t$ par rapport au référentiel statorique. Ainsi, il est possible de passer du référentiel statorique au référentiel rotorique, et inversement, en appliquant les relations (1.12) et (1.13).

$$\underline{U}_{st}^r = \underline{U}_{st}^s e^{-j\omega t} \quad (1.12)$$

$$\underline{U}_{st}^s = \underline{U}_{st}^r e^{j\omega t} \quad (1.13)$$

Par conséquent, le phaseur spatial \underline{U}_{st}^s peut être ré-exprimé selon (1.14).

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{st}^s &= \underline{U}_{st}^r e^{j\omega t} \\
 &= R_{st} \underline{I}_{st}^r e^{j\omega t} + \frac{d}{dt} (\underline{\Psi}_{st}^r e^{j\omega t}) \\
 &= R_{st} \underline{I}_{st}^r e^{j\omega t} + e^{j\omega t} \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{st}^r + \underline{\Psi}_{st}^r \frac{d}{dt} e^{j\omega t} \\
 &= R_{st} \underline{I}_{st}^r e^{j\omega t} + e^{j\omega t} \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{st}^r + j\omega \underline{\Psi}_{st}^r e^{j\omega t}
 \end{aligned} \tag{1.14}$$

L'expression du phaseur spatial associé aux tensions statoriques et exprimé dans le référentiel rotorique est donc donnée par :

$$\underline{U}_{st}^r = R_{st} \underline{I}_{st}^r + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{st}^r + j\omega \underline{\Psi}_{st}^r \tag{1.15}$$

Cette relation étant donnée dans le référentiel rotorique, les dérivées temporelles sont nulles en régime sinusoïdal établi. Dans un tel cas, la puissance apparente aux bornes du moteur est donnée par (1.16).

$$\begin{aligned}
 \underline{S}_{st} &= 3/2 (\underline{U}_{st}^r \bar{\underline{I}}_{st}^r) \\
 &= 3/2 (R_{st} \underline{I}_{st}^r \bar{\underline{I}}_{st}^r + j\omega \underline{\Psi}_{st}^r \bar{\underline{I}}_{st}^r) \\
 &= 3/2 (R_{st} |\underline{I}_{st}^r|^2 + j\omega \underline{\Psi}_{st}^r \bar{\underline{I}}_{st}^r)
 \end{aligned} \tag{1.16}$$

Le premier terme de cette équation correspond aux pertes cuivre P_{cu} dans les enroulements statoriques. Le second terme correspond à la puissance apparente interne à la machine \underline{S}_{int} .

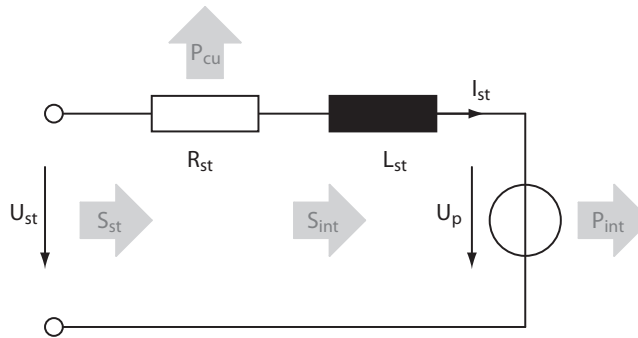


Figure 1.12 – Représentation sur le schéma équivalent monophasé des différentes puissances dans le cas d'une machine isotrope

En introduisant (1.17) et (1.18) dans (1.16), il est possible d'écrire la puissance active interne du moteur P_{int} . Ψ_e , L_d et L_q correspondent respectivement au flux d'excitation des aimants et aux inductances dans les axes d et q de la machine. Selon la définition

du référentiel rotorique de la figure 1.11, le flux d'excitation des aimants est dirigé selon l'axe d uniquement.

$$\underline{\Psi}_{st}^r = (L_d I_{st,d} + \Psi_e) + j (L_q I_{st,q}) \quad (1.17)$$

$$\underline{I}_{st}^r = I_{st,d} + j I_{st,q} \quad (1.18)$$

$$\begin{aligned} P_{int} &= 3/2 \operatorname{Re}(j\omega \underline{\Psi}_{st}^r \overline{\underline{I}_{st}^r}) \\ &= 3/2 \omega ((L_d - L_q) I_{st,q} I_{st,d} + \Psi_e I_{st,q}) \end{aligned} \quad (1.19)$$

La stratégie de commande optimale, définie dans [15], consiste à maximiser la valeur absolue de la puissance active interne de la machine pour une amplitude de courant statorique I_{st} donnée. Ainsi, pour une vitesse et une puissance fixes, les pertes cuivre dans l'enroulement statorique sont réduites à leur minimum. Ce problème d'optimisation peut être formulé, en utilisant le multiplicateur de Lagrange, par (1.20).

$$\begin{aligned} \nabla f(I_{st,d}, I_{st,q}, \lambda) &= 0 \\ f(I_{st,d}, I_{st,q}, \lambda) &= (L_d - L_q) I_{st,q} I_{st,d} + \Psi_e I_{st,q} + \lambda (I_{st}^2 - I_{st,d}^2 - I_{st,q}^2) \end{aligned} \quad (1.20)$$

La résolution du système d'équations (1.20) permet d'aboutir à l'expression (1.21) pour la composante dans l'axe direct du courant statorique.

$$I_{st,d} = \frac{-\Psi_e + \sqrt{\Psi_e^2 - 8(L_d - L_q)^2 I_{st}^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (1.21)$$

Pour des machines isotropes, les inductances dans les axes direct et transverse sont identiques et peuvent être exprimée par $L_d = L_q = L_{st}$. Cette simplification permet, par passage à la limite, de déterminer la composante directe du courant statorique à imposer à la machine afin de maximiser le couple produit par un courant statorique d'une amplitude donnée. La relation (1.22) résume ainsi la commande optimale de machines synchrones isotropes, également appelée plus loin « critère d'optimalité du couple ».

$$I_{st,d}^{opt} = 0 \quad (1.22)$$

Une composante de courant statorique nulle selon l'axe d du référentiel rotorique correspond à un courant statorique dont la fondamentale présente un déphasage nul avec la tension induite en fonctionnement moteur. Dans le cas d'un fonctionnement en générateur, (1.22) se traduit un courant en opposition de phase avec la tension induite, tel que représenté à la figure 1.13.

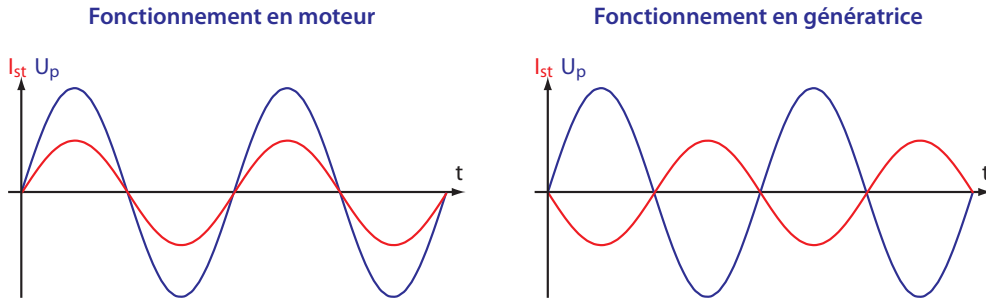


Figure 1.13 – Commande optimale des machines synchrones isotropes

1.4 Topologie de l'électronique de commande

La commande optimale d'une machine synchrone passe par conséquent par la maîtrise du courant statorique, aussi bien en phase qu'en amplitude. Le développement présenté à la section 1.2.2 montre, au travers de (1.7), que l'amplitude de la tension induite est directement dépendante de la pulsation électrique ω , elle-même liée à la vitesse de rotation Ω par la relation $\omega = p\Omega$. Par conséquent, dans le cas d'entraînement synchrone à vitesse variable, le contrôle du courant statorique implique que l'amplitude de la tension statorique doit être adaptée à la vitesse de rotation.

Ainsi, l'électronique de commande représentée à la figure 1.8 doit permettre l'obtention d'une tension statorique variable non seulement en fréquence mais également en amplitude. Cette modulation d'amplitude peut être réalisée de deux manières.

La stratégie de modulation la plus couramment utilisée pour les entraînements basse vitesse est la modulation *PWM*. Comme le montre la figure 1.14 illustrant l'interfaçage d'une machine haute vitesse avec le réseau, celle-ci se caractérise par la création d'impulsions d'amplitude fixe mais de durée variable en regard de la période fondamentale de la grandeur modulée. La période de pulsation, décrivant le temps séparant deux impulsions consécutives, doit être suffisamment inférieure à la période de l'onde fondamentale, ceci afin de faciliter le filtrage par éléments passifs des harmoniques haute fréquence ainsi créées. Par conséquent, la fréquence de pulsation et la fréquence fondamentale sont traditionnellement distante d'un facteur vingt à cinquante. Dans le cas d'un entraînement haute vitesse présentant des fréquences fondamentales de quelques kilohertz, la fréquence de pulsation doit ainsi être placée entre 50 kHz et 100 kHz, générant des pertes par commutation pouvant s'avérer considérables. De plus, les composantes harmoniques haute fréquence ainsi produites ne doivent pas atteindre les bornes de la machine, nécessitant par conséquent la présence d'un encombrant filtre passif.

La seconde stratégie de modulation possible est la modulation par amplitude d'impulsions (*PAM*). Celle-ci est réalisée à travers la création d'impulsions possédant une amplitude variable mais une durée fixe par rapport à la période de l'onde fondamen-

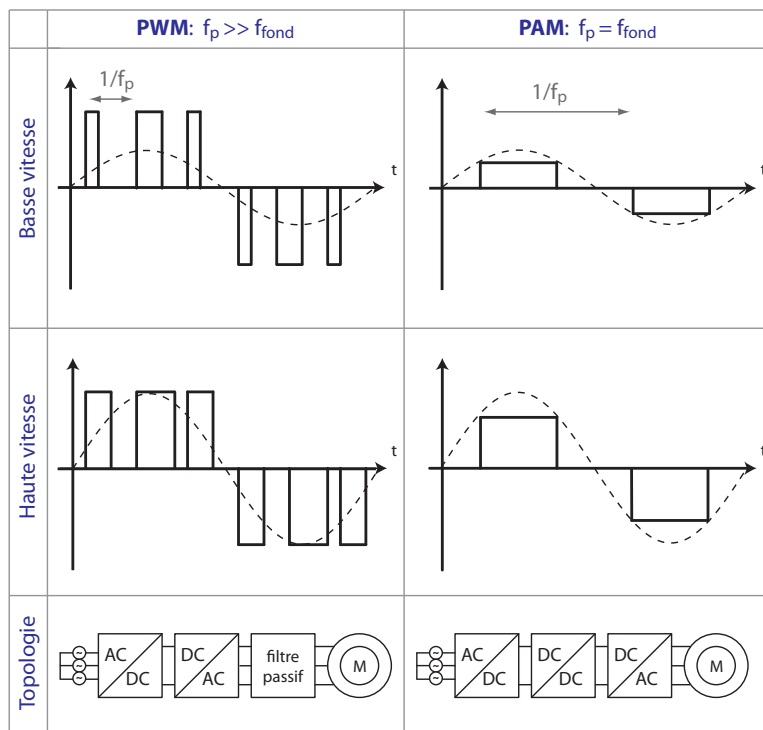


Figure 1.14 – Stratégies de modulation de grandeurs alternatives

tale. Dans le cas d'entraînements haute vitesse, cette approche possède l'avantage de permettre la réduction de la fréquence de commutation de l'étage d'interface avec la machine. Cette propriété de la modulation *PAM* permet ainsi de réduire le contenu harmonique haute fréquence des grandeurs statoriques et d'éviter l'emploi de filtres passifs. Néanmoins, la fonction de modulation ne pouvant plus être assurée par l'étage d'interface avec la machine, celle-ci est reportée sur les étages amonts. Un convertisseur continu-continu, présentant une fréquence de pulsation moindre, doit par conséquent être inséré en amont de l'étage d'interface machine, tel qu'illustré à la figure 1.14.

Ainsi, afin de limiter les pertes par commutation et l'encombrement dû à l'utilisation d'éléments passifs, une solution basée sur une modulation par amplitude d'impulsions est traditionnellement adoptée dans le contexte de la haute vitesse. Cette solution s'impose progressivement comme un standard puisque nombre de publications récentes décrivent l'emploi d'une telle solution dans le cadre d'entraînements haute vitesse, [12, 16, 17].

La structure générale de l'électronique de commande permettant d'interfacer de manière adéquate une machine haute vitesse au travers d'une modulation par amplitude d'impulsions est ainsi représentée à la figure 1.15. Elle est constituée d'un convertisseur continu-alternatif interfaçant la machine haute vitesse, d'un convertisseur continu-continu intermédiaire assurant la modulation des grandeurs statoriques et d'un dernier étage interfaçant l'entraînement haute vitesse avec son environnement, ici représenté

comme une source d'énergie. Dans le cas des exemples discutés précédemment, cette source d'énergie prend la forme du réseau alternatif triphasé dans le cas de la pompe à chaleur et d'un bus continu dans le cas du système de récupération d'énergie du véhicule hybride.

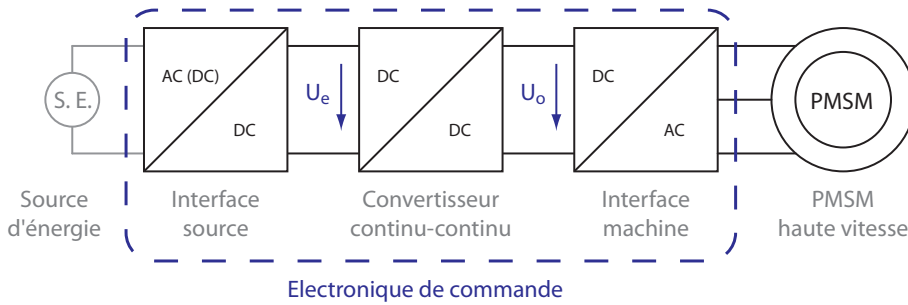


Figure 1.15 – Structure de l'électronique de commande étudiée

Il est important de souligner que les considérations sur la stratégie de modulation permettant d'aboutir à cette structure de l'électronique de commande sont indépendantes d'une alimentation en tension ou en courant de la machine électrique. En effet, bien qu'une approche de type *PWM* soit généralement synonyme d'une alimentation en tension, il existe des exemples de convertisseurs de courant mettant en oeuvre une modulation par largeur d'impulsions [18]. Cependant, ces solutions sont rarement adoptées en raison de la difficulté de leur mise en oeuvre.

1.5 Conclusions et structure du document

Ce chapitre d'introduction a permis de situer la présente étude dans son contexte et de définir des notions importantes, reprises dans l'ensemble du document, telles que la commande optimale des machines synchrones isotropes, décrite par (1.22), ou leur schéma électrique équivalent donné à la figure 1.10. De plus, des considérations sur les pertes par commutations et les différentes stratégies de modulation, *PAM* et *PWM*, ont conduit à l'établissement de la topologie générale de l'électronique de commande de machines synchrones haute vitesse, donnée à la figure 1.15.

Cette topologie de l'électronique de commande est également reprise tout au long du présent document et en constitue l'un des points centraux. La structure de ce dernier est en effet principalement définie par l'étude des différents points-clés de la chaîne de conversion représentée à la figure 1.15, autant en termes de contrôle que de la structure des convertisseurs d'électronique de puissance. Ce travail de thèse est ainsi divisé en six parties distinctes, dont la première est constituée de ce chapitre introductif. Les cinq autres sont décrites ci-dessous :

Partie II : Structure de l'électronique de commande

Étage d'interface machine : En remontant depuis les bornes de la machine électrique, cet étage de conversion est le premier rencontré. Il interface la machine haute vitesse avec un bus continu dont la tension U_o variable permet la modulation des grandeurs statoriques par amplitude d'impulsions. Une étude systématique et détaillée des solutions couramment rencontrées dans le domaine des entraînements fait l'objet du chapitre 2. Les conclusions de cette étude permettent d'arrêter le choix d'une topologie pour cet étage de conversion continue-alternative.

Convertisseur continu-continu intermédiaire : L'étude du convertisseur continu-continu intermédiaire est présentée au chapitre 3. Deux topologies permettant d'interfacer le bus continu variable à un bus continu à tension U_e fixe y sont formellement comparées en terme de réduction des éléments passifs. Il est démontré dans ce chapitre qu'il est possible de réduire l'encombrement lié aux éléments passifs, notamment les inductances, au travers de l'utilisation d'une structure multi-niveaux originale.

Partie III : Contrôle sans capteurs de l'entraînement haute vitesse

Mesure indirecte de la position et de la vitesse : Dans le chapitre 4 sont présentées des stratégies permettant de déterminer la vitesse et la position du rotor sans recours à des capteurs directs. La dépendance du choix de l'une ou l'autre de ces stratégies au mode de fonctionnement considéré y est clairement exposée.

Contrôle de l'entraînement : Le chapitre 5 détaille le contrôle de l'entraînement. S'appuyant sur les résultats du chapitre précédent et sur l'étude des spécificités des entraînements haute vitesse, deux stratégies de réglage y sont proposées. La première est exclusivement réservée à un fonctionnement moteur alors que la seconde est adaptée aux deux modes de fonctionnement. Les conséquences de l'utilisation de ces stratégies de réglage, notamment en termes de complexité et de dynamique, y sont discutées en détails.

Partie IV : Validation expérimentale des résultats théoriques

Résultats expérimentaux : Le chapitre 6 présente les résultats expérimentaux obtenus et permettant la validation des différents résultats théoriques présentés dans les chapitres précédents. Ce chapitre s'appuie sur l'utilisation de nombreux prototypes entièrement réalisés au laboratoire d'électronique industrielle. Les mesures qui y sont exposées ont été réalisées sur un entraînement présentant une vitesse allant jusqu'à 100'000 tours/minute.

Partie V : Conclusion générale

Conclusions et perspectives : Le corps de ce document se termine par une conclusion générale résumant les contributions principales de ce travail de thèse . De plus, les perspectives ouvertes par cette étude ainsi que la direction à donner à une future continuation y sont décrites.

Partie VI : Annexes

Modèle numérique de la machine synchrone isotrope : L'annexe A décrit les modèles numériques utilisés tout au long de ce document et ayant permis l'obtention de différents résultats théoriques. De plus, les justifications de plusieurs affirmations, basées sur des valeurs numériques, y sont également présentées.

Caractéristiques des machines utilisées : L'annexe B présente les caractéristiques des deux machines témoins utilisées lors des tests expérimentaux et des simulations numériques.

Deuxième partie

Structure de l'électronique de
commande

Topologie et commande de l'étage d'interface machine

Ce chapitre décrit une analyse systématique menant au choix d'une topologie pour la réalisation de l'étage d'interface machine de la figure 1.15. Ainsi, dans ce chapitre sont passées en revue les deux topologies les plus couramment rencontrées dans le domaine de la conversion continue-alternative : le convertisseur de courant et le convertisseur de tension. La commande et les principales caractéristiques des ces deux topologies y sont présentées, permettant ainsi un choix dûment motivé par l'adéquation de la solution retenue avec le critère de commande optimale décrit à la section 1.3. L'étude présentée dans ce chapitre s'appuie sur l'abondante littérature traitant des entraînements électriques [19–22], et de la conversion continue-alternative en générale [23, 24].

2.1 Le convertisseur de courant

La structure du convertisseur de courant triphasé est donnée à la figure 2.1. Les interrupteurs formant ce convertisseur sont traditionnellement réalisés à l'aide de thyristors. Néanmoins, ce type d'interrupteur n'est pas adapté à la plage de fréquence, quelques kilohertz, considérée dans cette étude. Par conséquent, les interrupteurs du convertisseur faisant l'objet de cette section sont formés de la connexion série d'un transistor et d'une diode, présentant ainsi une caractéristique statique équivalente.

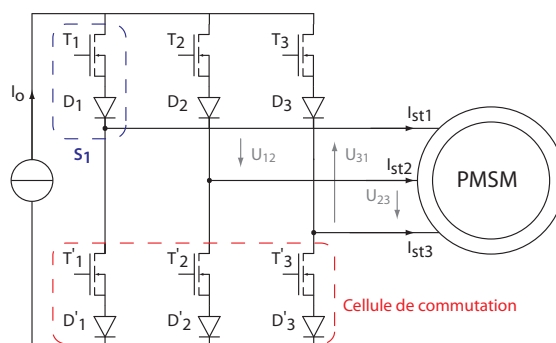


Figure 2.1 – Topologie d'un convertisseur de courant triphasé

Cette structure présente deux cellules de commutation, comprenant chacune trois interrupteurs. En fonctionnement idéalisé, chacune de ces cellules présente un unique interrupteur à l'état passant. Ainsi, ce convertisseur permet d'imposer six valeurs différentes au phaseur spatial associé au courant statorique et exprimé dans le référentiel fixe lié au stator. Ces valeurs sont représentées à la figure 2.2

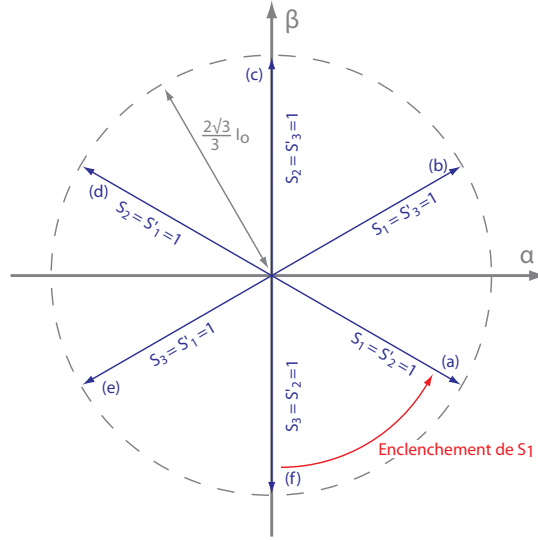


Figure 2.2 – Valeurs possibles de \underline{I}_{st}^s en fonctionnement idéalisé

2.1.1 Angle de retard à l'amorçage

De par la structure des interrupteurs du convertisseur de courant, ceux-ci ne peuvent être enclenchés que lorsque la tension à leurs bornes est positive. Dans le cas de l'enclenchement de l'interrupteur S_1 , formé de la mise en série du transistor T_1 et de la diode D_1 , la tension à ses bornes juste avant son enclenchement correspond à la tension composée U_{31} définie à la figure 2.1. En effet, selon la figure 2.2, la configuration (f) est active juste avant l'enclenchement de S_1 , imposant une tension nulle aux bornes des interrupteurs S_3 et S_2' .

L'angle de retard à l'amorçage, noté α_r , est défini comme l'angle séparant le moment où un interrupteur est effectivement enclenché et le moment à partir duquel il peut l'être. La figure 2.3 illustre cela dans le cas de l'enclenchement de l'interrupteur S_1 où cet angle correspond à la différence entre le moment où la tension U_{31} devient positive et l'enclenchement du courant dans la première phase.

Selon la figure 2.3, l'onde fondamentale du courant statorique dans la première phase, représentée en traits tillés, est en retard de $\alpha_r - 30^\circ$ sur la tension composée U_{31} . Celle-ci étant elle-même en avance de 150° par rapport à la tension U_{st1} , l'angle ϕ entre cette tension et le courant I_{st} est donné par (2.1).

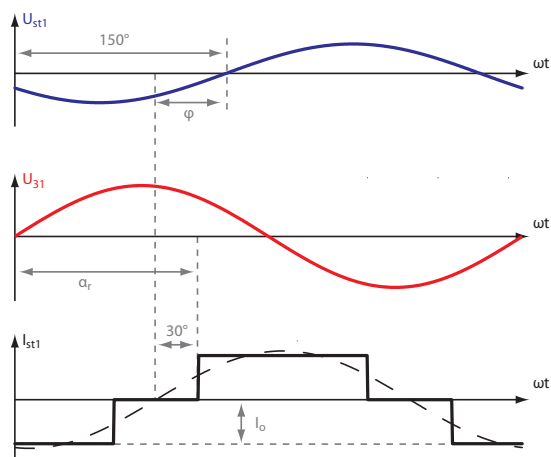


Figure 2.3 – Fonctionnement idéalisé d’un convertisseur de courant triphasé

$$\begin{aligned}
 150^\circ &= \alpha_r - 30^\circ + \phi \\
 \phi &= 180^\circ - \alpha_r
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Ainsi, le fonctionnement idéalisé d’une machine synchrone isotrope interfacée à l’aide d’un convertisseur de courant peut être représenté par le diagramme vectoriel de la figure 2.4, illustrant ici un fonctionnement moteur.

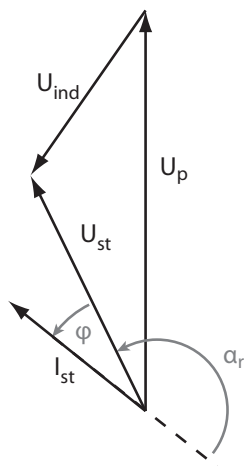


Figure 2.4 – Diagramme vectoriel d’une machine synchrone isotrope interfacée par un convertisseur de courant

2.1.2 Commutations et empiètement

En raison du comportement inductif des phases de la machine synchrone, illustré à la figure 1.10, l'extinction instantanée du courant statorique lors des commutations, telle que représentée à la figure 2.3, n'est pas possible. La commutation du courant d'une phase à l'autre se fait par l'intermédiaire d'une transition durant laquelle trois interrupteurs sont enclenchés. Cette situation est illustrée à la figure 2.5 dans le cas de la transition de la configuration (b) à la configuration (c).

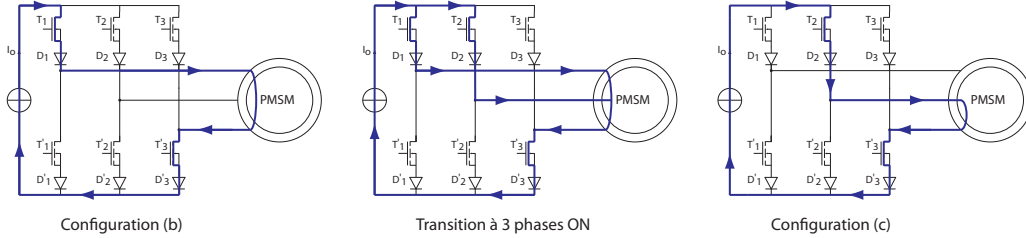


Figure 2.5 – Mécanisme de commutation du convertisseur de courant

La durée des transitions à trois interrupteurs enclenchés est donnée par l'angle d'empiètement μ . Cet angle correspond au temps où deux interrupteurs appartenant à la même cellule de commutation, ici S_1 et S_2 , conduisent simultanément.

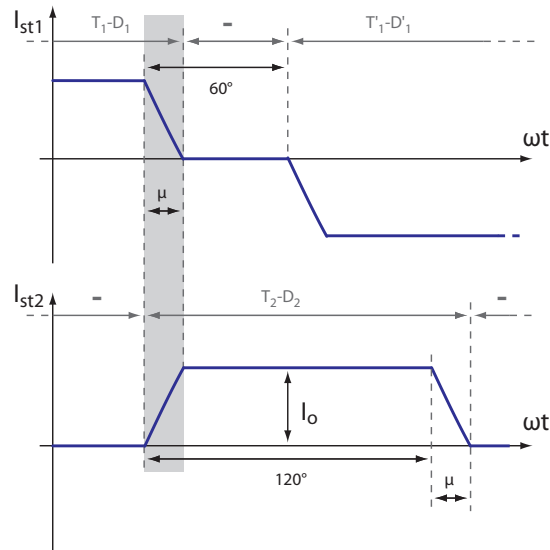


Figure 2.6 – Commutation du courant de la première à la seconde phase

Bien que contraire au fonctionnement idéalisé mentionné plus haut, ces transitions à trois interrupteurs passants sont nécessaires à l'extinction du courant dans une phase. Dans le cas de la commutation considérée, la conduction simultanée des interrupteurs S_1 et S_2 crée un court-circuit entre les deux phases correspondantes. La tension composée U_{12} provoque ainsi la circulation d'un courant de court-circuit I_{cc} dont l'évolution est

définie par les impédances statoriques [25]. L'expression de ce courant de court-circuit est donnée par (2.2), où ϕ_z représente l'angle de l'impédance statorique.

$$I_{cc}(t) = \frac{\hat{U}_{12}}{2\sqrt{R_{st}^2 + (\omega L_{st})^2}} [\sin(\alpha_r - \phi_z) - \sin(\omega t - \phi_z)] \quad (2.2)$$

Ce courant de court-circuit se superposant aux courants dans les interrupteurs au moment de l'enclenchement de S_2 , les courants statoriques I_{st1} et I_{st2} sont donnés respectivement par (2.3) et (2.4) durant la période de transition.

$$I_{st1}(t) = I_o - I_{cc}(t) \quad (2.3)$$

$$I_{st2}(t) = I_{cc}(t) \quad (2.4)$$

Comme l'illustre la figure 2.6, l'angle μ correspond à l'angle nécessaire au courant I_{st2} pour atteindre la valeur du courant I_o . Ainsi, l'angle μ , également appelé angle d'empiètement, peut être extrait de (2.5).

$$I_o = \frac{\hat{U}_{12}}{2\sqrt{R_{st}^2 + (\omega L_{st})^2}} [\sin(\alpha_r - \phi_z) - \sin(\mu - \phi_z)] \quad (2.5)$$

La commutation du courant d'une phase à l'autre se termine lorsque la diode D_1 se bloque naturellement par l'annulation du courant la traversant. Ce mécanisme de commutation peut être illustré par la figure 2.7. La commutation du courant d'une phase à l'autre se faisant en longeant les axes du plan tension-courant, il s'agit ici d'une commutation douce. Ce mécanisme de commutation, qui réduit les pertes correspondantes à leur minimum, représente l'avantage majeur de l'onduleur de courant.

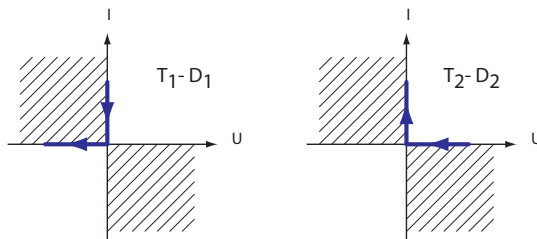


Figure 2.7 – Commutation du courant de la première à la seconde phase du convertisseur de courant dans le plan tension-courant

2.1.3 Facteur de puissance

En ne considérant que les composantes fondamentales et en négligeant le phénomène d'empiètement, l'observation de la figure 2.4 permet d'exprimer selon (2.6) la puissance active délivrée à la machine. Ainsi, un fonctionnement en générateur est caractérisé par un angle de retard à l'amorçage compris entre 0° et 90° alors qu'un fonctionnement en moteur se démarque par un angle α_r compris entre 90° et 180° .

$$\begin{aligned}
 P &= 3/2 U_{st} I_{st} \cos(\phi) \\
 &= 3/2 U_{st} I_{st} \cos(180^\circ - \alpha_r) \\
 &= -3/2 U_{st} I_{st} \cos(\alpha_r)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

En ce qui concerne le fonctionnement moteur, bien que selon (2.6) la puissance délivrée soit maximale pour un angle de retard à l'amorçage $\alpha_r = 180^\circ$, un tel cas de figure est impossible. En effet, le phénomène d'empiètement décrit précédemment impose une limite de fonctionnement décrite par (2.7).

$$\alpha_r + \mu < 180^\circ \tag{2.7}$$

Dans le cas où la somme des angles de retard à l'amorçage et d'empiètement est supérieure à la demi-période, la tension composée responsable de la création du courant de court-circuit lors des périodes de transition change de signe avant l'extinction complète du courant, conduisant au phénomène de raté de commutation. Ainsi, afin de garantir le bon fonctionnement du convertisseur de courant, la valeur de α_r est traditionnellement choisie de manière à présenter une marge suffisante vis-à-vis de (2.7).

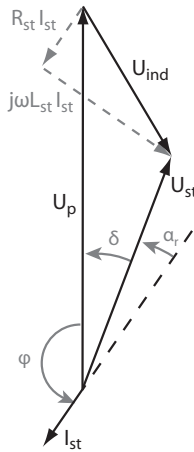


Figure 2.8 – Diagramme vectoriel d'une génératrice synchrone isotrope interfacée par un convertisseur de courant

Comme illustré à la figure 2.4 pour un fonctionnement moteur, un angle α_r inférieur à 180° a pour conséquence un courant statorique en avance sur la tension statorique. Celle-ci étant elle-même en avance sur la tension induite, l'utilisation d'un convertisseur de courant ne permet pas la commande optimale de la machine définie à la section 1.3.

En ce qui concerne le fonctionnement de la machine en génératrice, le diagramme vectoriel correspondant est donné à la figure 2.8. Dans ce mode de fonctionnement, la commande optimale, ou critère d'optimalité du couple, se traduit par une onde fondamentale du courant statorique I_{st} en opposition de phase avec la tension induite.

Ainsi, l'utilisation d'un convertisseur de courant n'est compatible avec le critère d'optimalité du couple que s'il existe un angle de retard à l'amorçage α_r conduisant à un angle ϕ d'une valeur de 180° . La figure 2.9 montre l'évolution du cosinus de l'angle ϕ en fonction de l'angle de retard à l'amorçage, ceci dans le cas du moteur B décrit en annexe, à vitesse et courant nominaux. Seules les grandeurs fondamentales sont considérées ici.

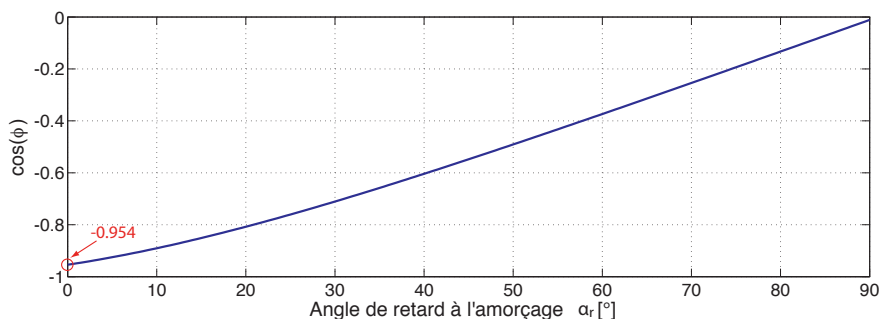


Figure 2.9 – Evolution du facteur de puissance avec l'angle de retard à l'amorçage ; Machine B

On remarque que le cosinus de l'angle ϕ est minimal pour un angle α_r nul, comme le suggère (2.6). Néanmoins, cette valeur de l'angle de retard à l'amorçage ne conduit pas à un courant statorique en opposition de phase avec la tension induite puisque $\cos(\phi)|_{\alpha_r=0} > -1$. Par conséquent, et d'une manière similaire au fonctionnement moteur, le critère d'optimalité du couple n'est pas compatible avec l'utilisation d'un convertisseur de courant puisque ce résultat, illustré ici pour la machine B, peut être généralisé à toutes machines synchrones isotropes. En effet, on peut tirer l'identité suivante de la figure 2.8.

$$180^\circ = \phi + \delta + \alpha_r \quad (2.8)$$

Ainsi, une valeur de 180° pour l'angle ϕ conduit à une valeur nulle pour la somme des angles α_r et δ .

$$\phi = 180^\circ \Leftrightarrow \alpha_r + \delta = 0 \tag{2.9}$$

La valeur minimale de l'angle de retard à l'amorçage α_r étant 0, cette identité ne peut être vérifiée que si l'angle δ présente une valeur identique. Un angle δ nul signifie une tension statorique en phase avec la tension induite, situation possible seulement sous la condition $L_{st} = 0$. Cette condition n'étant jamais vérifiée, l'utilisation d'un convertisseur de courant ne permet pas le respect strict du critère d'optimalité du couple, pour un fonctionnement moteur comme pour un fonctionnement en génératrice

Il est cependant intéressant de noter que dans ce dernier cas, le point de fonctionnement du convertisseur de courant conduisant au meilleur facteur de puissance, $\alpha_r = 0$, correspond en tous points à l'utilisation d'un redresseur à diodes. En effet, dans un tel cas, les interrupteurs S_x s'amorcent sitôt positive la tension à leurs bornes.

Même si un tel convertisseur ne permet pas une commande optimale de la génératrice synchrone considérée, son extrême simplicité peut compenser, dans certains cas, un facteur de puissance non optimal. En effet, dans le cas de la machine B, l'utilisation d'un tel redresseur conduit à une valeur de $\cos(\phi) = -0.954$, impliquant ainsi un courant supérieur de 4.82% au strict nécessaire et par conséquent des pertes cuivre augmentées de 9.8%. Cette valeur peut néanmoins s'avérer admissible pour certaines applications.

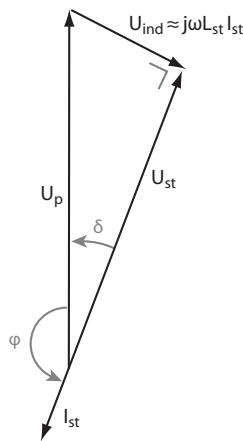


Figure 2.10 – Diagramme vectoriel d'une génératrice synchrone isotrope interfacée par un redresseur à diodes sous l'hypothèse $R_{st} = 0$

De plus, cette valeur peut être significativement réduite si la conception de la machine considérée n'est pas figée. En effet, sous l'hypothèse, raisonnable au vu des valeurs numériques de la machine B, que la résistance statorique peut être négligée, l'observation de la figure 2.10 conduit à l'établissement de la relation (2.10) décrivant le facteur de puissance.

$$\sin(\phi) = \sin(180^\circ - \delta) = \sin(\delta) \approx \frac{|U_{ind}|}{|U_p|} = \frac{\omega L_{st} |I_{st}|}{\omega \Psi_e} = \frac{L_{st} |I_{st}|}{\Psi_e}$$

$$\cos(\phi) = -\sqrt{1 - \sin^2(\phi)} \approx -\sqrt{1 - \left(\frac{L_{st} |I_{st}|}{\Psi_e}\right)^2}$$

(2.10)

Ainsi, l'impact sur les pertes cuivre de l'utilisation d'un redresseur à diodes pour interfacier une machine synchrone haute vitesse peut être réduit notamment en limitant la valeur de l'inductance statorique. Dans le cas de la machine B, une réduction de moitié de la valeur de l'inductance statorique conduirait ainsi à un $\cos(\phi)$ non plus de -0.954 mais de -0.989. Ajoutée à la facilité d'utilisation du redresseur à diodes triphasé, une telle valeur rendrait cette solution tout à fait acceptable pour une grande majorité des applications.

2.2 L'onduleur de tension

La seconde topologie présentée ici est celle du convertisseur de tension triphasé présenté à la figure 2.11, plus communément rencontre dans la littérature sous la dénomination d'onduleur de tension. Les interrupteurs sont ici formés de la connexion en anti-parallèle d'un transistor et d'une diode, ceci afin d'assurer le blocage d'une tension positive et de permettre la conduction d'un courant bidirectionnel.

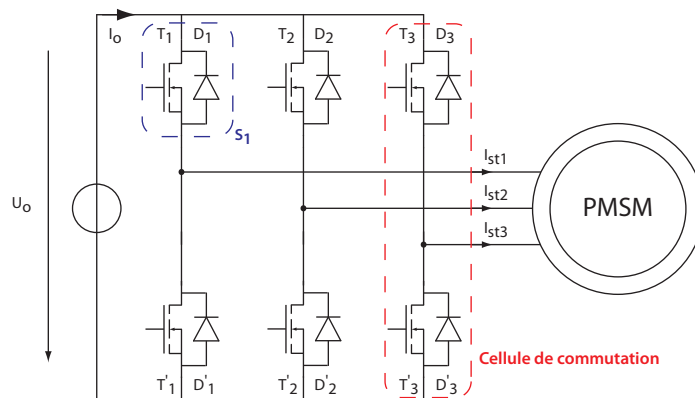


Figure 2.11 – Topologie d'un onduleur de tension triphasé

Il existe de nombreuses possibilités quant à la commande de ce convertisseur. Afin de ne pas alourdir le propos, seules les deux stratégies de commande les plus communément rencontrées dans le cas d'une modulation par amplitude d'impulsions sont décrites ici.

2.2.1 Commande en 180°

La commande en 180° est ainsi nommée car chaque transistor de l'onduleur est enclenché durant la moitié de la période fondamentale. Ainsi, la présence de la source de tension U_o en entrée interdisant la conduction simultanée de deux transistors au sein de la même cellule de commutation, il existe six configurations possibles quant à la commande des interrupteurs de l'onduleur de tension. Chacune de ces six configurations correspond à une valeur possible du phaseur spatial \underline{U}_{st}^s , tel que représenté à la figure 2.12.

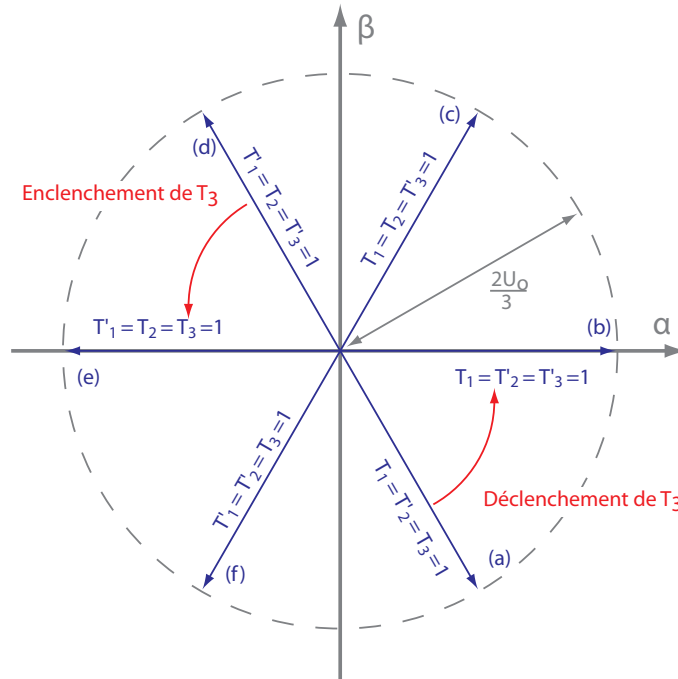


Figure 2.12 – Valeurs possibles de \underline{U}_{st}^s pour une commande en 180° de l'onduleur de tension

Pour chacune de ces configurations, le phaseur spatial \underline{U}_{st}^s est parfaitement défini. Un onduleur de tension commandé en 180° permet donc d'imposer en tout temps la tension statorique de la machine. Ainsi, il est possible d'imposer, en amplitude et en phase, une tension statorique telle que celle-ci crée un courant I_{st} satisfaisant le critère de la commande optimale décrite au chapitre précédent. Dans un tel cas, le fonctionnement d'une machine synchrone isotrope peut être illustré par les diagrammes vectoriels de la figure 2.13.

Par conséquent, et contrairement au cas du convertisseur de courant décrit à la section précédente, la réalisation de l'étage d'interface machine à l'aide d'un onduleur de tension est compatible avec le critère d'optimalité du couple et permet ainsi de réduire les pertes ohmiques à leur minimum.

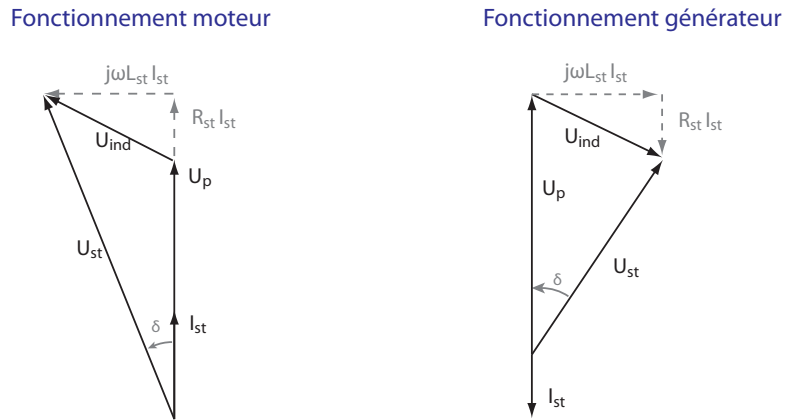


Figure 2.13 – Diagrammes vectoriels d’une machine synchrone isotrope interfac\u00e9e par un onduleur de tension

Cependant, cet avantage de l’onduleur de tension a un prix. Contrairement au cas du convertisseur de courant, la moiti\u00e9 des commutations des interrupteurs de l’onduleur de tension provoquent des pertes, et ceci aussi bien en fonctionnement moteur que g\u00e9n\u00e9rateur.

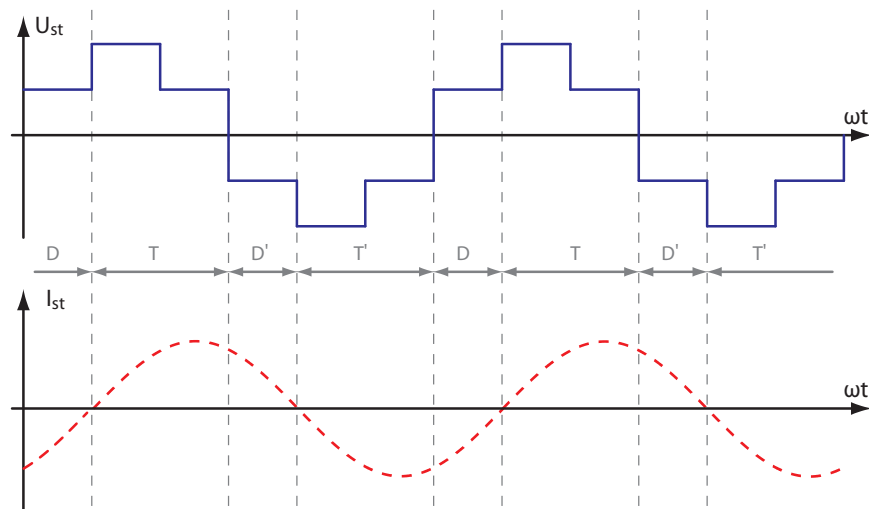


Figure 2.14 – R\u00e9partition du courant entre les interrupteurs \u00e9l\u00e9mentaires en fonctionnement moteur

Dans les cas illustr\u00e9s par la figure 2.13, le courant I_{st} pr\u00e9sente un d\u00e9phasage arri\u00e8re vis-\u00e0-vis de la tension statorique U_{st} . Selon le d\u00e9veloppement pr\u00e9sent\u00e9 dans [23], les transistors s’amorcent ainsi sous une tension nulle. N\u00e9anmoins, le blocage des transistors

provoque un mécanisme de commutation naturelle conduisant à l'amorçage spontané de la diode opposée. La figure 2.15 illustre le mécanisme de commutation décrit ici, dans le plan tension-courant, pour les interrupteurs correspondant à la première phase. On observe que cette représentation est cohérente avec la répartition du courant dans les interrupteurs élémentaires représentée à la figure 2.14 et que les pertes par commutation liées à l'amorçage du transistor T_1 sont effectivement minimum puisque l'amorçage de ce transistor se fait en longeant les axes du plan tension-courant.

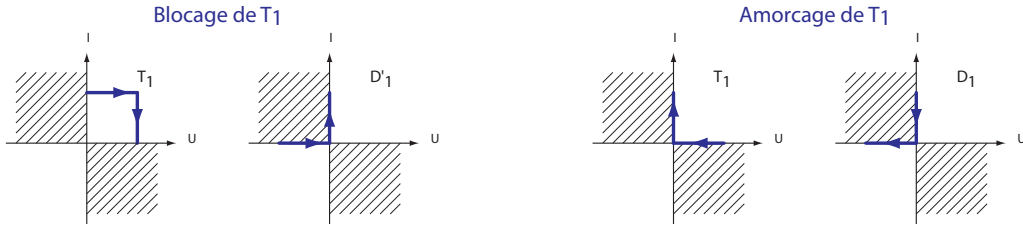


Figure 2.15 – Mécanisme de commutation de l'onduleur de tension commandé en 180° représenté dans le plan tension-courant

2.2.2 Commande en 120°

La seconde stratégie de commande considérée ici est la commande en 120° , ainsi nommée en raison du fait que chaque transistor de l'onduleur de tension de la figure 2.11 conduit pendant un tiers de la période fondamentale. La table 2.1 donne les différentes configurations possibles quant à la commande de l'onduleur pour un tel mode d'alimentation. L'observation de cette table montre que, pour chacune des configurations, seules deux phases sont connectées. Cette propriété est à l'origine de l'autre dénomination couramment utilisée pour la commande en 120° : l'alimentation à deux phases ON.

<i>Configuration</i>	T_1	T_2	T_3	T'_1	T'_2	T'_3
(a)	1	0	0	0	1	0
(b)	1	0	0	0	0	1
(c)	0	1	0	0	0	1
(d)	0	1	0	1	0	0
(e)	0	0	1	1	0	0
(f)	0	0	1	0	1	0

Table 2.1 – Etats possibles de la commande de l'onduleur de tension en 120°

La figure 2.16 montre la forme du courant et de la tension statoriques pour des fonctionnements à basse et haute vitesses dans le cas d'un fonctionnement moteur.

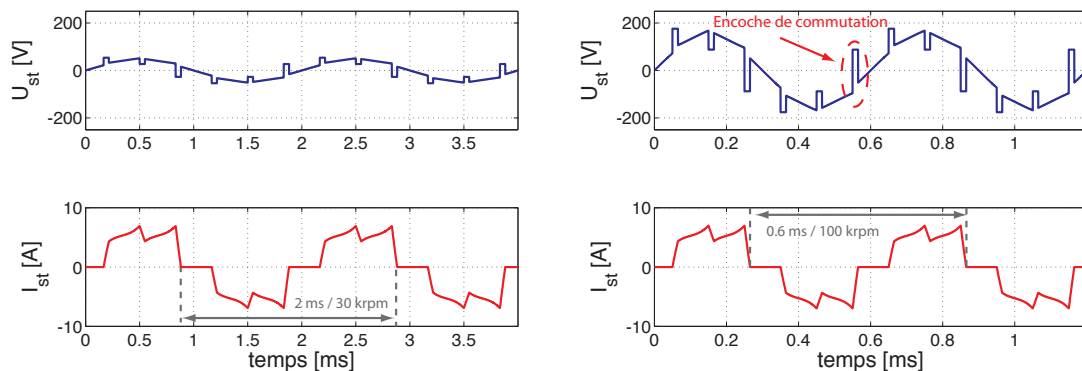


Figure 2.16 – Tension et courant statoriques pour une alimentation à deux phases ON
- résultats de simulation

L'observation de cette dernière figure montre la présence d'encoches de commutation dans la forme de la tension statorique. Ce phénomène peut être expliqué par le mécanisme de transition du courant statorique d'une phase à une autre. De manière similaire au cas du convertisseur de courant décrit plus haut, la continuité du courant statorique doit être assurée lors du passage d'une configuration à la suivante. Ainsi, l'extinction du courant dans une phase ne peut se faire que par l'intermédiaire d'une transition lors de laquelle les trois phases sont connectées au bus continu. Cette situation est illustrée à la figure 2.17 dans le cas de la transition de la configuration (a) à la configuration (b).

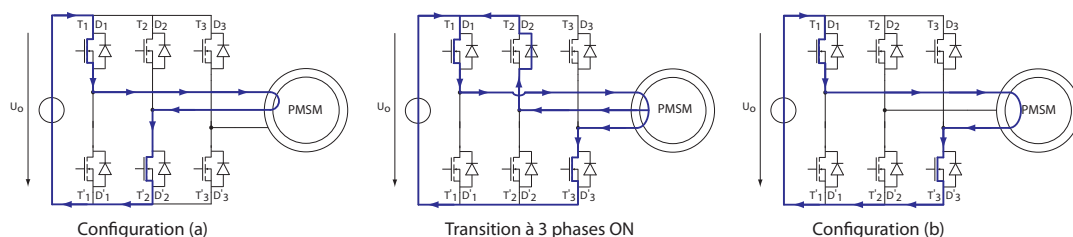


Figure 2.17 – Mécanisme de commutation de l'onduleur de tension commandé en 120°

Lors de ces transitions à trois phases connectées, l'état des interrupteurs de l'onduleur est en tous points similaire à l'une des configurations d'une commande en 180°. Ainsi, pour le cas illustré à la figure 2.17, la transition considérée correspond à la configuration (c) de la figure 2.12. La valeur de la tension statorique est par conséquent définie par la valeur de la tension U_o et les interrupteurs à l'état passant, provoquant ce phénomène d'encoche de commutation.

En ce qui concerne la commutation des interrupteurs, l'obligation d'assurer la continuité du courant statorique conduit au mécanisme suivant dans le cas de l'exemple considéré ici, l'extinction du courant dans la seconde phase. Le déclenchement du transistor

T'_2 provoque immédiatement la mise en conduction de la diode D_2 . L'enclenchement du transistor T'_3 étant simultanément à l'extinction de T'_2 , les trois phases sont momentanément connectées au bus continu. Une fois le courant dans la seconde phase éteint, la diode D_2 se bloque naturellement et seules les phases une et trois sont enclenchées, conformément à la définition de la configuration (b) de la table 2.1. L'évolution temporelle des courants I_{st2} et I_{st3} durant cette transition est ainsi schématiquement représentée à la figure 2.18.

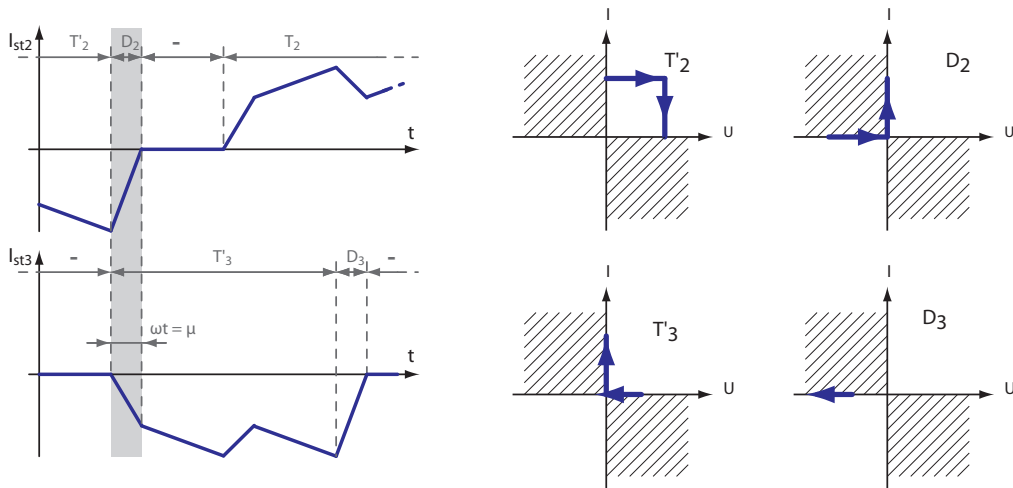


Figure 2.18 – Transition entre les configurations (a) et (b)

La mise en conduction de la diode D_2 ne pouvant se faire qu'en longeant les axes du plan tension-courant, l'extinction du courant dans le transistor T'_2 se fait en traversant le premier cadran, rendant cette commutation dissipative. Néanmoins, on observe que le transistor T'_3 s'enclenche sous une tension nulle. Ce phénomène de *Zero Voltage Transition (ZVT)* permet de limiter les pertes par commutation au niveau de l'onduleur de tension.

En dehors des périodes de transition à trois phases enclenchées dont la durée est désignée par l'angle μ par analogie avec le convertisseur de courant, la commande en 120° peut être vue comme la mise en série avec le bus continu de deux phases de la machine, la troisième étant laissée flottante. Ainsi, le schéma équivalent de la figure 1.10 peut être modifié selon la figure 2.19 dans le cas où la configuration (a) de la table 2.1 est active.

Dans une telle configuration, les trois tensions statoriques doivent satisfaire le sys-

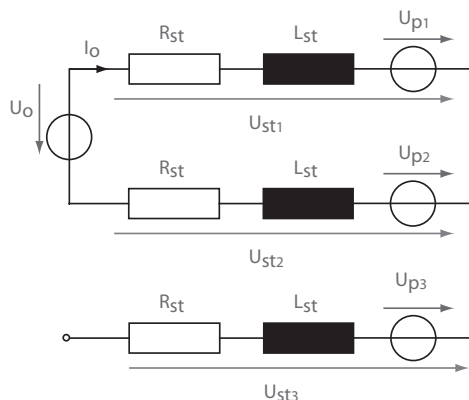


Figure 2.19 – Schéma équivalent de la configuration (a)

tème d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{st1} + U_{st2} + U_{st3} = 0 \\ U_{st1} - U_{st2} = U_o \\ U_{st3} = U_{p3} \end{cases} \quad (2.11)$$

Celui-ci peut être aisément résolu afin d'obtenir les expressions des trois tensions statoriques.

$$\begin{aligned} U_{st1} &= \frac{1}{2}(U_o - U_{p3}) \\ U_{st2} &= \frac{1}{2}(-U_o - U_{p3}) \\ U_{st3} &= U_{p3} \end{aligned} \quad (2.12)$$

On remarque que les tensions statoriques des phases connectées en série dépendent non seulement de la tension d'entrée de l'onduleur U_o mais également de la tension induite de la phase laissée flottante. De plus, la présence d'une source de tension en entrée de l'onduleur rend impossible l'imposition de la valeur instantanée du courant statorique. Par conséquent, contrairement au cas d'une commande en 180° ou de l'utilisation d'un onduleur de courant, la commande en 120° ne permet pas d'imposer aux grandeurs statoriques une valeur instantanée dépendant uniquement de la grandeur du bus continu et de l'état de la commande.

Cependant, sous l'hypothèse que les périodes de transition à trois phases enclenchées peuvent être négligées, la phase du courant statorique peut être considérée comme identique à celle des signaux de commande des transistors de la branche considérée, comme l'illustre la figure 2.20 où l'onde fondamentale du courant statorique idéalisé est représentée en traits tillés.

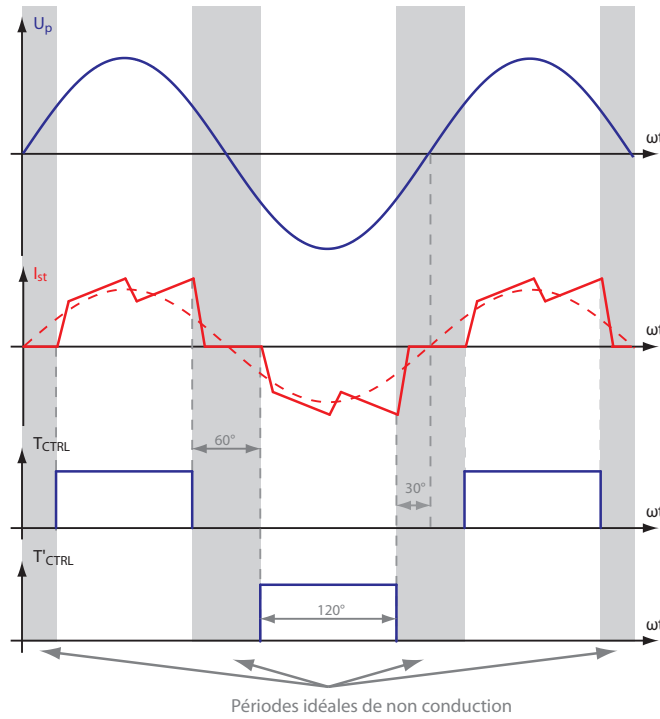


Figure 2.20 – Imposition de la phase du courant statorique par une commande en 120°

Sous cette hypothèse, le courant statorique dans une phase est positif lorsque le transistor T_x est enclenché, négatif lorsque le transistor T'_x conduit et nul lorsque ces deux transistors sont ouverts. En considérant que le courant statorique prend une valeur quasi-constante lorsque l'un des transistors conduit, le comportement de l'onduleur de tension commandé en 120° peut être considéré comme très similaire à celui du convertisseur de courant étudié à la section 2.1. Pour cette raison, l'onduleur de tension commandé en 120° est également parfois rencontré dans la littérature sous l'appellation de «pseudo-onduleur de courant» [26].

Une commande en 120° de l'onduleur de tension combine donc les avantages de l'onduleur de tension et du convertisseur de courant en évitant leurs inconvénients respectifs. Sous les hypothèses énoncées précédemment, cette solution permet de contrôler la phase du courant statorique directement à l'aide des signaux de commande des transistors tout en étant compatible avec le critère d'optimalité du couple en fonctionnement moteur. En effet, un délai de 30° entre le changement de polarité de la tension induite et la fermeture du transistor approprié permet d'imposer un courant statorique en phase avec la tension induite. Cette situation est représentée à la figure 2.20.

Néanmoins, une utilisation d'une commande en 120° d'un onduleur de tension implémentant la commande optimale est impossible pour un fonctionnement en génératrice sans une importante dégradation du bilan énergétique.

Selon la convention de signe de la figure 2.11, le fonctionnement moteur de l'onduleur de tension se traduit par une tension U_o et un courant I_o positifs. Ainsi, une utilisation de ce convertisseur pour un fonctionnement en générateur n'est possible que si l'une de ces grandeurs prend une valeur négative. En référence à la figure 2.20, une tension U_o négative serait liée à un décalage d'une demi-période des signaux de commande des transistors, tels qu'illustré sur la partie droite de la figure 2.21. Cependant, un tel signe pour la tension U_o est impossible puisque celle-ci serait immédiatement court-circuitée par la mise en conduction des diodes $D_x - D'_x$.

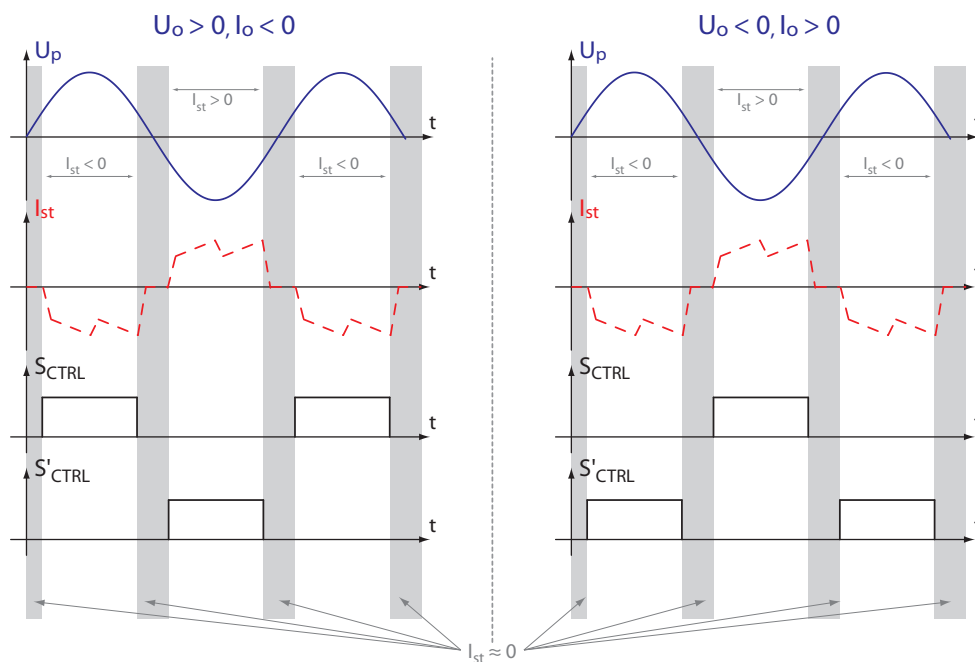


Figure 2.21 – Signaux de commande des interrupteurs pour un fonctionnement potentiel en générateur à l'aide d'une commande en 120°

Une seconde possibilité est l'inversion du signe du courant I_o . Dans ce cas, les signaux de commande des interrupteurs seraient similaires à ceux du fonctionnement moteur décrit précédemment, comme le montre la partie gauche de la figure 2.21. Cependant, un tel fonctionnement ne peut pas être compatible avec le critère d'optimalité du couple sans une modification de la structure des interrupteurs. En effet, un courant I_o négatif ne peut circuler que dans les diodes, rendant incontrôlable la phase du courant statorique aux travers des instants de commutation des interrupteurs.

Ainsi, une commande en 120° de l'onduleur de tension dans le contexte de la génération passe par une modification de la structure des interrupteurs. L'ajout d'un second couple transistor-diode connecté en anti-série du premier, tel qu'illustré à la figure 2.22b,

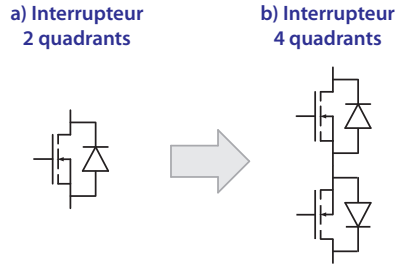


Figure 2.22 – Modification de la structure des interrupteurs

conduit en effet à l'obtention d'interrupteurs quatre quadrants permettant le blocage d'une tension U_o négative et la contrôlabilité, au moins partielle, des instants de commutations des interrupteurs.

Une telle modification de la structure des interrupteurs pose le problème de l'extinction du courant statorique. En effet, le mécanisme d'extinction du courant statorique décrit à la figure 2.17 implique la mise en conduction spontanée de la diode lors de l'extinction du transistor complémentaire. Dans le cas de l'utilisation d'interrupteurs quatre quadrants tels que ceux de la figure 2.22b, la mise en conduction spontanée de l'interrupteur complémentaire n'est pas possible. Cette mise en conduction doit être autorisée par une commande adaptée de l'interrupteur complémentaire à celui dont l'extinction est considérée, comme illustré à la figure 2.23. Une stratégie de commande d'interrupteurs quatre quadrants basée sur la mesure de la polarité du courant et applicable au cas présent est décrite dans [27] et [28].

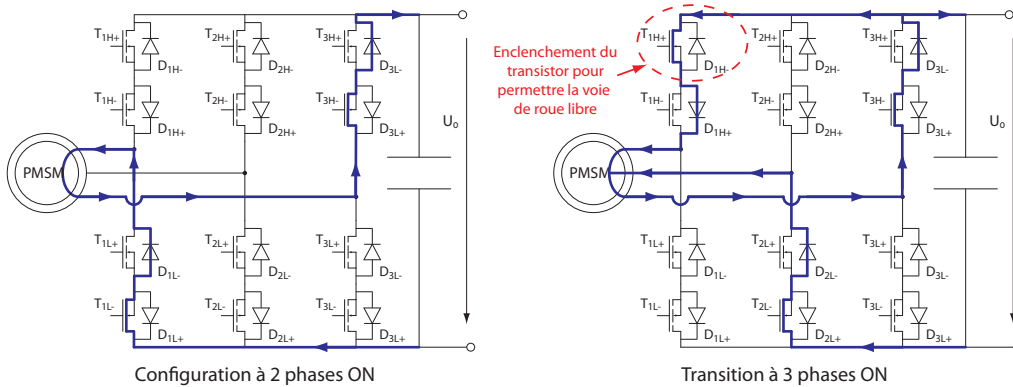


Figure 2.23 – Extrapolation potentielle du mécanisme d'extinction du courant d'un fonctionnement moteur à un fonctionnement en générateur

Néanmoins, même avec une commande appropriée des interrupteurs quatre quadrants, un mécanisme de commutation similaire à celui décrit aux figures 2.17 et 2.18 n'est pas possible. La figure 2.24 montre le schéma équivalent de la machine synchrone lors de la transition d'un courant positif de la première à la seconde phase. Ce schéma

équivalent correspond à la situation illustrée sur la partie droite de la figure 2.23.

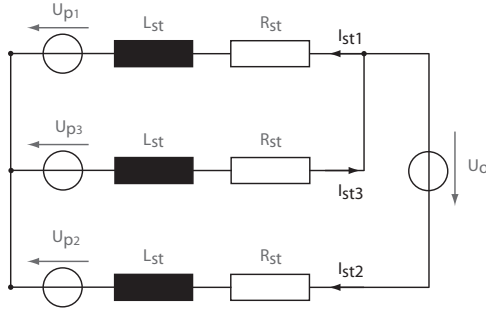


Figure 2.24 – Schéma équivalent lors d'une transition à trois phases ON

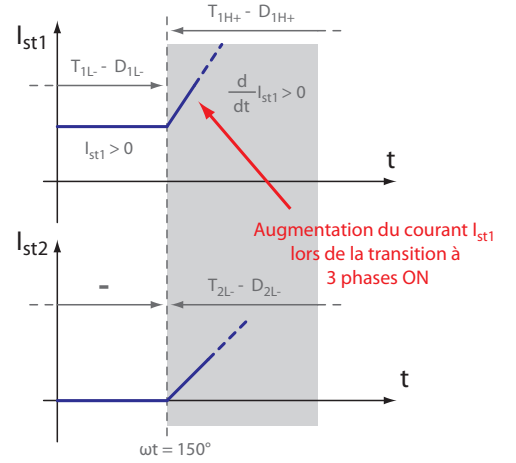


Figure 2.25 – Non-extinction du courant lors de la transition à trois phases ON

De la figure 2.24 on peut tirer (2.13), relation décrivant le comportement dynamique du courant dans la première phase lors de la transition à trois phases ON considérée.

$$\begin{aligned}
 R_{st} I_{st1} + L_{st} \frac{d}{dt} I_{st1} &= \frac{1}{3}(U_o - 2U_{p1} + U_{p2} + U_{p3}) \\
 &= \frac{1}{3}(U_o - 3U_{p1} + U_{p1} + U_{p2} + U_{p3}) \\
 &= \frac{1}{3}(U_o - 3U_{p1})
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

La figure 2.23 illustre le cas d'un fonctionnement générateur par l'intermédiaire d'une tension U_o positive et d'un courant I_o négatif. Ainsi, la transition d'un courant positif de la première à la seconde phase a lieu à $\omega t = 150^\circ$, alors que la tension induite U_{p1} est négative. Par conséquent, lors de la transition d'un courant positif de la première à la seconde phase au travers de la mise en conduction des interrupteurs T_{1H+} et D_{1H+} , tel qu'illustré à la figure 2.23, le courant statorique I_{st1} présente le même signe que sa dérivée, provoquant une augmentation de sa valeur et empêchant par conséquent son extinction. Ce résultat est schématiquement illustré par la figure 2.25.

$$\begin{aligned}
 I_{st1} &> 0 \\
 \frac{d}{dt} I_{st1} &> 0
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

En suivant un raisonnement similaire, il est possible de montrer que ce résultat peut être étendu aux autres commutations ainsi qu'au cas d'un fonctionnement générateur au travers d'un courant I_o positif et d'une tension U_o négative. Par conséquent, le mé-

canisme de commutation utilisé en fonctionnement moteur et illustré à la figure 2.17, permettant l'extinction du courant dans une phase par la mise en conduction de l'interrupteur complémentaire, ne peut être appliqué au fonctionnement en génératrice.

Une commande en 120° d'un onduleur de tension à interrupteurs quatre quadrants est néanmoins possible à l'aide de l'utilisation de *snubbers*, comme présenté à la figure 2.26. Dans une telle configuration, l'extinction du courant dans un interrupteur ne serait pas immédiatement suivie par la mise en conduction de l'interrupteur complémentaire. L'énergie inductive stockée dans les enroulements de la machine serait alors dissipée dans les circuits *snubbers*, détériorant ainsi fortement les performances énergétiques.

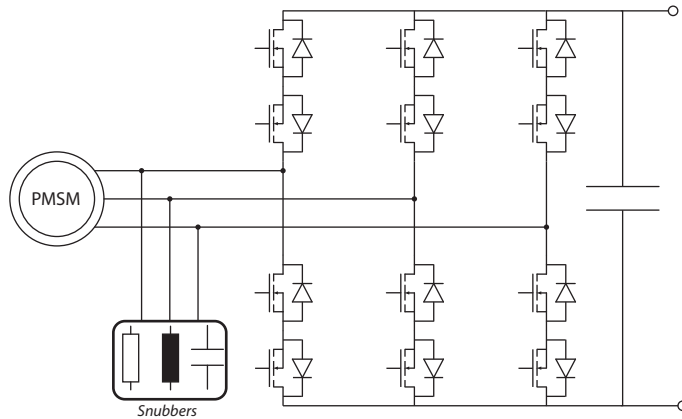


Figure 2.26 – Utilisation de *Snubbers* pour une commande en 120°

Il est également intéressant de souligner que le fonctionnement générateur, dont l'impossibilité pour une commande en 120° de l'onduleur de tension est démontrée ici, ne doit pas être confondu avec un freinage à deux phases ON, tel que celui décrit dans [20]. Le fonctionnement générateur considéré ici consiste à générer un flux de puissance orienté vers l'onduleur de tension et permettant de conduire l'énergie cinétique en direction du bus continu.

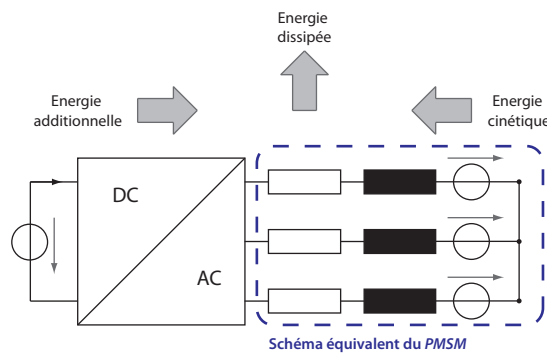


Figure 2.27 – Bilan énergétique du freinage à deux phases ON

Dans le cas de l'approche présentée dans [20], l'auteur cherche seulement à diminuer la vitesse d'une machine appelée à fonctionner en moteur, sans nécessairement récupérer l'énergie cinétique correspondante. Il en résulte un onduleur de tension, commandé en 120° selon l'illustration de la figure 2.20, générant toujours un flux de puissance orienté vers la machine qui présente un courant statorique en opposition de phase avec la tension induite. Ainsi, durant la phase de décélération, de l'énergie est fournie au moteur. Cette énergie, en plus de l'énergie cinétique, est dissipée dans les enroulements de la machine et rend négatif le bilan énergétique de cette méthode de freinage. Bien qu'une telle approche soit parfaitement envisageable pour l'entraînement de machines de puissance réduite, telles que des moteurs de disques durs considérés dans [20], elle n'est en aucun cas compatible avec le contexte de génération d'énergie électrique considéré dans ce document.

2.2.3 Comparaison des performances énergétiques

Bien que la commande en 120° ne soit pas appropriée pour un fonctionnement en génératrice, il peut être intéressant de comparer les performances énergétiques des commandes en 120° et 180° en fonctionnement moteur. Cette comparaison peut être effectuée au travers de l'étude de la figure 2.28 montrant les grandeurs statoriques de la machine B décrite en annexe à son point de fonctionnement nominal, et ceci pour les deux commandes de l'onduleur de tension décrites précédemment.

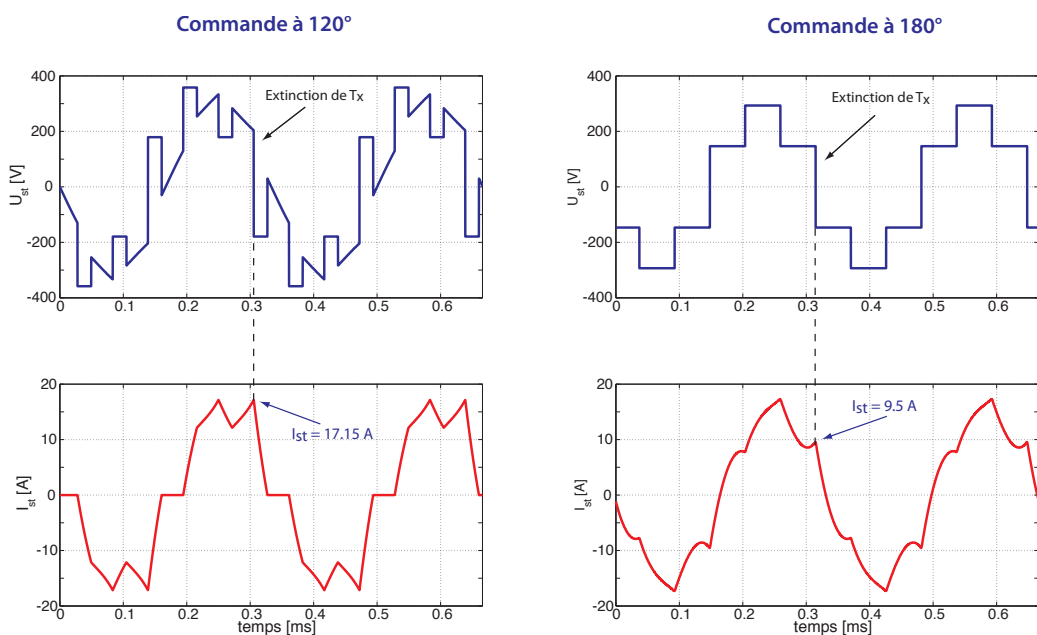


Figure 2.28 – Grandeurs statoriques du moteur B fonctionnant à vitesse et puissance nominale (6 kW, 180'000 t/min) pour des commandes en 120° et 180° de l'onduleur de tension - résultats de simulation

Dans un premier temps, l'observation de cette figure permet de déterminer la valeur du courant I_{st} lors de l'ouverture du transistor. Cette valeur, reportée sur les abaques données dans les caractéristiques d'un transistor IGBT témoin (*Fairchild* FSBB20CH60C), permet de déterminer l'énergie dissipée à chaque extinction de transistors. Un total de six extinctions ayant lieu par période, les pertes par commutations peuvent être exprimées par (2.15)

$$P_{comm} = 6 f E_{off} \quad (2.15)$$

Dans un second temps, les pertes par conduction peuvent être approximées selon (2.16), où $\langle |I_{st}| \rangle$ et $U_{DS}(I)$ représentent respectivement la valeur moyenne sur une période de la valeur absolue du courant statorique et la tension aux bornes d'un transistor à l'état passant.

$$P_{cond} = 3 U_{DS}(I) \langle |I_{st}| \rangle \quad (2.16)$$

La table 2.2 résume la comparaison des performances énergétiques de l'onduleur de tension pour les deux commandes considérées. L'observation de cette table montre que la commande en 120° présente des pertes par commutation supérieures. Ce résultat peut être expliqué par le fait que l'extinction du transistor a lieu lorsque le courant statorique est maximal, contrairement au cas d'une commande en 180° .

	Commande en 120°	Commande en 180°
E_{off}	600 μJ	420 μJ
$\langle I_{st} \rangle$	9.63 A	10.06 A
Pertes par commutation	10.8 W	7.56 W
Pertes par conduction	63.56 W	66.39 W
Pertes totales	74.35 W	73.95 W

Table 2.2 – Résumé des performances énergétiques des commandes en 120° et 180°

En revanche, en ce qui concerne les pertes par conduction, la commande en 120° engendre des pertes inférieures. Ceci est notamment explicable en raison des périodes de non-conduction diminuant significativement la moyenne sur une période de la valeur absolue du courant statorique. Ainsi, l'observation de la dernière ligne de la table 2.2 montre des performances énergétiques globales très similaires pour les deux commandes de l'onduleur considérées ici et ne permet pas de favoriser l'une ou l'autre de ces solutions.

Ce résultat doit néanmoins être relativisé en raison de l'unicité du point de fonctionnement considéré et de la simplicité des modèles de pertes utilisés ici. Si les abaques données par le fabricant du transistor témoin permettent une évaluation précise des pertes par commutation, il en va différemment pour les pertes en conduction. En effet, la valeur de la tension U_{DS} n'est donnée que pour une seule valeur de courant et est donc considérée comme constante dans le modèle utilisé ici. De plus, la circulation du courant statorique au travers d'un transistor ou d'une diode n'est pas différenciée.

2.3 Conclusion

Basé sur la comparaison entre les deux topologies les plus couramment rencontrées dans le domaine des entraînements, ce chapitre a permis de récapituler les principales caractéristiques du convertisseur de courant et de l'onduleur de tension. A partir de l'étude systématique et détaillée présentée ici, il est possible de définir la solution la plus appropriée en fonction du mode de fonctionnement de l'entraînement considéré.

Dans le cas d'un fonctionnement moteur, il est montré que l'utilisation d'un convertisseur de courant n'est pas appropriée. Cette solution entraînerait un déphasage important entre le courant statorique et la tension induite, nécessitant ainsi un courant d'une amplitude supérieure pour une puissance donnée et augmentant d'autant les pertes ohmiques dans l'ensemble de l'entraînement. Au contraire, l'utilisation d'un onduleur de tension est parfaitement compatible avec la commande optimale décrite sous 1.3 et permet ainsi de réduire les pertes par conduction à leur minimum. De plus, le phénomène d'amorçage des transistors sous une tension nulle, présent aussi bien dans le cas d'une commande en 120° qu'en 180° , limite le prix à payer en terme de pertes par commutation vis-à-vis du convertisseur de courant qui présente des pertes par commutation minimales. Finalement, bien que les deux commandes présentées ici soient envisageables, la commande à deux phases ON présente l'avantage de faciliter l'imposition de la phase du courant statorique puisque celle-ci est directement déterminée par les instants de commutation des transistors.

Cependant, il est démontré dans ce chapitre que cette solution n'est pas recommandée dans le cas d'un fonctionnement de la machine en génératrice. En effet, une commande en 120° d'un onduleur de tension présentant un flux de puissance orienté en direction du bus continu n'est possible qu'à travers la modification de la structure des interrupteurs et de l'utilisation d'éléments *snubbers* permettant de dissiper l'énergie inductive stockée dans les enroulements. Cette démonstration formelle de l'inadéquation de la commande en 120° avec un fonctionnement générateur est l'une des contributions de ce travail de thèse.

L'utilisation d'un onduleur de tension pour interfacer une génératrice synchrone haute vitesse reste néanmoins possible au travers d'une commande en 180° , compatible

avec le critère d'optimalité du couple. Cependant, l'utilisation d'un convertisseur de courant présentant un angle de retard à l'amorçage nul, autrement dit un redresseur à diodes, peut s'avérer être une solution intéressante dans certains cas particuliers. En effet, il est également montré dans ce chapitre que bien qu'il soit impossible de produire un courant statorique en opposition de phase avec la tension induite, les impacts de cet inconvénient sur le rendement peuvent être limités par l'utilisation de machines peu inductives. En effet, dans le cas de la machine B, une réduction de moitié de l'inductance statorique conduirait à des pertes ohmiques augmentées seulement de 2.2% par rapport à une commande optimale. Ces pertes additionnelles doivent être mises en balance avec la plus grande complexité, ainsi qu'avec la consommation des circuits supplémentaires, générées par l'utilisation d'un onduleur de tension commandé en 180° .

Étude du convertisseur intermédiaire modulateur

Le présent chapitre est consacré à l'étude des étages de conversion situés en amont de l'étage d'interface machine, et plus particulièrement au convertisseur continu-continu intermédiaire. Le rôle de ce dernier est de permettre la modulation d'amplitude des grandeurs statoriques au travers du contrôle des grandeurs d'états U_o et I_s de bus continu variable. Ce chapitre présente une analyse méthodique de deux structures de convertisseur continu-continu. Les aspects spécifiques de leur contrôle ainsi que des considérations sur le rendement sont également présentés. Le point clé de l'étude présentée dans ce chapitre est la démonstration de la réduction possible de l'encombrement liés aux éléments passifs au travers de l'utilisation d'une topologie multi-niveaux innovante.

3.1 Structure des convertisseurs amonts

Le choix de la structure des convertisseurs amonts doit répondre à trois critères principaux. Le premier de ces critères est la contrôlabilité des grandeurs du bus continu à tension variable, U_o et I_s , ceci afin de permettre la modulation par amplitude d'impulsions des grandeurs statoriques. De plus, le convertisseur continu-continu doit permettre l'obtention d'une tension U_o de faible valeur pour le fonctionnement à basse vitesse. Dans ce contexte, l'utilisation d'un convertisseur abaisseur pour la réalisation du convertisseur continu-continu intermédiaire répond à ces deux critères. Cette solution est illustrée à la figure 3.1

Le troisième critère est la valeur maximale de la tension continue U_o en entrée de l'onduleur de tension. En effet, il est montré dans le chapitre 5 que la tension continue U_o en entrée de l'onduleur peut être considérée, en négligeant la tension aux bornes de l'impédance statorique, comme directement proportionnelle à la vitesse de la machine ainsi qu'à son flux d'excitation. Ainsi, pour une machine donnée, les convertisseurs amonts doivent pouvoir garantir l'obtention d'une tension U_o suffisante au fonctionnement à pleine vitesse.

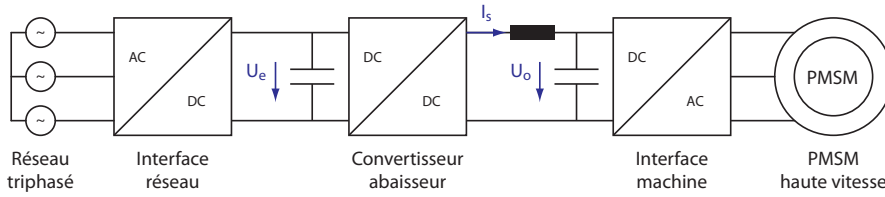


Figure 3.1 – Utilisation d’un convertisseur abaisseur pour le contrôle du bus continu à tension variable

Dans les cas où la machine doit être interfacée avec le réseau triphasé industriel, l’utilisation d’un second onduleur de tension pour la réalisation de l’étage d’interface réseau, telle qu’illustrée à la figure 3.2, est une solution parfaitement adaptée.

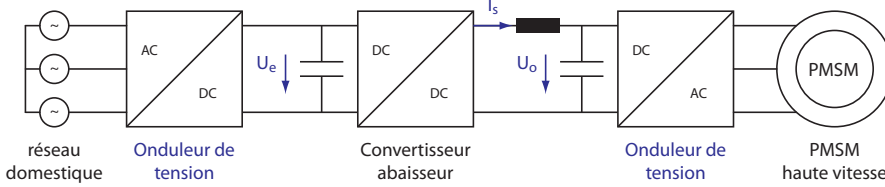


Figure 3.2 – Structure « universelle » d’un entraînement haute vitesse

Sous réserve de la réversibilité du convertisseur continu-continu intermédiaire, l’utilisation d’un second onduleur de tension permet d’assurer aussi bien un fonctionnement moteur que générateur. De plus, ce type de convertisseur permet de générer, à partir du réseau triphasé industriel, une tension continue U_e supérieure ou égale à 540V. Ainsi, dans le cas d’entraînements dont le fonctionnement à vitesse et puissance nominales ne nécessite pas une tension supérieure à cette limite, la tension U_e sera fixée à 540V. Dans le cas contraire, la tension U_e sera fixée à la valeur minimale nécessaire au bon fonctionnement de l’entraînement considéré. Dans les deux cas, le convertisseur continu-continu intermédiaire devra être dimensionné en conséquence.

Dans le cas particulier d’un entraînement haute vitesse appelé à fonctionner uniquement en moteur et ne nécessitant pas une tension U_o supérieure à 540V, la structure de l’électronique de commande peut être simplifiée par l’utilisation d’un redresseur à diodes, tel que l’illustre la figure 3.3.

Pour une machine devant être interfacée avec un bus continu, tel que représenté à la figure 1.7, la présence ou non d’un second convertisseur continu-continu dépend de la tension nécessaire au fonctionnement à pleine vitesse et de la tension du bus continu en question. Dans ce cas comme dans le précédent, seul le convertisseur continu-continu intermédiaire, assurant la modulation des grandeurs statoriques au travers du

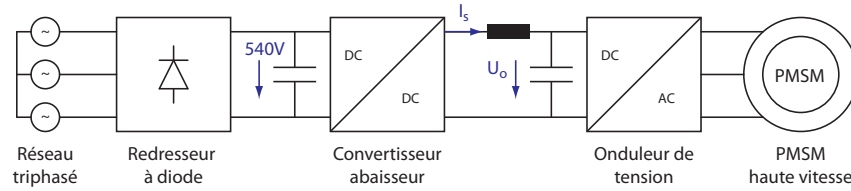


Figure 3.3 – Entraînement moteur irréversible ne nécessitant pas une tension continue supérieur à 540V

contrôle du bus continu variable, a une influence sur le comportement de la machine. Par conséquent, seul cet étage de conversion est étudié dans ce chapitre.

3.1.1 Forme du courant et conséquences

Les convertisseurs abaisseurs mettent en relation une inertie en tension en entrée avec une inertie en courant en sortie. Bien que répondant à tous les critères décrits plus haut, cette structure présente l'inconvénient d'ajouter à la composante continue du courant une ondulation de forme triangulaire [23], comme le montre la figure 3.4. Cette ondulation du courant en amont de la capacité d'entrée de l'onduleur constitue une imperfection du système, dans le sens où ses conséquences détériorent les performances de l'électronique de commande

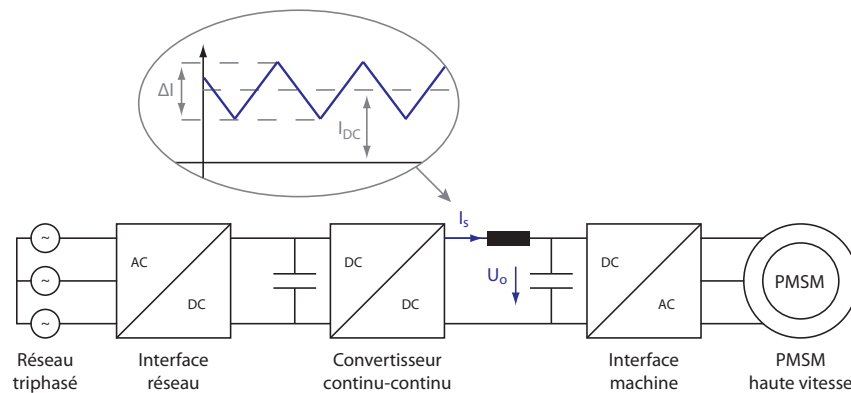


Figure 3.4 – Forme de courant en sortie du convertisseur intermédiaire

Premièrement, cette ondulation augmente les pertes liées à la circulation du courant dans les différents semi-conducteurs. La relation (3.1), donnant la valeur efficace d'un courant continu auquel est superposée une ondulation triangulaire, illustre cela.

$$I_{RMS}^2 = I_{DC}^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \quad (3.1)$$

Deuxièmement, la présence de cette ondulation crée une augmentation de l'encombrement lié au(x) condensateur(s) d'entrée de l'onduleur de tension. En effet, la composante alternative du courant du bus continu variable est entièrement assumée par le condensateur d'entrée de l'onduleur. Par conséquent, l'amplitude de l'ondulation de ce courant détermine le choix d'une technologie pour le condensateur d'entrée de l'onduleur, impliquant ainsi des conséquences non seulement sur le rendement, les pertes dans ces éléments étant liées à la technologie employée [29], mais également sur l'encombrement. En effet, celui-ci est étroitement lié au courant alternatif admissible dans le condensateur considéré, comme le montre la figure 3.5. Celle-ci illustre la relation entre l'encombrement et le courant alternatif admissible dans un condensateur électrolytique d'une tension nominale de 450V. Les données y figurant sont extraites de [30].

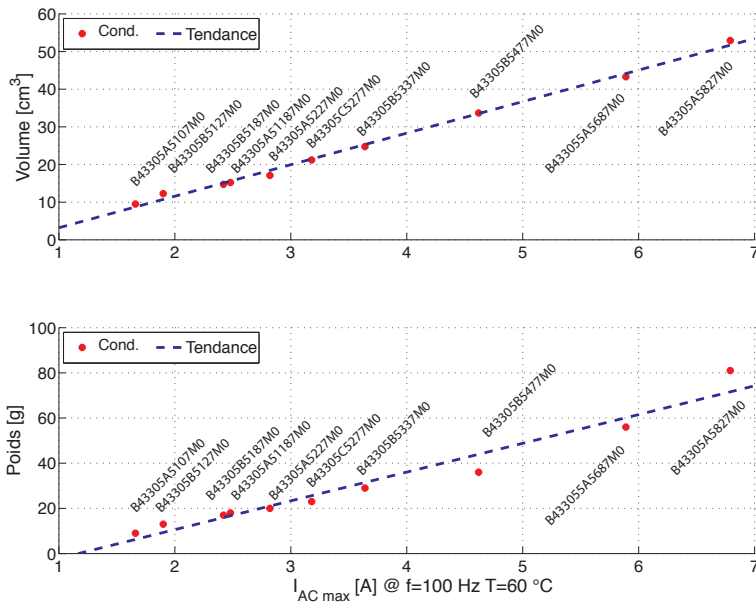


Figure 3.5 – Evolution de l'encombrement d'un condensateur électrolytique avec le courant alternatif admissible

Ainsi, l'augmentation des performances des convertisseurs continu-continu par l'intermédiaire de la maîtrise de cette ondulation est un sujet de recherche actif dans le domaine de l'électronique de puissance depuis quelques années, comme en témoigne le nombre important de publications relatives à ce sujet ; [31–33] et [29] en sont quelques exemples.

Dans la majorité des cas, l'approche employée est l'utilisation de convertisseurs à canaux multiples, également appelés convertisseurs entrelacés. L'utilisation de convertisseurs multi-niveaux reste encore marginale dans le domaine des puissances moyennes, de l'ordre de quelques kilowatts. La suite de ce chapitre est dédiée à l'étude formelle, basée sur la représentation énergétique macroscopique, de ces deux modes de fonc-

tionnement au travers de la comparaison de deux convertisseurs abaisseurs présentant chacun deux cellules de commutation et s'appuyant sur l'un ou l'autre de ces modes de fonctionnement. Cette étude est résumée dans [34].

3.2 Convertisseur abaisseur à canaux multiples entrelacés

La solution la plus couramment rencontrée dans le domaine de la conversion continue-continue est la famille des convertisseurs à canaux multiples entrelacés. Ces convertisseurs sont caractérisés par des cellules de commutation placées en parallèle, tel qu'illustré à la figure 3.6 dans le cas d'un convertisseur à deux cellules de commutation.

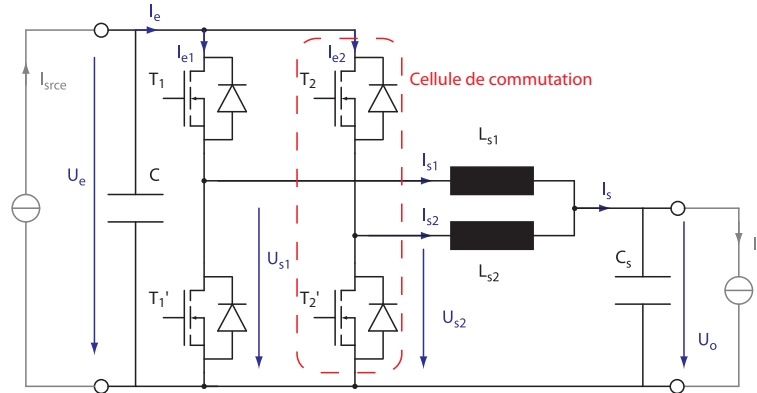


Figure 3.6 – Convertisseur abaisseur à deux voies de courant

3.2.1 Principe de fonctionnement et ondulation de courant

L'observation de la figure 3.6 montre que le courant I_s en amont du condensateur C_s est donné par la somme des courants circulant dans chaque voie. Ainsi, ce convertisseur peut être analysé comme l'addition de deux sources de courant, formées chacune d'une cellule de commutation $T_x - T'_x$ et d'une inductance de sortie L_{sx} .

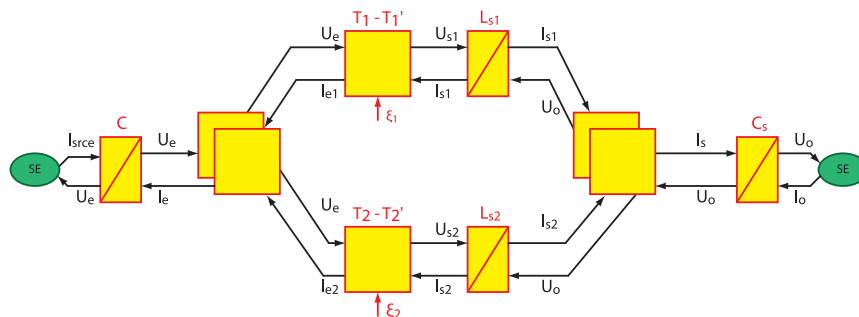


Figure 3.7 – Représentation énergétique macroscopique du convertisseur à deux canaux

Cette analyse est confirmée par l'établissement de la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) [35], donnée à la figure 3.7, du convertisseur considéré. Le partage du courant I_s entre les deux cellules de commutation y est clairement visible.

Ce partage du courant sert autant la réduction de l'ondulation décrite précédemment que la diminution des pertes par conduction. En effet, pour un courant I_s équitablement partagé entre les deux voies de courant et dans le cas où l'ondulation des courants partiels I_{s1} et I_{s2} est suffisamment faible pour être négligée, on montre aisément que les pertes ohmiques, ici représentées par une résistance équivalente R_{equ} , sont deux fois moindres dans le cas du convertisseur de la figure 3.6 que pour un convertisseur à une seule cellule de commutation.

$$P_{cond}^{n=1} \approx R_{equ} I_{DC}^2 \quad (3.2)$$

$$P_{cond}^{n=2} \approx 2R_{equ} \left(\frac{1}{2}I_{DC}\right)^2 = \frac{1}{2} P_{cond}^{n=1} \quad (3.3)$$

En ce qui concerne la réduction de l'ondulation du courant I_s , il est possible de montrer qu'en décalant dans le temps les signaux de commande des transistors d'un délai donné par $\Delta T = T_p/2$, l'ondulation ΔI du courant I_s est minimale. Cette situation est illustrée, en régime permanent, par la figure 3.8.

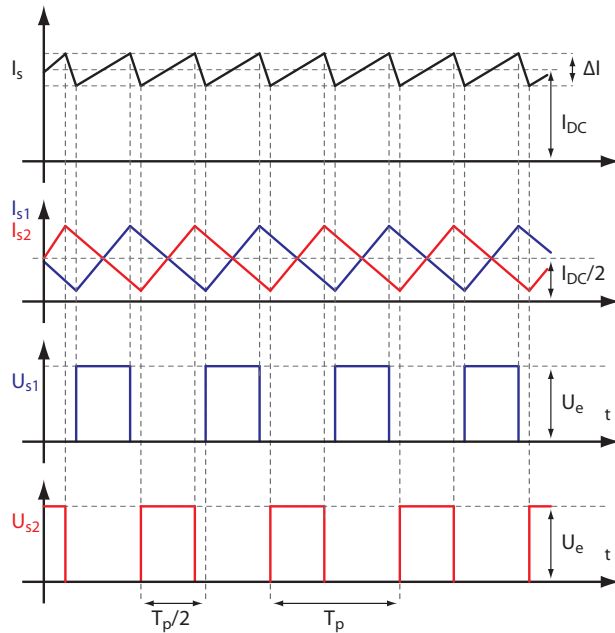


Figure 3.8 – Illustration de la réduction de l'ondulation de courant dans le cas des convertisseurs multi-canaux

Dans ce cas, l'ondulation ΔI du courant I_s peut être exprimée par (3.4).

$$\Delta I = \begin{cases} \frac{U_e}{L f_p} \left(1 - 2\frac{U_o}{U_e}\right) \left(\frac{U_o}{U_e}\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left[0; \frac{1}{2}\right] \\ \frac{U_e}{L f_p} \left(1 - 2\frac{U_o}{U_e}\right) \left(\frac{U_o}{U_e} - 1\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left[\frac{1}{2}; 1\right] \end{cases} \quad (3.4)$$

L'annulation de la dérivée par rapport à U_o/U_e de cette expression montre que celle-ci admet une valeur maximale donnée par (3.6). Par conséquent, l'utilisation d'un convertisseur à deux canaux permet la réduction de moitié de l'ondulation du courant de sortie vis-à-vis d'un convertisseur présentant une seule cellule de commutation, ceci à tension continue U_e , fréquence de pulsation f_p et valeurs des inductances L équivalentes.

$$\Delta I_{max}^{n=1} = \frac{U_e}{4 L f_p} \quad (3.5)$$

$$\Delta I_{max}^{n=2} = \frac{U_e}{8 L f_p} = \frac{1}{2} \Delta I_{max}^{n=1} \quad (3.6)$$

3.2.2 Contrôle du convertisseur multi-canaux

Dans le cas présent, la stratégie de contrôle du convertisseur à canaux multiples doit permettre de contrôler la valeur moyenne I_{DC} du courant de sortie I_s , ceci afin de pouvoir également maîtriser la valeur de la tension U_o au travers d'un réglage cascadié. De plus, elle doit permettre le partage correct du courant I_s entre les différentes cellules de commutation. L'atteinte de ces deux objectifs distincts nécessite deux paramètres de contrôle indépendants. L'observation de la figure 3.7 permet aisément d'identifier ces deux paramètres comme étant les rapports cycliques ξ_1 et ξ_2 . En effet, la valeur moyenne de la tension aux bornes des inductances L_{sx} peut être exprimée par (3.7). Ainsi, les rapports cycliques ξ_x permettent de contrôler l'évolution temporelle de la valeur moyenne des courants I_{sx} circulant dans chacune des cellules de commutation.

$$L \frac{d}{dt} \langle I_{sx} \rangle = \langle U_{sx} \rangle - U_o = \xi_x U_e - U_o \quad (3.7)$$

Une stratégie de contrôle peut être déduite du Schéma de Contrôle Inversé (SMI [35]) de la topologie considérée. Cette méthode, basée sur l'inversion de la représentation énergétique macroscopique, permet d'aboutir à la structure de contrôle de la figure 3.9 dans le cas du convertisseur étudié ici.

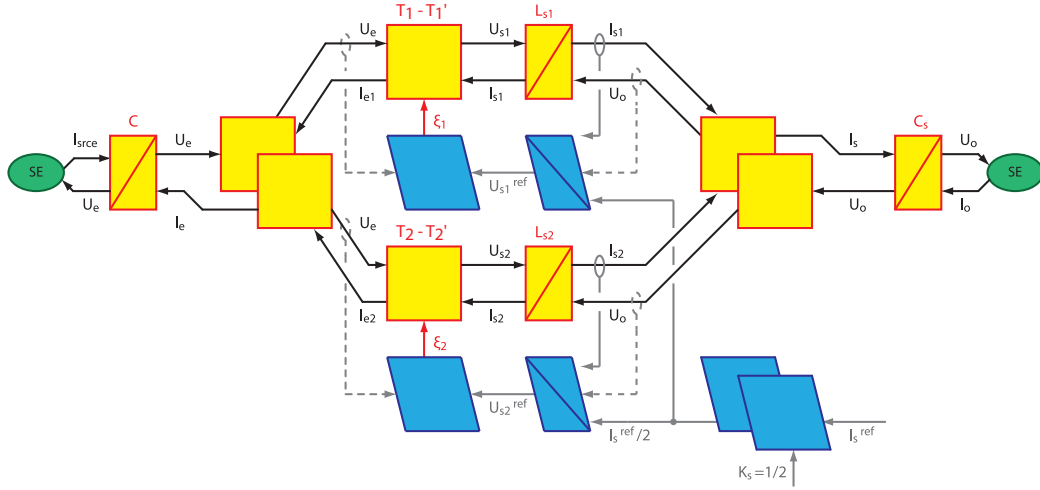


Figure 3.9 – Schéma de contrôle inversé du convertisseur à deux canaux

En accord avec cette représentation, le contrôle du courant total I_s et de sa répartition au sein des cellules de commutation peut se faire de manière entièrement découplée à l'aide de deux boucles de réglage contrôlant chacune, en parallèle, la valeur moyenne du courant dans l'une des deux inductances L_{sx} . Ainsi, dans un premier temps, la valeur de référence I_s^{ref} est uniformément répartie entre les deux cellules de commutations.

$$I_{sx}^{ref} = \frac{1}{2} I_s^{ref} \quad (3.8)$$

Une valeur de référence pour la tension en sortie de la cellule de commutation U_{sx}^{ref} est ensuite déterminée par un régulateur de courant $\mathcal{R}_{\mathcal{I}}$. La réjection de la perturbation qu'est la tension U_o est ici optionnelle.

$$U_{sx}^{ref} = \mathcal{R}_{\mathcal{I}}(I_{sx}^{ref}, I_{sx}, U_o) \quad (3.9)$$

Finalement, le rapport cyclique à appliquer est déduit de la relation $\xi_x = U_{sx}^{ref}/U_e$, où la valeur de la tension U_e peut provenir d'une mesure ou d'une connaissance à priori, comme indiqué par la flèche en traits tillés sur la figure 3.9.

3.3 Convertisseur abaisseur multi-niveaux

La section précédente montre qu'une réduction de l'ondulation du courant de sortie est possible au travers de l'addition de courants. Ce résultat peut également être obtenu par l'intermédiaire d'une addition de tensions. La figure 3.10 présente un convertisseur abaisseur multi-niveaux fonctionnant sur ce principe. Cette topologie est introduite dans [36] et son utilisation est également décrite dans [37] dans un contexte de stockage

d'énergie pour véhicules hybrides électriques.

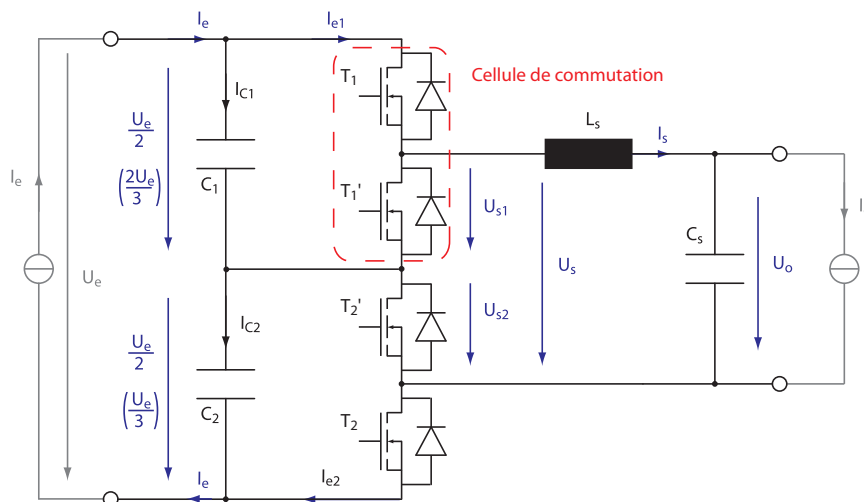


Figure 3.10 – Topologie d'un convertisseur abaisseur multi-niveaux à deux cellules de commutation

La représentation énergétique macroscopique de ce convertisseur, donnée à la figure 3.11, montre une importante similarité avec celle du convertisseur à canaux multiples entrelacés de la figure 3.7.

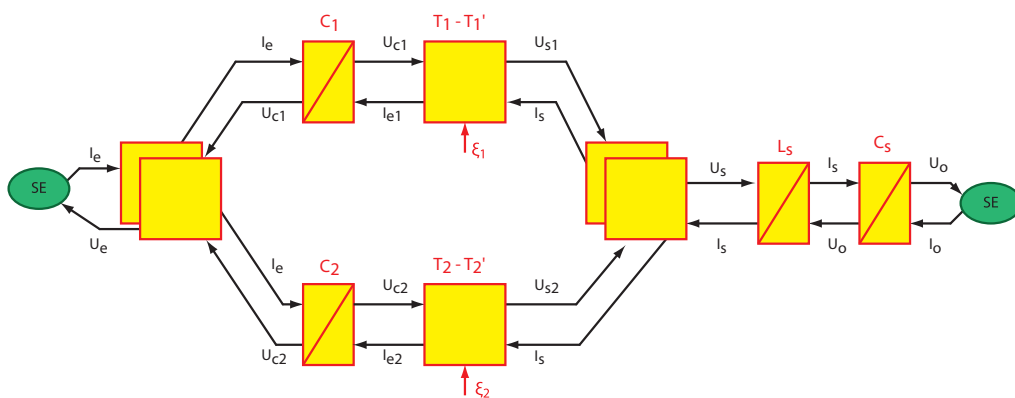


Figure 3.11 – REM du convertisseur multi-niveaux à deux cellules de commutation

En effet, là où le convertisseur à canaux multiples divise le courant I_s entre les voies de courant, le convertisseur multi-niveaux de la figure 3.10 répartit la tension U_e entre les cellules de commutation. Ainsi, la tension U_s est ici composée de la somme des tensions partielles U_{s1} et U_{s2} . On peut par conséquent parler ici d'entrelacement série alors que les convertisseurs à canaux multiples fonctionnent sur le principe de l'entrelacement parallèle.

3.3.1 Division de la tension d'entrée et ondulation de courant

Contrairement au cas du convertisseur entrelacé parallèle où la répartition de l'état divisé est déterminée par des considérations sur les pertes par conduction, la répartition de la tension U_e répond ici à un critère sur l'ondulation du courant I_s .

Il existe deux configurations possibles pour des valeurs de U_s uniformément réparties. Une division symétrique de la tension continue fixe permet l'obtention d'une redondance pour le niveau $U_e/2$ alors qu'une division asymétrique, indiquée entre parenthèse à la figure 3.10, conduit à un nombre supérieur de niveaux. Cette situation est illustrée à la figure 3.12.

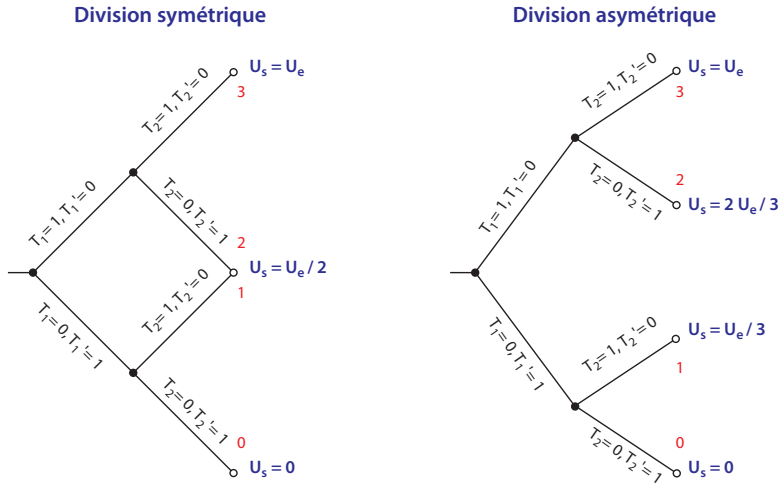


Figure 3.12 – Valeurs possibles de la tension de sortie U_s en fonction de la division de la tension U_e

Un choix entre ces deux solutions peut être fait en comparant les expressions de l'ondulation du courant de sortie dans les deux cas.

Division asymétrique de la tension continue fixe

La tension continue U_o correspond, en régime établi, à la moyenne de la tension instantanée U_s , obtenue par la commutation successive des deux états correspondant aux valeurs instantanées les plus proches de U_o . Ainsi, dans le cas d'une division asymétrique de la tension U_e , une valeur de U_o correspondant à la moitié de la tension U_e est obtenue par la commutation successive et durant des temps égaux des états 1 et 2, correspondant respectivement à des valeurs instantanées de $U_s = U_e/3$ et $U_s = 2U_e/3$.

L'observation de la figure 3.12 montre que l'absence de redondance engendrée par la division asymétrique de la tension U_e crée une égalité entre la fréquence de pulsation des cellules de commutation et la fréquence de l'ondulation du courant, comme l'illustre la partie droite de la figure 3.13. Ainsi, par analogie avec le fonctionnement

d'un convertisseur abaisseur à une seule cellule de commutation [23], il est possible de calculer l'ondulation du courant de sortie sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. Cette relation est donnée par (3.10).

$$\Delta I^{asym} = \begin{cases} \frac{U_e}{L f_p} \frac{1}{3} \left(1 - 3\frac{U_o}{U_e}\right) \left(3\frac{U_o}{U_e}\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left]0; \frac{1}{3}\right[\\ \frac{U_e}{L f_p} \frac{1}{3} \left(2 - 3\frac{U_o}{U_e}\right) \left(3\frac{U_o}{U_e} - 1\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left]\frac{1}{3}; \frac{2}{3}\right[\\ \frac{U_e}{L f_p} \frac{1}{3} \left(3 - 3\frac{U_o}{U_e}\right) \left(3\frac{U_o}{U_e} - 2\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left]\frac{2}{3}; 1\right[\end{cases} \quad (3.10)$$

Une analyse des dérivées de cette expression par rapport à U_o/U_e montre que celle-ci possède trois maximaux, d'une valeur de ΔI_{max}^{asym} pour des valeurs de U_o valant $U_e/6$, $U_e/2$ et $5U_e/6$.

$$\Delta I_{max}^{asym} = \frac{U_e}{12 L f_p} \quad (3.11)$$

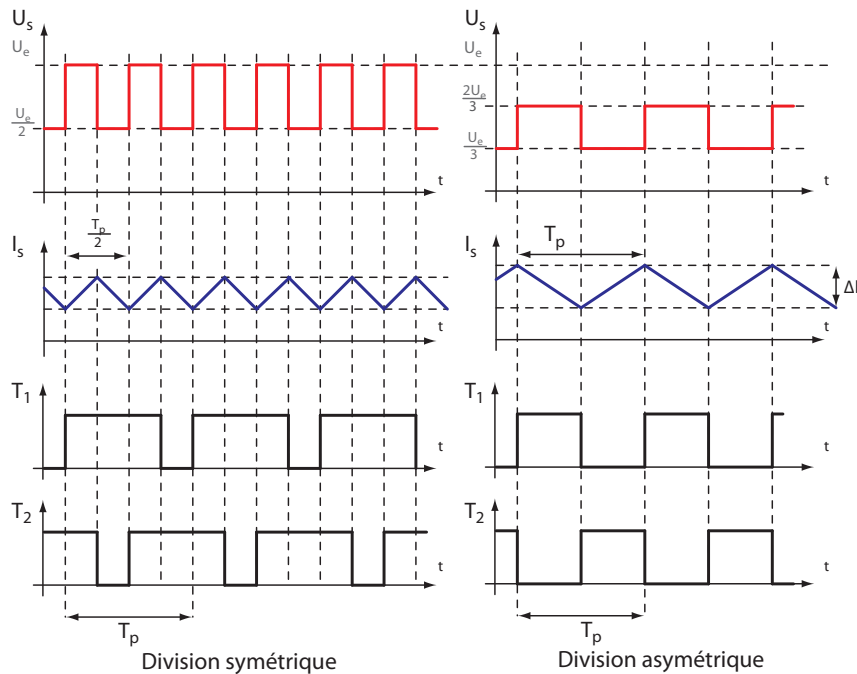


Figure 3.13 – Comparaison des formes d'onde pour des divisions symétrique et asymétrique de la tension U_e

Division symétrique de la tension continue fixe

Dans le cas d'une division symétrique de la tension continue fixe U_e , la redondance permet, à travers une commande adaptée, d'introduire un doublement de la fréquence de l'ondulation du courant I_s . En effet, la valeur instantanée de U_s correspondant à $U_e/2$ peut être atteinte au travers de deux états différents, les états 2 et 3 définis selon la figure 3.12. L'alternance de ceux-ci pour la réalisation de la tension intermédiaire permet de réduire d'autant plus efficacement l'ondulation de courant. Ce mécanisme est illustré par la partie gauche de la figure 3.13.

Une nouvelle fois, par analogie avec le fonctionnement d'un convertisseur à une seule cellule de commutation, il est possible de déterminer l'expression de l'ondulation du courant I_s sur l'entier de la plage de fonctionnement. Celle-ci est donnée par (3.12).

$$\Delta I^{sym} = \begin{cases} \frac{U_e}{L f_p} \frac{1}{2} \left(1 - 2\frac{U_o}{U_e}\right) \left(\frac{U_o}{U_e}\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left[0 ; \frac{1}{2}\right] \\ \frac{U_e}{L f_p} \frac{1}{2} \left(1 - 2\frac{U_o}{U_e}\right) \left(\frac{U_o}{U_e} - 1\right) & \frac{U_o}{U_e} \in \left[\frac{1}{2} ; 1\right] \end{cases} \quad (3.12)$$

Cette expression possède deux maximaux, d'une valeur de ΔI_{max}^{sym} , pour des valeurs de U_o correspondant à $U_e/4$ et $3U_e/4$. La comparaison avec (3.11) montre ainsi que l'ondulation maximale du courant de sortie est inférieure dans le cas d'une division symétrique. Par conséquent, l'utilisation optimale de la topologie présentée à la figure 3.10 passe par une division symétrique de la tension U_e et une utilisation judicieuse de la redondance ainsi créée.

$$\Delta I_{max}^{sym} = \frac{U_e}{16 L f_p} \quad (3.13)$$

Il est intéressant de noter que malgré un nombre inférieur de niveaux, une division symétrique de la tension d'entrée permet une réduction supérieure de l'ondulation de courant, et cela en raison de la redondance. De plus, pour un même nombre de cellule de commutation, une fréquence de pulsation et une tension U_e de même valeur, l'ondulation du courant de sortie est quatre fois moindre dans le cas d'un convertisseur à trois niveaux que dans le cas d'un convertisseur multi-canaux à deux voies de courant présentant des inductances L_{sx} de même valeur (les inductances L_{s1} et L_{s2} de la topologie à canaux multiples sont ici connectées en série pour former l'inductance L_s). Cette meilleure réduction de l'ondulation de courant vis-à-vis du convertisseur entrelacé parallèle permet de réduire l'encombrement lié aux inductances.

En effet, le volume V_L lié à cet élément passif peut être considéré comme étant proportionnel à l'énergie maximale E_{max} qu'il est amené à contenir [38]. Cette proportionnalité est déterminée par les caractéristiques magnétiques du matériau.

$$V_L \propto E_{max} = \frac{1}{2} L I_{max}^2 \quad (3.14)$$

Dans le cas du convertisseur multi-niveaux considéré ici, la valeur maximale I_{max}^{mn} du courant traversant les inductances est donnée par la somme de la valeur continue et de la moitié de l'ondulation maximale du courant I_s .

$$I_{max}^{mn} = I_{DC} + \frac{1}{2} \Delta I_{max} \quad (3.15)$$

En ce qui concerne le convertisseur à multiples canaux, l'ondulation maximale des courants partiels I_{s1} et I_{s2} est deux fois supérieure à l'ondulation maximale du courant I_s , comme le montrent les relations (3.5) et (3.6). Ainsi, la valeur maximale I_{max}^{mc} du courant dans l'une des inductances L_{sx} est donnée par la somme de la moitié de la valeur moyenne et de l'ondulation du courant I_s .

$$I_{max}^{mc} = \frac{1}{2} I_{DC} + \Delta I_{max} \quad (3.16)$$

Comme mentionné précédemment, pour des conditions similaires en terme de tension fixe U_e et de fréquence de pulsation f_p , l'utilisation d'un convertisseur multi-niveaux permet l'emploi d'inductances de valeur quatre fois inférieure, en comparaison de l'utilisation d'un convertisseur multi-canaux, pour garantir la même valeur maximale ΔI_{max} pour l'ondulation du courant I_s .

$$\Delta I_{max}^{mn} = \Delta I_{max}^{mc} \Leftrightarrow L_{mc} = 4 L_{mn} = 4 L \quad (3.17)$$

Ainsi, il est possible à partir des relations (3.14), (3.15), (3.16) et (3.17) de calculer les énergies E_{max}^{mc} et E_{max}^{mn} pour lesquelles dimensionner les inductances.

$$\begin{aligned}
 E_{max}^{mc} &= \frac{1}{2} L_{mc} (I_{max}^{mc})^2 \\
 &= \frac{1}{2} L (I_{DC}^2 + 4 I_{DC} \Delta I_{max} + 4 \Delta I_{max}^2)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned}
 E_{max}^{mn} &= \frac{1}{2} L_{mn} (I_{max}^{mn})^2 \\
 &= \frac{1}{2} L \left(I_{DC}^2 + I_{DC} \Delta I_{max} + \frac{1}{4} \Delta I_{max}^2 \right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

La comparaison de ces deux expressions montre que l'énergie maximale E_{max} à stocker est supérieure dans le cas d'un convertisseur entrelacé parallèle que dans le cas d'un convertisseur entrelacé série, conduisant ainsi à un encombrement supérieur. Cependant, on remarque également que ce surplus d'énergie est dû à la seule ondulation puisqu'une valeur nulle de ΔI_{max} conduit à l'égalité des expressions (3.18) et (3.19).

Il est néanmoins intéressant de noter que cette réduction de l'encombrement lié aux inductances a pour contrepartie l'utilisation de deux condensateurs, au lieu d'un seul, du côté du bus continu fixe, comme le montre la comparaison des figures 3.6 et 3.10. Le gain obtenu sur l'encombrement des inductances au travers de l'utilisation d'un convertisseur multi-niveaux peut donc être compensé, dans certains cas, par la nécessité de l'utilisation de ce second condensateur.

3.3.2 Pertes dans les semi-conducteurs

En ce qui concerne les pertes par conduction, le convertisseur à trois niveaux possède l'inconvénient que les deux cellules de commutation supportent l'entier du courant I_s . Néanmoins, cet inconvénient peut être partiellement, ou totalement, compensé par l'utilisation de semi-conducteurs moins dissipatifs.

En effet, la division de la tension U_e entre les cellules de commutation réduit la tension aux bornes des interrupteurs à l'état bloqué, permettant ainsi l'emploi d'interrupteurs à moindre tension de blocage. La figure 3.14 présente la valeur des résistances de passage de quelques transistors de type MOSFET. Ces données sont extraites du catalogue du fabricant *Infineon*, connu pour ses transistors peu dissipatifs de type *CoolMOS*®. L'observation de cette figure montre une augmentation de la résistance R_{DSon} plus rapide que l'augmentation de la tension de blocage, laissant ainsi présager d'une possible amélioration du rendement. De plus, dans certains cas, la réduction de la tension de blocage nécessaire peut également conduire à un éventuel changement bénéfique de technologie, tel que l'utilisation de transistors de type MOSFET en lieu et place d'IGBTs.

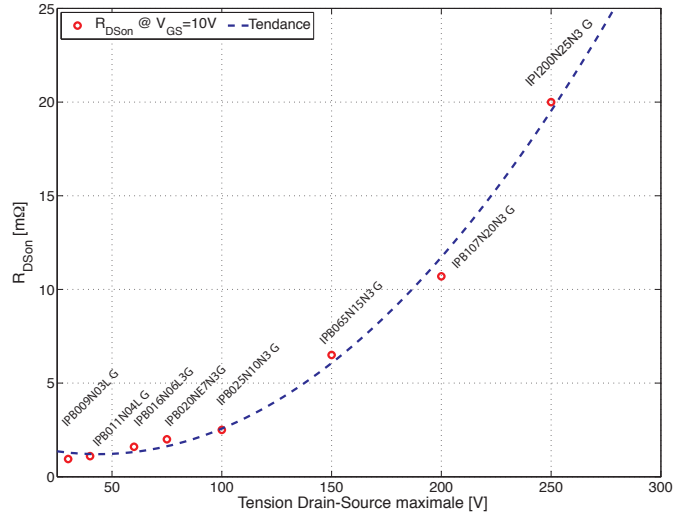


Figure 3.14 – Résistance Drain-Source en fonction de la tension de blocage [39]

3.3.3 Contrôle du convertisseur multi-niveaux

De manière similaire au convertisseur entrelacé parallèle, la stratégie de contrôle du convertisseur multi-niveaux doit permettre non seulement le contrôle de la valeur moyenne du courant I_s mais également assurer la répartition correcte de la tension U_e entre les cellules de commutation. Ainsi, la stratégie de contrôle à adopter doit permettre de contrôler trois états du système : le courant circulant dans l'inductance L_s et les tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 , et ceci malgré la présence de seulement deux paramètres de contrôle indépendants, ξ_1 et ξ_2 .

La tension U_e étant fixée par l'étage de conversion précédent, les tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 ne sont pas indépendantes. Ainsi, en plus du courant I_s , le second état à contrôler peut être choisi comme l'une ou l'autre de ces tensions ou comme la différence de celles-ci, ramenant ainsi le nombre d'états indépendants à contrôler à un nombre égal à celui des paramètres de contrôle. Un choix judicieux consiste à contrôler la différence de tension ΔU définie par (3.20).

$$\Delta U = U_{C_2} - U_{C_1} \quad (3.20)$$

Selon la figure 3.10, les valeurs moyennes des courants I_{e1} et I_{e2} peuvent être exprimées respectivement par (3.21) et (3.22).

$$\langle I_{e1} \rangle = \xi_1 \langle I_s \rangle \quad (3.21)$$

$$\langle I_{e2} \rangle = \xi_2 \langle I_s \rangle \quad (3.22)$$

Ainsi, il est possible d'exprimer les courants moyens circulant dans les condensateurs C_1 et C_2 par (3.23) et (3.24).

$$\begin{aligned} \langle I_{C1} \rangle &= I_e - \langle I_{e1} \rangle \\ &= I_e - \xi_1 \langle I_s \rangle \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} \langle I_{C2} \rangle &= I_e - \langle I_{e2} \rangle \\ &= I_e - \xi_2 \langle I_s \rangle \end{aligned} \quad (3.24)$$

L'évolution temporelle de la différence de tension ΔU est ainsi donnée par (3.25), où apparaissent les deux rapports cycliques ξ_1 et ξ_2

$$\begin{aligned} C \frac{d}{dt} \langle \Delta U \rangle &= C \frac{d}{dt} (\langle U_{C2} \rangle - \langle U_{C1} \rangle) \\ &= \langle I_{C2} \rangle - \langle I_{C1} \rangle \\ &= (\xi_1 - \xi_2) \langle I_s \rangle \end{aligned} \quad (3.25)$$

En accord avec les figures 3.10 et 3.11, la tension U_s peut être exprimée comme la somme des tensions partielles U_{s1} et U_{s2} . Ces tensions peuvent être respectivement exprimées en fonction des rapports cycliques ξ_1 et ξ_2 selon (3.26) et (3.27).

$$\langle U_{s1} \rangle = \xi_1 \frac{U_e}{2} \quad (3.26)$$

$$\langle U_{s2} \rangle = \xi_2 \frac{U_e}{2} \quad (3.27)$$

Par conséquent, l'évolution temporelle de la valeur moyenne du courant I_s peut être exprimée par (3.28). On remarque que le comportement dynamique du courant dépend également des deux rapports cycliques ξ_1 et ξ_2 .

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \langle I_s \rangle &= \langle U_s \rangle - U_o \\ &= U_e \frac{\xi_1 + \xi_2}{2} - U_o \end{aligned} \quad (3.28)$$

L'observation des relations (3.28) et (3.25) montre ainsi que les dynamiques des deux grandeurs à contrôler, $\langle I_s \rangle$ et $\langle \Delta U \rangle = \langle U_{C2} \rangle - \langle U_{C1} \rangle$, dépendent des deux variables de commande, définissant ainsi un système couplé.

Ce couplage entre les deux grandeurs à commander peut être éliminé par une stratégie de contrôle appropriée, telle que celle illustrée à la figure 3.15. Celle-ci présente le schéma de contrôle inversé tiré de la REM de la figure 3.11.

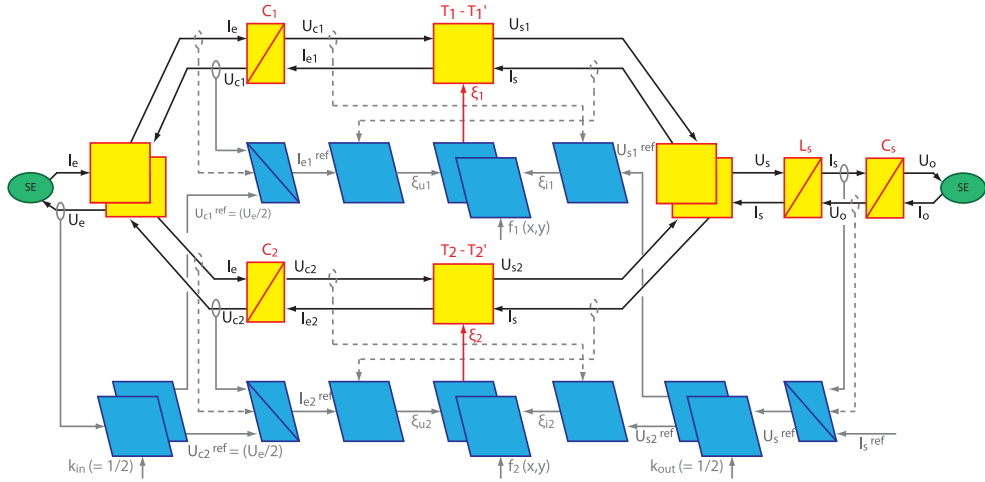


Figure 3.15 – SMI du convertisseur multi-niveaux à deux cellules de commutation

En ce qui concerne le réglage du courant I_s , un régulateur de courant, situé dans le coin inférieur droit, fournit la valeur de référence U_s^{ref} pour la tension U_s . Cette valeur est ensuite uniformément répartie entre les cellules de commutation. En considérant la tension continue fixe parfaitement divisée, $U_{C1} = U_{C2} = U_e/2$, les rapports cycliques ξ_{i1} et ξ_{i2} peuvent être exprimés par (3.31) et (3.32) respectivement.

$$U_{s1}^{ref} = U_s^{ref} / 2 \quad (3.29)$$

$$U_{s2}^{ref} = U_s^{ref} / 2 \quad (3.30)$$

$$\xi_{i1} = \frac{U_{s1}^{ref}}{U_{C1}} = \frac{U_s^{ref}}{U_e} \quad (3.31)$$

$$\xi_{i2} = \frac{U_{s2}^{ref}}{U_{C2}} = \frac{U_s^{ref}}{U_e} = \xi_{i1} = \xi_i \quad (3.32)$$

Concernant le contrôle de la division de la tension U_e , sa valeur est d'abord divisée par deux afin de définir les valeurs de référence U_{C1}^{ref} et U_{C2}^{ref} pour les tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .

$$U_{C1}^{ref} = U_{C2}^{ref} = U_e / 2 \quad (3.33)$$

Ces valeurs de références sont ensuite comparées aux grandeurs mesurées U_{C1} et U_{C2} afin de calculer les erreurs de réglage $\epsilon_{U_{C1}}$ et $\epsilon_{U_{C2}}$, données respectivement par (3.34) et (3.35).

$$\epsilon_{U_{C1}} = U_{C1}^{ref} - U_{C1} = U_e/2 - U_{C1} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{U_{C2}} &= U_{C2}^{ref} - U_{C2} = U_e/2 - U_{C2} \\ &= U_e/2 - (U_e - U_{C1}) \\ &= U_{C1} - U_e/2 \\ &= -\epsilon_{U_{C1}} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Les régulateurs de tension, situés en dessous des condensateurs C_1 et C_2 sur la figure 3.15, présentant des fonctions de transfert similaires, les valeurs de référence pour les courants d'entrée satisfont $I_{e1}^{ref} = -I_{e2}^{ref} = I_e^{ref}$. Ainsi, les rapports cycliques ξ_{u1} et ξ_{u2} peuvent être exprimés par (3.36) et (3.37) respectivement.

$$\xi_{u1} = \frac{I_{e1}^{ref}}{I_s} = \frac{I_e^{ref}}{I_s} = \xi_u \quad (3.36)$$

$$\xi_{u2} = \frac{I_{e2}^{ref}}{I_s} = \frac{-I_e^{ref}}{I_s} = -\xi_u \quad (3.37)$$

Les rapports cycliques ξ_1 et ξ_2 sont ensuite définis par la somme des rapports cycliques issus des réglages de I_s et ΔU , tels que décrits par (3.38) et (3.39), de manière similaire à l'approche présentée dans [40].

$$\xi_1 = \xi_{i1} + \xi_{u1} = \xi_i + \xi_u \quad (3.38)$$

$$\xi_2 = \xi_{i2} + \xi_{u2} = \xi_i - \xi_u \quad (3.39)$$

En insérant ces expressions dans (3.28) et (3.25), on remarque que le couplage entre les grandeurs à commander est effectivement annulé. En effet, les évolutions temporelles du courant I_s et de la différence de tension ΔU ne dépendent plus que de ξ_i et de ξ_u respectivement, assurant ainsi le découplage.

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \langle I_s \rangle &= U_e \frac{\xi_1 + \xi_2}{2} - U_o \\ &= U_e \xi_i - U_o \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} C \frac{d}{dt} \langle \Delta U \rangle &= (\xi_1 - \xi_2) \langle I_s \rangle \\ &= 2\xi_u \langle I_s \rangle \end{aligned} \quad (3.41)$$

Il est intéressant de noter ici que le contrôle de la division de la tension continue fixe U_e n'est possible qu'en raison de la redondance de la tension intermédiaire $U_s = U_e/2$. En effet, la redondance créée par le choix d'une division symétrique engendre un degré de liberté supplémentaire permettant le contrôle de la division de U_e en plus de celui

du courant de sortie. Ainsi, dans le cas d'une division asymétrique ne présentant pas de redondance, la division de la tension d'entrée devrait être assurée par un dispositif externe, tel qu'un diviseur résistif placé en parallèle des condensateurs C_1 et C_2 , conduisant ainsi à une détérioration du rendement.

3.4 Limite de la comparaison

La comparaison des convertisseurs entrelacés série et parallèle à deux cellules de commutation montre une ressemblance significative en ce qui concerne leur fonctionnement. Il existe néanmoins une limite à cette similarité.

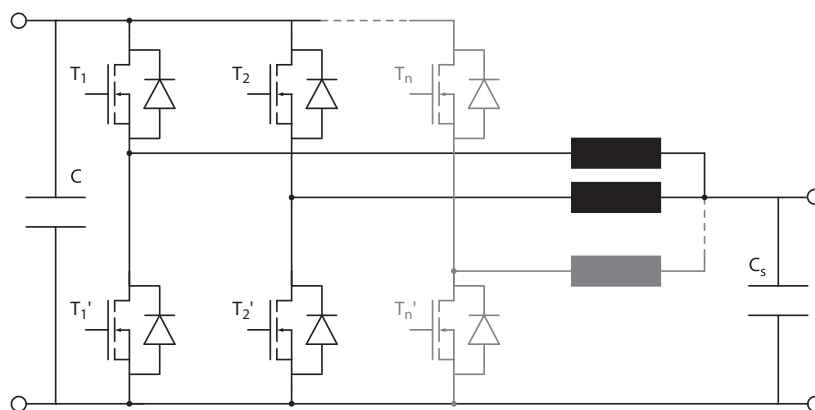


Figure 3.16 – Convertisseur entrelacé parallèle à n cellules de commutation

Dans le cas des convertisseurs entrelacés parallèle, le nombre de cellules de commutation peut être augmenté sans modification du principe de fonctionnement, tel qu'illustré à la figure 3.16. Dans le cas des convertisseurs entrelacés série, il existe une limite de fonctionnement pour des topologies présentant plus de deux cellules de commutation. En effet, comme l'illustre la figure 3.17 pour une topologie à quatre cellules, une boucle de courant indépendante de l'état des transistors peut exister. Dans la cas présent et pour une division symétrique de la tension d'entrée, cette boucle de courant existe pour une tension de sortie U_o inférieure à la moitié de la tension U_e .

La présence d'une telle boucle de courant rend impossible le contrôle de la division de la tension d'entrée. Ce problème peut être résolu en connectant en série des convertisseurs à deux cellules de commutation mais dont les sources d'entrée sont isolées, comme le montre la partie gauche de la figure 3.17. Une telle nécessité rend les convertisseurs entrelacés série présentant plus de deux cellules de commutation inadaptés dans le cas de l'entraînement étudié ici, alors qu'une topologie à multiples canaux reste parfaitement envisageable.

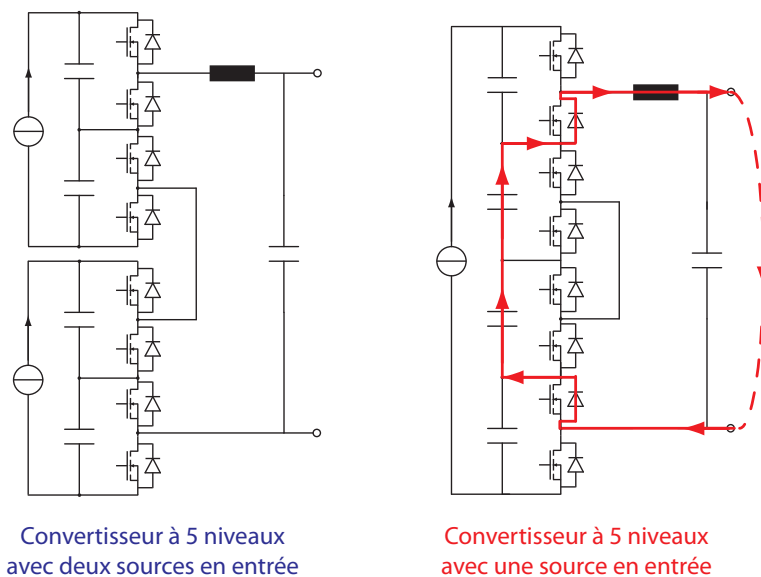


Figure 3.17 – Limitation des convertisseurs entrelacés série

3.5 Conclusion

L'étude formelle de la topologie multi-niveaux, basée sur la représentation énergétique macroscopique, a permis de mettre en évidence la grande similarité qui existe entre son fonctionnement et celui de la solution plus communément rencontrée qu'est le convertisseur entrelacé parallèle. L'étude de cette topologie a également permis de démontrer la supériorité de la division symétrique de la tension U_e vis-à-vis d'une répartition asymétrique. En effet, malgré un nombre inférieur de valeurs instantanées pour la tension U_s , cette solution conduit à une meilleure réduction de l'ondulation de courant. De plus, cette solution permet de contrôler la répartition de la tension U_e sans circuits résistifs supplémentaires. Ces deux propriétés de la division symétrique sont dues à la redondance de l'état intermédiaire $U_s = U_e/2$. Cette caractérisation de l'influence de la division de la tension continue fixe U_e , aussi bien sur l'ondulation du courant que sur des aspects liés au contrôle, ainsi que l'utilisation de la représentation énergétique macroscopique (REM) et du schéma de contrôle inversé (SMI) pour décrire la topologie multi-niveaux sont deux des contributions originales de ce travail de thèse.

Une autre contribution est la démonstration de l'éventuelle diminution du volume des inductances que l'utilisation d'une commande appropriée du convertisseur multi-niveaux considéré ici rend possible, ceci en comparaison de l'utilisation d'un convertisseur entrelacé parallèle. Etablie à la section 3.3.1, cette propriété du convertisseur entrelacé série laisse présager d'une intégration plus aisée du convertisseur continu-continu intermédiaire dans l'ensemble de l'entraînement haute vitesse considéré ici.

Cependant, l'utilisation d'un convertisseur multi-niveaux nécessite un second condensateur du côté du bus continu fixe, pouvant conduire à une possible compensation du gain sur l'encombrement lié aux inductances. Une seconde contre-partie est une complexité légèrement supérieure au niveau du contrôle. En effet, le convertisseur entrelacé série nécessite au moins un capteur de courant et un capteur de tension. Dans le cas d'un convertisseur entrelacé parallèle, un seul capteur de courant peut être utilisé, la répartition correcte du courant I_s à travers les cellules pouvant être assurée par l'utilisation d'une électronique de commande numérique de haute précision, tel que démontré dans [32].

Par conséquent, l'étude présentée dans ce chapitre ne permet pas, dans le contexte de la haute vitesse, un choix définitif de l'une ou l'autre des topologies étudiées. En effet, au regard de la grande complexité des conséquences des paramètres de conception (fréquence de pulsation, valeur des éléments passifs, choix des semi-conducteurs, etc..) sur les performances (pertes par commutation ou par conduction, pertes magnétiques dans les inductances ou ohmiques dans les condensateurs, encombrement lié aux éléments de refroidissement, etc..), seule une approche basée sur une optimisation multi-critères, s'appuyant sur une modélisation fine des différents phénomènes évoqués ici, peut permettre un tel choix. Une telle optimisation, présentée dans [38] dans le cas d'un convertisseur élévateur, dépasse largement le cadre de ce travail de thèse dédié à l'étude des entraînements haute vitesse. Néanmoins, un tel travail est nécessaire à la conception d'un entraînement performant puisque, dans un tel cas, le convertisseur continu-continu assurant la fonction de modulation présente le nombre le plus important de degrés de liberté quant à sa conception et possède ainsi une influence considérable sur les performances, notamment énergétiques, de l'entier de l'électronique de commande.

Troisième partie

Contrôle sans capteurs de l'entraînement haute vitesse

Mesure indirecte de la position et de la vitesse

Les chapitres précédents permettent de définir une structure appropriée de l'électronique de commande, depuis les bornes de la machine haute vitesse jusqu'au bus continu à tension fixe. La seconde partie de ce document est quant à elle dédiée à des aspects liés au contrôle de la machine et commence avec le présent chapitre traitant de la mesure indirecte des grandeurs mécaniques de l'entraînement que sont la position et la vitesse du rotor.

4.1 Mesures directe et indirecte des grandeurs mécaniques

La commande optimale définie sous 1.3 nécessite l'imposition d'un courant statorique présentant un décalage angulaire défini vis-à-vis de la tension induite. La connaissance de la phase de cette tension, et ainsi la connaissance de la position θ du rotor, est par conséquent un impératif. Pour la majorité des entraînements, cette information est délivrée par des capteurs dits directs. Ces capteurs, pouvant être, entre autres, des sondes de Hall ou des encodeurs optiques, se présentent sous la forme de composants physiques discrets devant être montés à proximité ou même à l'intérieur de la machine.

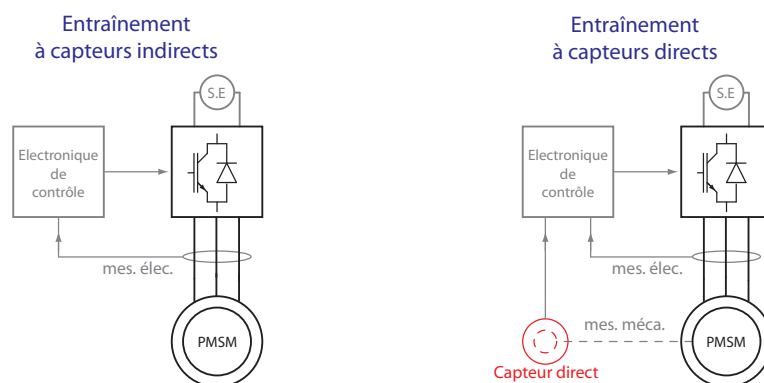


Figure 4.1 – Entraînements à mesure indirecte et directe des grandeurs mécaniques

Par opposition, les capteurs indirects des grandeurs mécaniques sont basés sur la seule utilisation de l'information contenue dans les grandeurs électriques, comme illustré à la figure 4.1. Les entraînements utilisant de telles stratégies de mesures de la position et de la vitesse ne nécessitent par conséquent aucun capteur mécanique et sont ainsi parfois abusivement distingués par le terme de « sans capteurs ». Cette désignation doit ainsi être comprise comme l'abréviation de « sans capteurs directs », la connaissance des grandeurs mécaniques étant nécessaire à tout contrôle d'un entraînement.

Dans le contexte de la haute vitesse, l'ajout de capteurs directs possède un impact sur la conception et les performances de l'entraînement. En effet, l'ajout de composants supplémentaires augmente les coûts et diminue la fiabilité de l'ensemble de l'entraînement. De plus, l'utilisation de capteurs directs peut également entraîner un allongement du rotor et poser des problèmes de stabilité mécanique [41]. Pour ces différentes raisons, l'utilisation de capteurs directs de position et de vitesse n'est généralement pas souhaitable pour la commande de machine haute vitesse. Ainsi, le développement de capteurs indirects des grandeurs mécaniques est un sujet de recherche actif dans le domaine des entraînements de hautes performances depuis plusieurs années maintenant [22].

Une catégorie très répandue de capteurs indirects est celle des capteurs basés sur l'anisotropie magnétique de la machine. Cette anisotropie peut être due à l'évolution des circuits magnétiques avec la position dans le cas de machines à pôles saillants. Des informations sur la position rotorique de la machine peuvent également être extraites de l'état de saturation du circuit magnétique vue par chacune des phases [20]. L'état de saturation est déterminé par l'étude de la réponse de la machine à l'injection de signaux de forme définie. Ces stratégies possèdent l'avantage de fonctionner à vitesse nulle et d'ainsi permettre la connaissance de la position de la machine à l'arrêt. Cependant, ces solutions sont mal adaptées aux machines haute vitesse [42].

La suite de ce chapitre est dédiée à l'étude de l'adéquation d'autres stratégies communément rencontrées avec les résultats présentés aux chapitres précédents. L'exploitation des spécificités des commandes en 120° et 180° de l'onduleur de tension y est décrite de manière détaillée.

4.2 Mesure indirecte pour une commande en 120°

L'étude de (1.7) montre que la tension induite contient une information sur la position du rotor, ceci pour autant que la vitesse de rotation soit non nulle. Cette observation est à la base de la majorité des stratégies de mesure de position sans capteurs directs.

Dans le cas d'une commande en 120° de l'onduleur de tension, il est montré au chapitre 2, au travers de (2.12), que la tension statorique n'est pas imposée seulement par l'étage d'interface machine mais possède également une composante liée directement

aux tensions induites de la machine. Ainsi, l'information sur la position contenue dans ces dernières est accessible relativement aisément au travers de l'étude des tensions statoriques. La majorité des entraînements sans capteurs décrits dans la littérature et utilisant une commande en 120° décrivent l'une des deux stratégies présentées ci-dessous et mettant à profit cette spécificité d'une alimentation à deux phases ON.

4.2.1 Mesure de la position par intégration de la tension statorique

L'un des capteurs indirects de position les plus répandus est celui basé sur l'intégration de la tension statorique, [11, 12, 17]. Cette méthode s'appuie sur le raisonnement suivant. L'expression du flux vu par l'une des phases est donnée par (4.1).

$$\begin{aligned}\Psi_{st}(t) &= \int U_{st}(t) dt \\ &= \int \left(R_{st}I_{st}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st}(t) + U_p(t) \right) dt \\ &= R_{st} \int I_{st}(t) dt + L_{st}I_{st}(t) + \Psi_r(t)\end{aligned}\quad (4.1)$$

Lorsqu'il est possible de négliger la contribution du courant statorique, donnée par les deux premiers termes de (4.1), le flux rotorique Ψ_r peut être considéré comme suffisamment proche du flux statorique Ψ_{st} .

$$\Psi_r(t) \simeq \Psi_{st}(t) \Leftrightarrow \left| L_{st}I_{st}(t) + R_{st} \int I_{st}(t) dt \right| \ll |\Psi_r(t)| \quad (4.2)$$

Dans un tel cas, les valeurs instantanées des flux rotoriques dans les trois enroulements peuvent par conséquent être approximativement déduites de la mesure et de l'intégration des tensions statoriques.

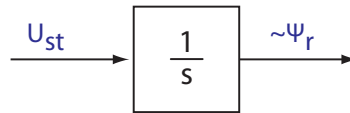


Figure 4.2 – Approximation des flux rotoriques par intégration des tensions statoriques

Une fois les valeurs de $\Psi_{r1,2,3}$ connues, les instants de commutation des transistors de l'onduleur de tension, commandé selon la stratégie de contrôle optimale représentée à la figure 2.20 pour une commande en 120°, peuvent être déterminés par la polarité des flux rotoriques ainsi approximés. La figure 4.3 illustre cela. En effet, le flux rotorique Ψ_r présentant un déphasage arrière de 90° vis-à-vis de la tension induite U_p , les passages par zéro du flux rotorique vu par une phase correspondent aux instants de commutation des transistors de la branche de l'onduleur associée à la phase précédente.

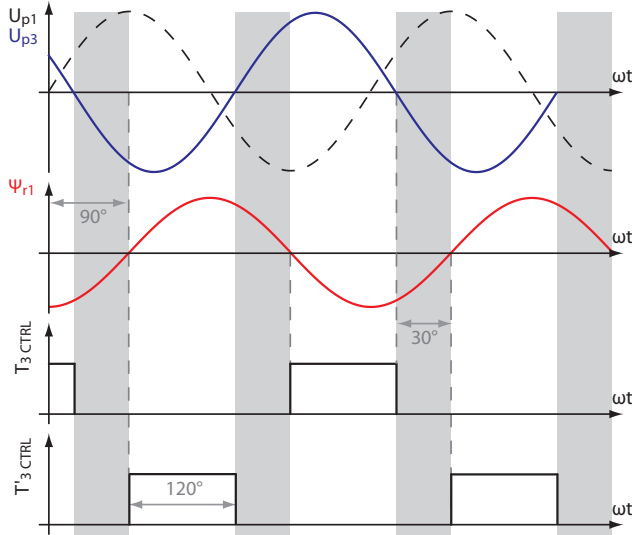


Figure 4.3 – Détermination des instants de commutation par la polarité du flux rotorique

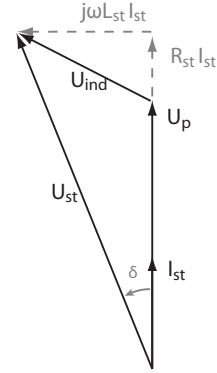


Figure 4.4 – Diagramme vectoriel en fonctionnement moteur

Cependant, la validité de ce capteur de position est limitée aux moteurs peu inductifs pour lesquels l'approximation (4.2) est valide. Dans le cas d'un courant statorique en phase avec la tension induite, l'observation de la figure 4.4 montre que la tension statorique présente une différence de phase δ avec la tension induite, ceci en raison du terme inductif $j\omega L_{st} I_{st}$. Cette différence de phase se retrouvant entre les flux statorique et rotorique, l'utilisation d'un tel capteur indirect conduit à une erreur structurelle sur la position donnée par (4.3), [12].

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{L_{st}\hat{I}_{st}}{\psi_e}\right) \quad (4.3)$$

Ainsi, la simplicité de ce capteur indirect est compensée par la restriction de son domaine de validité. Par souci de généralité, cette solution n'est pas retenue pour le contrôle de l'entraînement considéré ici.

4.2.2 Mesure de la position par la polarité des tensions induites

Une seconde méthode de mesure indirecte de la position, également largement répandue, est basée sur la mesure de la polarité des tensions induites. Cette méthode est décrite de manière détaillée dans [20]. Comme le montre la figure 2.20, dans le cas d'une commande optimale, les passages par zéro des tensions induites ont lieu lorsque le courant statorique est identiquement nul, ceci en raison de l'absence d'interrupteurs à l'état passant dans la branche correspondante de l'onduleur. Ainsi, la tension aux bornes de l'impédance statorique est également nulle, impliquant l'identité des tensions

statoriques et induites durant ces périodes de non-conduction.

$$U_{st}(t) = U_p(t) \Leftrightarrow R_{st}I_s + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st} = 0 \Leftrightarrow I_{st} \equiv 0 \quad (4.4)$$

Pendant les phases de non-conduction, la polarité de la tension induite est donc directement disponible par mesure de la tension statorique. Ainsi, la commande optimale du moteur définie au chapitre précédent se traduit par l'implémentation d'un délai de 30° entre la détection du changement de polarité de la tension induite et la commutation des transistors de l'onduleur de tension, comme le montre la figure 4.5.

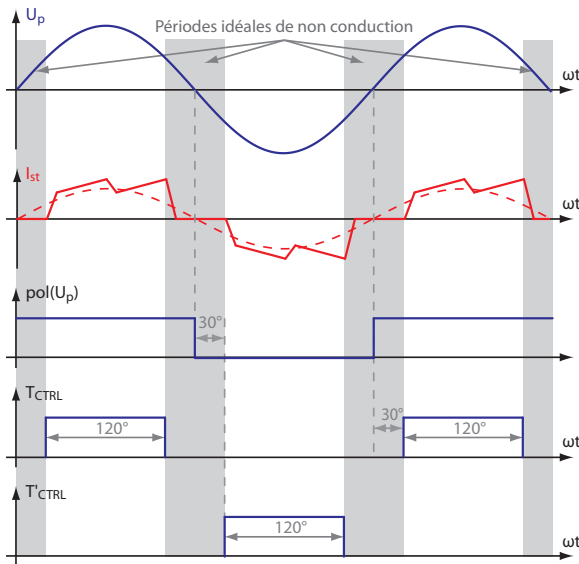


Figure 4.5 – Détermination des instants de commutation par la polarité de la tension induite

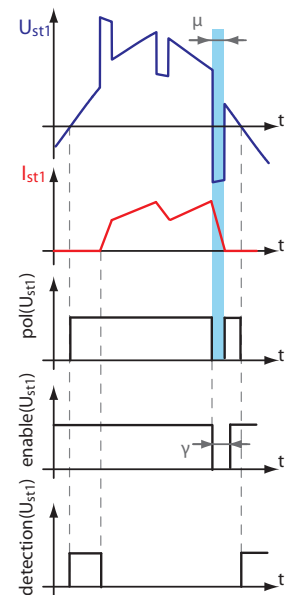


Figure 4.6 – Illustration de la stratégie de masquage

Néanmoins, les périodes de non-conduction ne correspondent pas exactement à l'absence de transistors à l'état passant dans la branche associée de l'onduleur. En effet, la continuité du courant statorique imposée par le comportement inductif des phases conduit au mécanisme d'extinction du courant décrit par les figures 2.17 et 2.18. Durant les transitions à trois phases ON, la tension statorique est déterminée par la tension du bus continu et change ainsi de signe, tel qu'illustré à la figure 4.6. Bien que ce changement de polarité survienne alors qu'aucun transistor n'est enclenché dans la branche associée de l'onduleur, celui-ci ne correspond pas au passage par zéro de la tension induite et doit ainsi être ignoré.

Ce problème peut être résolu à l'aide d'une stratégie de masquage adaptée, telle qu'illustrée à la figure 4.6. Le changement de polarité non désiré étant provoqué par la commutation de l'onduleur de tension, il est possible de définir un signal d'autorisation,

noté *enable* sur la figure 4.6, de la détection des changements de polarité des tensions induites. Ce signal prend la valeur logique 0 au moment de l’extinction du transistor de la branche dont le changement de polarité est attendu, et ceci pour un angle γ supérieur à l’angle d’extinction μ . Une fois le courant statorique éteint, la polarité de la tension statorique correspond à la polarité de la tension induite et le changement de polarité de cette dernière peut être détecté sans plus de considérations.

En conséquence, lorsque l’angle d’extinction du courant μ est inférieur à 30° , ce capteur indirect de position permet, en opposition à la stratégie basée sur l’intégration des tensions statoriques, une mesure sans erreur structurelle de la position.

$$\Delta\theta = 0 \Leftrightarrow \mu < 30^\circ \tag{4.5}$$

Ainsi, afin de s’assurer du bon fonctionnement du capteur indirect de position, il est nécessaire de connaître la valeur de l’angle d’extinction μ . Cette connaissance permet de déterminer la plage de fonctionnement possible de ce capteur indirect pour un moteur donné ou de dimensionner un moteur de manière à ce que son point de fonctionnement nominal soit compris dans la zone de fonctionnement du capteur indirect, rendant aisé le calcul de l’angle γ à implémenter.

La dépendance de l’angle d’extinction μ aux paramètres du moteur ainsi qu’à son point de fonctionnement peut être caractérisée. Une méthode appropriée est présentée dans l’annexe A. Basée sur un modèle numérique de la machine introduit dans [21], elle permet l’obtention de la forme du courant pour une commande en 120° .

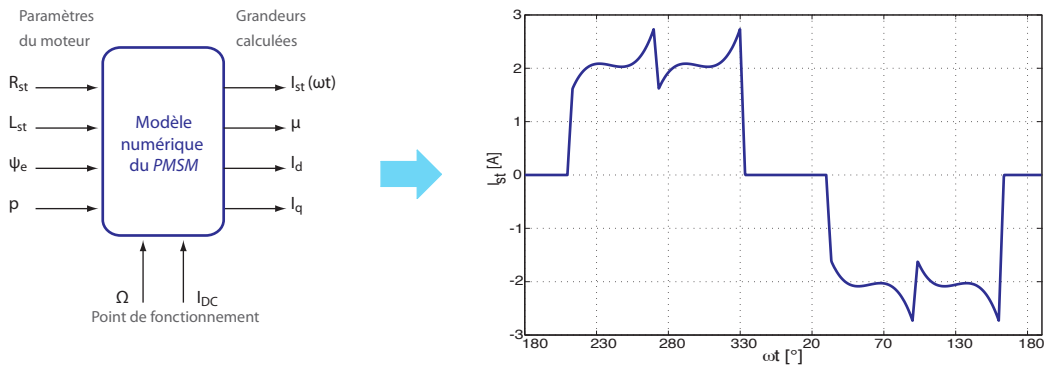
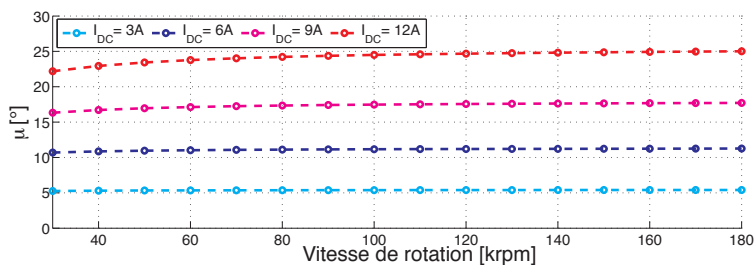


Figure 4.7 – Modélisation numérique du moteur synchrone à aimants permanents

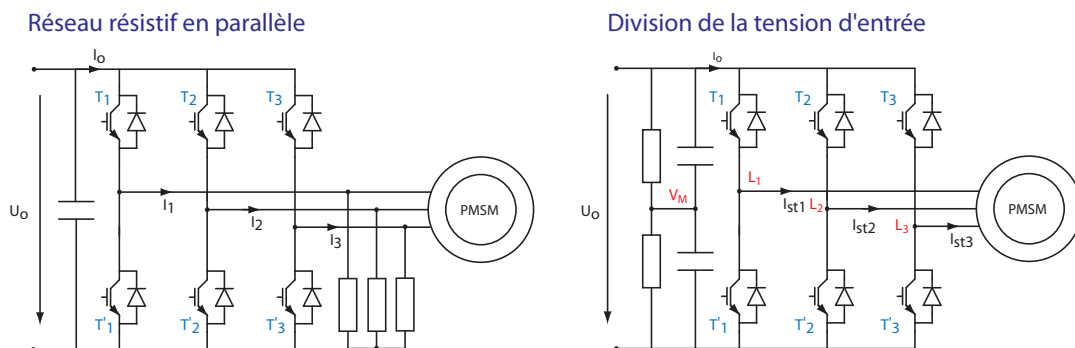
La figure 4.8 montre l’évolution de l’angle d’extinction μ avec le point de fonctionnement dans le cas de la machine B. On observe que la dépendance de cet angle à la vitesse est très faible. En revanche, la valeur du courant continu I_{DC} en entrée de l’onduleur possède une grande influence sur la valeur de l’angle d’extinction.


 Figure 4.8 – Variation de l'angle μ avec le point de fonctionnement

L'observation de la figure précédente montre que l'obtention d'une erreur nulle pour la mesure indirecte de la position est possible sur une large plage de fonctionnement au travers de la méthode discutée ici. Celle-ci présente ainsi un caractère plus universel en comparaison de la stratégie basée sur l'intégration de la tension induite. Son utilisation a par conséquent été privilégiée dans ce document. La suite de cette section présente les détails de sa réalisation ainsi que son extrapolation à la mesure indirecte de la vitesse de rotation.

4.2.3 Détection des passages par zéro des tensions induites

Afin de détecter les changements de polarité des tensions induites, la mesure des tensions statoriques est nécessaire. Néanmoins, le point neutre de la majorité des moteurs synchrones n'est pas accessible depuis l'extérieur, rendant impossible une mesure immédiate de ces tensions. Il existe toutefois plusieurs solutions permettant de pallier à ce problème.


 Figure 4.9 – Reconstruction du point neutre et division de la tension U_o

La première de ces solutions est la connexion d'un réseau de résistances de grande valeur, connectées en étoile, tel qu'illustré par la partie gauche de la figure 4.9. Ces résistances étant connectées en parallèle des phases du moteur, les tensions à leurs

bornes sont par définition identiques aux tensions statoriques. Cette solution présente néanmoins l'inconvénient de créer une voie de courant dans une phase du moteur lorsqu'aucun interrupteur de la branche associée de l'onduleur n'est passant, rendant ainsi impossible la stricte vérification de (4.4).

Une seconde solution possible est la division par deux de la tension U_o en entrée de l'onduleur, comme l'illustre la partie droite de la figure 4.9. Bien que les tensions entre les points $L_{1,2,3}$ et V_M ne soient pas strictement identiques aux tensions statoriques, leurs changements de polarité surviennent simultanément. En effet, dans le cas d'un moteur ne présentant pas d'asymétrie dans sa construction, la somme des tensions induites est nulle. Ainsi, le changement de polarité de la tension induite U_{p1} se traduit par des valeurs opposées pour les tensions U_{p2} et U_{p3} .

$$\left. \begin{array}{l} 0 = U_{p1} + U_{p2} + U_{p3} \\ 0 = U_{p1} \end{array} \right\} \Rightarrow U_{p2} = -U_{p3} \quad (4.6)$$

Par conséquent, une valeur nulle de la tension induite U_{p1} signifie également des valeurs opposées pour les tensions statoriques U_{st2} et U_{st3} , les phases deux et trois étant parcourues par le même courant lorsque la première phase est laissée flottante, conformément à la figure 4.10.

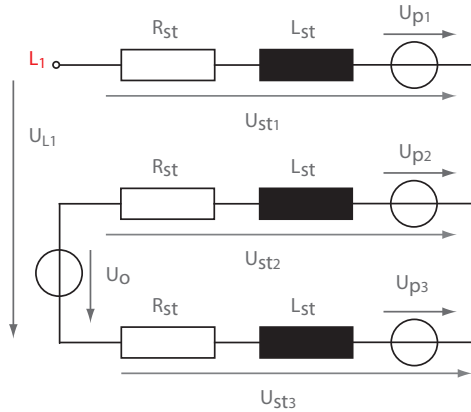


Figure 4.10 – Schéma équivalent de la configuration (c)

$$U_{st2} = R_{st}I_{st} + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st} + U_{p2} \quad (4.7)$$

$$U_{st3} = -\left(R_{st}I_{st} + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st}\right) + U_{p3} = -U_{st2} \quad (4.8)$$

Le potentiel du point L_1 par rapport à la référence du bus continu prend donc effectivement la valeur de $U_o/2$ lorsque la tension induite U_{p1} s'annule, comme le montre

l'étude de la figure 4.10 permettant l'obtention des relations suivantes.

$$U_o = U_{st2} - U_{st3} = 2 U_{st2} \Rightarrow U_{st2} = \frac{1}{2} U_o \quad (4.9)$$

$$U_{L1} = U_o - U_{st2} + U_{p1} = \frac{1}{2} U_o \Leftrightarrow U_{p1} = 0 \quad (4.10)$$

Contrairement à la reconstruction des tensions statoriques à l'aide d'un réseau résistif, cette solution possède l'avantage d'empêcher la circulation d'un courant dans une phase laissée flottante, garantissant ainsi la validité de (4.4). Les changements de polarités des tensions induites peuvent donc être détectés en étudiant le signe de la différence de potentiel entre les points V_M et $L_{1,2,3}$.

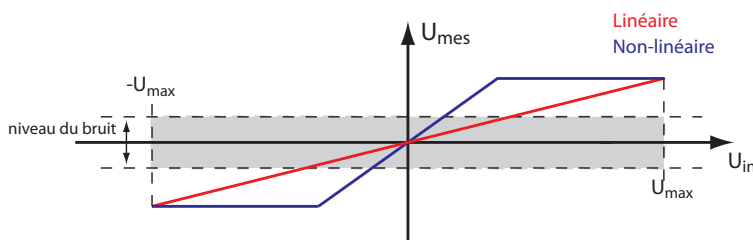


Figure 4.11 – Mise à l'échelle des tensions mesurées

A vitesse nominale, les tensions U_{Lx} atteignent plusieurs centaines de volts. Il est donc nécessaire de ramener l'amplitude des signaux étudiés à un niveau compatible avec la tension d'alimentation de l'électronique de contrôle, ceci afin d'éviter la destruction de cette dernière. La précision de la détection des passages par zéro est ainsi limitée par des problèmes de bruit. Par conséquent, et parce que seule la polarité des tensions est utilisée ici, il est préférable d'effectuer une mise à l'échelle fortement non-linéaire. En effet, comme le montre la figure 4.11, une telle stratégie permet de garder le rapport signal sur bruit aussi élevé que possible aux alentours des passages par zéro.

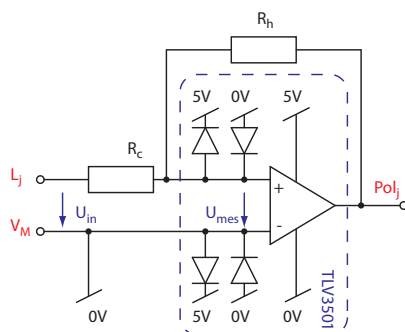


Figure 4.12 – Circuit de détection des passages par zéro des tensions induites

La figure 4.12 présente un circuit, décrit dans [43], permettant la détection précise des passages par zéro des tensions induites. Cette solution possède l'avantage de maximiser le rapport signal sur bruit aux alentours des changements de polarité. Pour une tension U_{in} comprise dans la plage d'alimentation de l'électronique de contrôle, le facteur de mise à l'échelle est unitaire. Lorsque la différence de potentiel entre les points V_M et $L_{1,2,3}$ sort de cette plage, la tension U_{mes} est limitée aux tensions d'alimentation par la mise en conduction des diodes. Dans ce cas, la différence de tension est assumée par la résistance R_c dont la valeur doit être élevée, plusieurs dizaines de kilo-Ohm, afin de limiter le courant correspondant.

Néanmoins, à très faible vitesse, les tensions en jeu sont inférieures au niveau de bruit et leur polarité ne peut être déterminée. Il existe donc une vitesse limite Ω_c en dessous de laquelle l'amplitude des tensions induites est insuffisante pour déterminer leur polarité. Cette vitesse limite doit être aussi faible que possible afin de permettre le démarrage du moteur en boucle fermée.

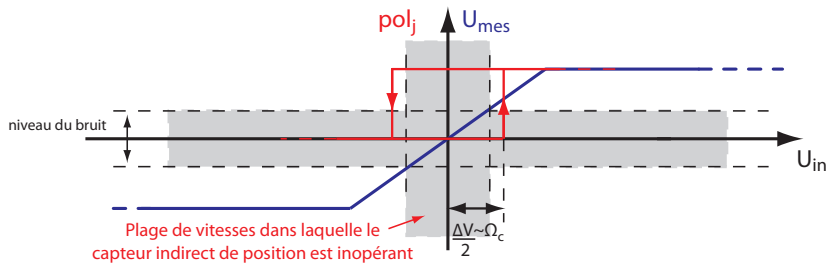


Figure 4.13 – Illustration du concept de vitesse critique

La valeur de la vitesse Ω_c est liée à la valeur ΔV de l'hystérèse ajoutée au circuit de détection dans le but d'éviter les phénomènes de rebond créés par le bruit, comme l'illustre la figure 4.13. Par conséquent, la vitesse limite Ω_c à partir de laquelle le capteur indirect de position est opérant peut être définie comme la vitesse correspondant à une tension induite d'une amplitude égale à la valeur ΔV de l'hystérèse, tel qu'exprimé par la relation (4.11).

$$\Omega_c = \frac{\Delta V}{2 p \psi_e} \quad (4.11)$$

Il est à noter ici que la valeur de l'hystérèse doit être supérieure au niveau du bruit, comme le montre la figure 4.13. Cependant, une valeur de quelques centaines de millivolts pour ΔV conduit à une vitesse critique de l'ordre de 1% de la vitesse nominale de la machine témoin B présentée en annexe, rendant ainsi quasi nulle l'influence du bruit sur le fonctionnement du capteur indirect de position.

La nécessité de la présence d'une hystérèse en raison du bruit a pour autre conséquence de créer une légère erreur dans la mesure de la position. En effet, le changement de polarité de la tension induite n'est détecté qu'une fois que la tension U_{in} atteint la valeur de l'hystérèse. L'erreur sur la mesure de la position est donc donnée par (4.12).

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{\Delta V}{2 p \Omega \psi_e}\right) \quad (4.12)$$

A vitesse nominale et pour une hystérèse de l'ordre de quelques centaines de millivolts, cette erreur est de l'ordre du dixième de degré et est par conséquent tout à fait négligeable.

4.2.4 Capteur indirect de vitesse

La détection des changements de polarité de la tension induite contient également une information sur la vitesse de rotation du moteur. En effet, le temps séparant deux changements de polarité consécutifs correspond à un sixième de la période fondamentale. Ainsi, la vitesse de rotation du moteur est donnée de manière triviale par (4.13), où T_{ZC} symbolise le temps séparant deux passages par zéro consécutifs.

$$\Omega = \frac{2 \pi}{6 p T_{ZC}} \quad (4.13)$$

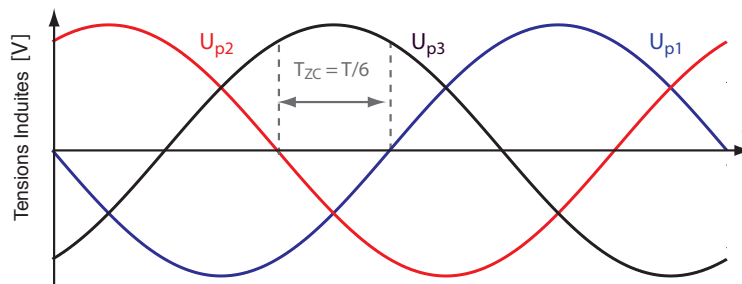


Figure 4.14 – Principe de fonctionnement du capteur indirect de vitesse

La simplicité de ce capteur indirect de vitesse a pour contrepartie sa sensibilité aux imperfections du moteur et aux erreurs de mesure [20]. En effet, cette relation n'exprime rien d'autre que le calcul de la vitesse par différentiation de la position. De plus, l'inversion de la valeur du temps T_{ZC} séparant deux passages par zéro consécutifs rend cette approche d'autant plus imprécise pour les vitesses de rotation élevées.

Afin de réduire la sensibilité de ce capteur indirect de vitesse, une approche basée sur les moindres carrés est proposée. La vitesse Ω du moteur est considérée comme constante et égale à $\hat{\Omega}$ lors des N dernières mesures de T_{ZC} , N étant le nombre de mesures pour lesquelles cette hypothèse peut être considérée comme valide. Ainsi, chaque mesure peut être exprimée par (4.14).

$$\hat{\Omega} = \Omega[i] + \epsilon[i] \quad i \in [1 : N] \quad (4.14)$$

La valeur optimale de $\hat{\Omega}$ est celle permettant de minimiser la somme du carré des erreurs $\epsilon[i]$. Cette somme est donnée par (4.15)

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N (\epsilon[i])^2 &= \sum_{i=1}^N (\hat{\Omega} - \Omega[i])^2 \\ &= \sum_{i=1}^N (\hat{\Omega}^2 - 2\hat{\Omega}\Omega[i] + \Omega[i]^2) \\ &= N\hat{\Omega}^2 - 2\hat{\Omega} \sum_{i=1}^N (\Omega[i]) + \sum_{i=1}^N (\Omega[i]^2) \end{aligned} \quad (4.15)$$

La valeur optimale de $\hat{\Omega}$ correspondant à celle permettant d'annuler la dérivée de la somme du carré des erreurs, cette valeur est donnée par la moyenne des N dernières mesures de la vitesse obtenue par l'application de (4.13)

$$\frac{d}{d\hat{\Omega}} \sum_{i=1}^N (\epsilon[i])^2 = 2N\hat{\Omega} - 2 \sum_{i=1}^N (\Omega[i]) = 0 \Leftrightarrow \hat{\Omega} = \overline{\Omega[i]} \quad (4.16)$$

Le nombre de mesures utilisées pour le calcul de la vitesse de rotation doit être adapté à la dynamique de l'entraînement considéré. En effet, la bande passante du capteur indirect ainsi défini est inversement proportionnelle à N . Cependant, afin de diminuer la sensibilité de la mesure indirecte de vitesse aux imperfections du moteur, il est préférable de choisir un multiple de six pour la valeur de N . En effet, sous l'hypothèse que les erreurs de mesure engendrées par les imperfections du moteur et de la mesure de la polarité des tensions induites sont constantes dans le temps, un tel choix permet, pour une vitesse fixe, l'obtention d'une mesure dépourvue d'oscillations. Cette mesure sera néanmoins biaisée de la moyenne des différentes erreurs liées aux imperfections du moteur et du système de détection des passages par zéro.

4.3 Mesure indirecte pour une commande en 180°

De manière similaire au cas du fonctionnement à l'aide d'une alimentation à deux phases ON, la connaissance de la phase des tensions induites est nécessaire à l'imposition d'un courant respectant le critère d'optimalité du couple pour un fonctionnement à l'aide d'une commande en 180°. Contrairement à la commande en 120°, exploitée seulement en fonctionnement moteur, la détection directe des changements de polarité des tensions induites n'est pas possible avec une commande en 180°, compatible avec les deux modes de fonctionnement. Par conséquent, une approche différente est nécessaire dans le cas d'un fonctionnement en génératrice en ce qui concerne la mesure indirecte de la position.

En plus des stratégies basées sur l'anisotropie de la machine et des stratégies présentées plus haut, l'information sur la position peut également être extraite par la mesure des grandeurs statoriques et de l'utilisation d'un observateur mathématique de la machine. Une telle approche est décrite dans de nombreuses publications [44–47]. Selon la classification présentée dans [48], la solution décrite dans la suite de cette section s'inscrit dans la catégorie des capteurs indirects basé sur le modèle fondamental de la machine.

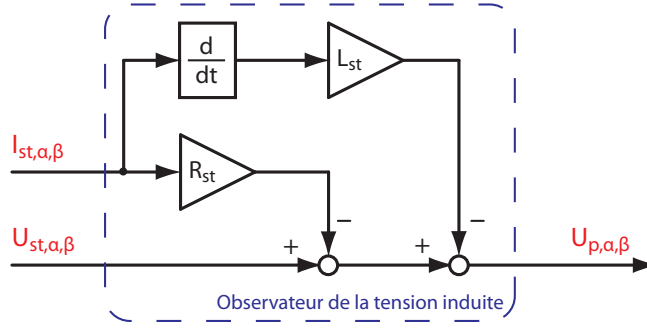
4.3.1 Calcul du flux rotorique

Aux trois tensions statoriques, exprimées dans le domaine temporel par (1.8), on peut associer un phaseur spatial \underline{U}_{st}^s dans le référentiel fixe. Les composantes de ce phaseur selon les axes α et β sont données respectivement par (4.17) et (4.18).

$$\begin{aligned} U_{st,\alpha}(t) &= R_{st}I_{st,\alpha}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st,\alpha}(t) + U_{p,\alpha}(t) \\ &= R_{st}I_{st,\alpha}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st,\alpha}(t) - \omega\psi_e\sin(\theta) \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} U_{st,\beta}(t) &= R_{st}I_{st,\beta}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st,\beta}(t) + U_{p,\beta}(t) \\ &= R_{st}I_{st,\beta}(t) + L_{st}\frac{d}{dt}I_{st,\beta}(t) + \omega\psi_e\cos(\theta) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Par conséquent, sous réserve de la connaissance des paramètres R_{st} et L_{st} , des grandeurs proportionnelles au sinus et au cosinus de la position angulaire $\theta = \omega t$ peuvent être extraites de la mesures des tensions et des courants statoriques. Comme l'illustre le diagramme structurel de la figure 4.15, ces grandeurs correspondent respectivement aux composantes réelle et imaginaire du phaseur spatial $\underline{U}_p^s(t)$ associé aux tensions induites dans le référentiel fixe.


 Figure 4.15 – Diagramme structurel de la reconstruction du phaseur spatial \underline{U}_p^s

Bien que cette approche soit mathématiquement correcte, sa réalisation peut s'avérer problématique. En effet, l'observation de la figure 4.15 et des relations (4.17) et (4.18) montre que l'implémentation de la dérivation temporelle des courants statoriques est nécessaire, pouvant entraîner des problèmes de causalité et de sensibilité au bruit de mesure.

Ce problème peut être résolu en ne se basant plus sur les tensions induites mais sur les flux rotoriques. En effet, ceux-ci correspondant aux primitives des tensions induites, la dérivation des courants statoriques n'est plus nécessaire.

$$\Psi_{st,\alpha,\beta}(t) = \int U_{st,\alpha,\beta}(t) dt \quad (4.19)$$

$$= R_{st} \int I_{st,\alpha,\beta}(t) dt + L_{st} I_{st,\alpha,\beta}(t) + \int U_{p,\alpha,\beta}(t) dt \quad (4.20)$$

$$= R_{st} \int I_{st,\alpha,\beta}(t) dt + L_{st} I_{st,\alpha,\beta}(t) + \Psi_{r,\alpha,\beta} \quad (4.21)$$

En identifiant (4.19) et (4.21), il est possible d'extraire les composantes du phaseur spatial $\underline{\Psi}_r^s$ associé au flux rotorique. De plus, l'insertion de (4.17) et (4.18) dans (4.20) montre que ces composantes sont également directement liées à la position θ du rotor. Elles peuvent ainsi être utilisées pour la mesure indirecte de celle-ci.

$$\Psi_{r,\alpha} = \int (U_{st,\alpha}(t) - R_{st} I_{st,\alpha}(t)) dt - L_{st} I_{st,\alpha}(t) \quad (4.22)$$

$$= \psi_e \cos(\theta) \quad (4.23)$$

$$\Psi_{r,\beta} = \int (U_{st,\beta}(t) - R_{st} I_{st,\beta}(t)) dt - L_{st} I_{st,\beta}(t) \quad (4.24)$$

$$= \psi_e \sin(\theta) \quad (4.25)$$

La comparaison de la figure 4.16, résumant la reconstruction des composantes du phaseur spatial associé au flux rotorique, avec la figure 4.15 illustre clairement le remplacement de l'opération de dérivation temporelle par une opération d'intégration ne présentant pas de problème quant à sa causalité.

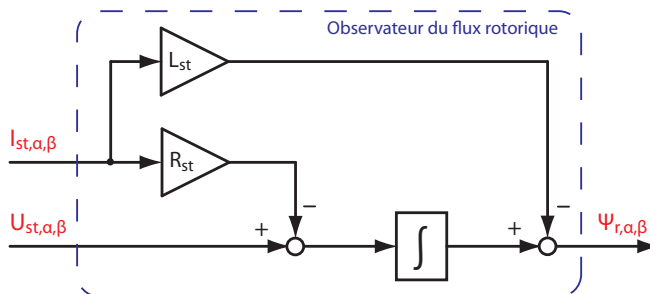


Figure 4.16 – Diagramme structurel de la reconstruction du phaseur spatial $\underline{\Psi}_r^s$

4.3.2 Dérive de l'intégration

Bien que l'utilisation des flux rotoriques en lieu et place des tensions induites permette de contourner les problèmes liés à la dérivation temporelle des courants statoriques, l'intégration de ces derniers peut également s'avérer problématique.

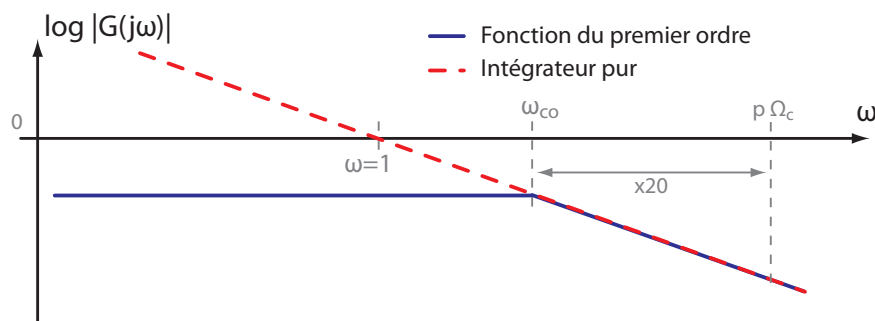


Figure 4.17 – Limitation de la dérive de l'intégration

Comme le montre la figure 4.17, le module de la fonction de transfert associée à un intégrateur pur est infini pour une pulsation nulle. Ainsi, la plus petite des composantes continues mesurée sur l'un des courants statoriques conduirait inmanquablement à la dérive de l'intégration. Afin de résoudre ce problème, l'intégration peut être remplacée par une fonction du premier ordre, telle que donnée par (4.26).

$$G_{int}(s) = \frac{1}{s} \rightarrow G_{fo}(s) = \frac{1/\omega_{co}}{1 + s/\omega_{co}} \quad (4.26)$$

La valeur de la pulsation de coupure ω_{co} détermine la vitesse Ω_c à partir de laquelle la précision du capteur indirect de position est suffisante pour l'utilisation de celui-ci. En effet, le retard de la sortie sur l'entrée de $G_{fo}(s)$ ne s'approche suffisamment de la valeur idéale de 90° que pour une pulsation ω suffisamment supérieure à la pulsation de coupure ω_{co} . Un facteur vingt entre la pulsation de coupure et la pulsation correspondant à la vitesse minimale Ω_c conduit à une erreur, négligeable dans la plupart des cas, de 2.56° . Par conséquent, la pulsation de coupure ω_{co} peut être exprimée par (4.27).

$$\Omega_c = \frac{20 \omega_{co}}{p} \quad (4.27)$$

Il est intéressant de noter que, contrairement au cas du fonctionnement moteur décrit précédemment, une vitesse de rotation inférieure à Ω_c n'empêche aucunement le fonctionnement de l'entraînement. En effet, dans le cas d'un fonctionnement en génératrice, le démarrage de la machine est conditionné par l'organe entraînant et non par l'onduleur de tension. Une vitesse Ω inférieure à Ω_c conduira à une erreur significative sur la mesure de la position mais n'entravera pas le démarrage. Le choix de la valeur de ω_{co} est ainsi déterminé par la vitesse à partir de laquelle l'entraînement doit fonctionner de manière optimale.

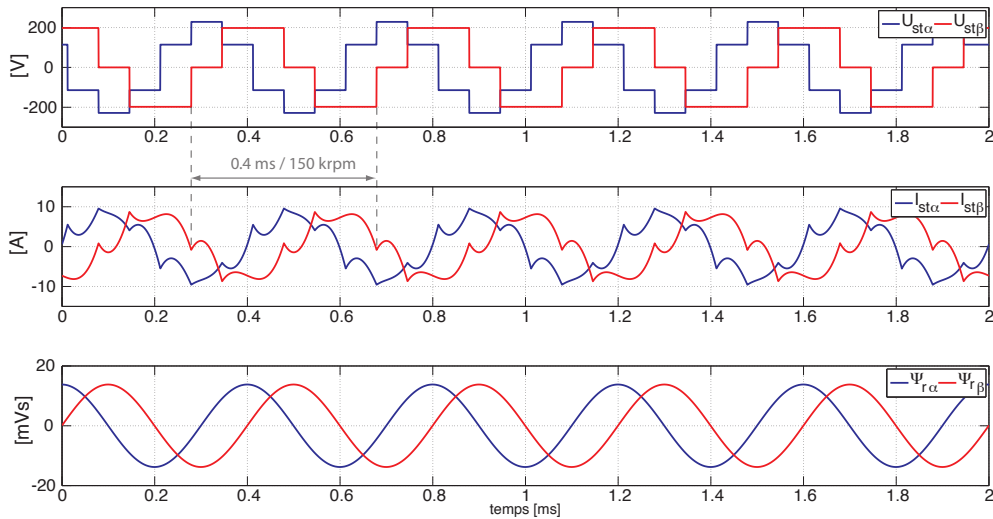


Figure 4.18 – Reconstruction du flux rotorique - résultats de simulation

La figure 4.18 montre le résultat d'une simulation de cette méthode de reconstruction des composantes $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$ du phaseur associé au flux rotorique. La vitesse de rotation de l'entraînement y est fixée à $150'000$ t/min et la pulsation de coupure ω_{co} de la méthode d'intégration y est choisie de manière à ce que Ω_c corresponde à une vitesse de rotation de $20'000$ t/min.

Le capteur indirect de position décrit ici est résumé de manière schématique par la figure 4.19. Dans un premier temps, les composantes des phaseurs spatiaux \underline{I}_{st}^s et \underline{U}_{st}^s sont calculées à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques. Pour ces dernières, leurs valeurs peuvent être déduites de la mesure de la seule tension U_o et de l'état des transistors du convertisseur de tension, conformément à la figure 2.12.

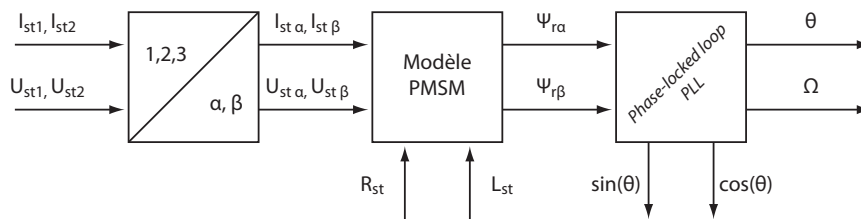


Figure 4.19 – Capteur indirect de position pour une alimentation en 180°

Dans un second temps, les composantes selon les axes α et β du phaseur spatial $\underline{\Psi}_r^s$ sont respectivement calculées selon (4.22) et (4.24). L'intégration y est remplacée par l'algorithme discret correspondant à la fonction de transfert $G_{fo}(s)$ donnée par (4.26). Une fois les composantes $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$ connues, une approche par boucle à verrouillage de phase, ou PLL, peut être utilisée afin de déterminer la position rotorique θ et éventuellement la vitesse de rotation Ω .

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre sont décrites et illustrées les principales stratégies de mesure indirecte des grandeurs mécaniques que sont la position et la vitesse du rotor. Il est établi que pour un entraînement donné, la méthode à retenir dépend entièrement de la stratégie de commande de l'onduleur de tension, en 120° ou en 180°.

Les propriétés de la commande en 120° permettent un accès relativement direct à l'information sur la position contenue dans les tensions induites puisque les tensions statoriques sont en partie définies par les tensions induites. Pour des moteurs faiblement inductifs, le flux Ψ_s , lié à la circulation du courant dans les enroulements, peut être négligé et le flux statorique considéré suffisamment proche du flux rotorique pour que sa phase permette de déterminer la position du rotor. Si l'inductance équivalente des enroulements est trop importante pour être négligée, une stratégie basée sur l'étude de la polarité des tensions induites permet néanmoins de déterminer la position du rotor. Il est à noter que, contrairement à la précédente, cette méthode ne conduit pas à une erreur structurelle sur la position. Ces deux méthodes peuvent être extrapolées à la mesure indirecte de la vitesse de rotation au travers de la mesure du temps séparant deux changements successifs de polarité de flux ou de tensions. Cette méthode, pouvant être assimilée à une différentiation de la position, est néanmoins sensible aux imperfections du système.

Pour un entraînement haute vitesse utilisant un onduleur de tension commandé en 180° , une stratégie similaire est impossible. En effet, l'utilisation d'une telle commande de l'onduleur de tension impose en tout temps la tension statorique qui est ainsi dépourvue de toute information sur la position du rotor. Cette information peut être retrouvée au travers de la mesure des grandeurs aux bornes, tensions et courants statoriques, et d'un modèle mathématique de la machine considérée. Une telle approche s'avère ainsi plus complexe au sens où elle demande un nombre plus élevé de mesures ainsi qu'une puissance de calcul supérieure au niveau de l'électronique de contrôle. De plus, elle est également sensible à la précision de la modélisation de la machine. Cette sensibilité peut néanmoins être réduite grâce à l'utilisation de méthodes plus avancées, telles que les filtres de Kalman [49].

Contrôle des entraînements haute vitesse

Le chapitre précédent décrit la mesure indirecte de la position et de la vitesse, aussi bien pour une alimentation à deux phases ON ne permettant que le fonctionnement moteur que pour une commande en 180° permettant les deux modes de fonctionnement. Le présent chapitre décrit deux stratégies de contrôle utilisant les méthodes de mesure indirecte des grandeurs mécaniques précédemment décrites. Pour une commande en 120° impliquant un fonctionnement moteur, l'objectif est la maîtrise de la vitesse de rotation. Dans ce contexte, une stratégie de démarrage en boucle fermée est également décrite. Dans le cas d'un fonctionnement générateur à l'aide d'une commande en 180° , l'objectif est le contrôle du courant statorique, en amplitude et en phase.

5.1 Contrôle en vitesse à l'aide d'une commande en 120°

5.1.1 Démarrage du moteur en boucle fermée

Dans le cas d'une commande en 120° , la valeur I_{stx} du courant dans une phase peut être approximée par une valeur constante positive lorsque le transistor correspondant T_x est passant, une valeur constante négative lorsque le transistor T'_x est fermé et nulle lorsqu'aucun des transistors de la branche associée de l'onduleur n'est enclenché. La commande en 120° définie par la table 2.1 permet ainsi de générer un champ d'induction B_s dont la phase θ_s ne peut prendre que six valeurs différentes. La table 5.1 donne les valeurs de l'angle θ_s pour chacune des six configurations ainsi que les intervalles durant lesquelles ces configurations sont actives.

Configuration	(d)	(e)	(f)	(a)	(b)	(c)
$\theta \in$	$[30^\circ; 90^\circ[$	$[90^\circ; 150^\circ[$	$[150^\circ; 210^\circ[$	$[210^\circ; 270^\circ[$	$[270^\circ; 330^\circ[$	$[330^\circ; 30^\circ[$
$\theta_s =$	150°	210°	270°	330°	30°	90°

Table 5.1 – Phases possibles du champ tournant statorique B_s

La figure 5.1 présente les différentes grandeurs considérées ici lorsque le moteur est alimenté selon la configuration (c). La circulation d'un courant dans les phases deux et trois crée respectivement les champs d'induction B_2 et B_3 , champs dont la somme vectorielle correspond au champ B_s . L'observation de cette figure et de la table 5.1 montre ainsi que la réalisation à l'aide d'une commande en 120° de la stratégie de contrôle optimale correspond à un champ statorique B_s présentant, en moyenne, une avance de phase de 90° par rapport au champ rotorique B_r généré par les aimants permanents.

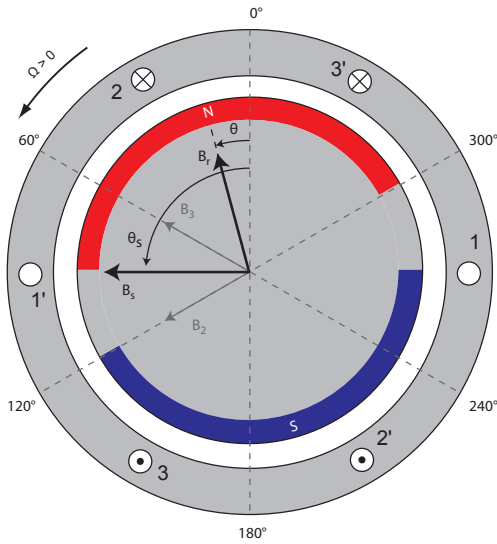


Figure 5.1 – PMSM alimenté selon la configuration (c)

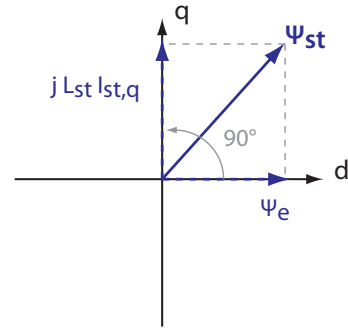


Figure 5.2 – Flux statorique dans le référentiel rotorique

Il est intéressant de noter que cette avance moyenne de 90° du champ B_s sur le champ B_r est une autre expression de la commande optimale définie au chapitre 1 dans le cas d'un fonctionnement moteur. En effet, pour une machine isotrope, l'optimalité du couple impose une composante selon l'axe direct nulle du courant statorique, comme exprimé par (1.22).

L'insertion de $I_{st,d} = 0$ dans l'expression du flux (1.17) permet l'obtention de l'expression (5.1) donnant la valeur du phaseur spatial associé au flux statorique dans le référentiel tournant dans le respect du critère d'optimalité du couple.

$$\underline{\Psi}_{st}^r = \Psi_e + j L_{st} I_{st,q} \quad (5.1)$$

Dans ce contexte et en fonctionnement moteur, le courant statorique est en phase avec la tension induite. Selon la convention adoptée dans l'ensemble de ce document, cela se traduit par une valeur positive de la composante $I_{st,q}$. Ainsi, la contribution au flux du courant statorique, $j L_{st} I_{st,q}$, présente une avance d'un quart de période sur la

contribution des aimants, donnée par Ψ_e , de la même manière que le champ B_s est en avance de 90° sur le champ B_r .

De manière plus générale, un couple moteur correspond ainsi à un champ statorique B_s en avance sur le champ rotorique B_r . Ceci étant également vrai lors du démarrage, la connaissance de la position du moteur à l'arrêt est un impératif pour un démarrage contrôlé du moteur. Par conséquent, l'enclenchement au hasard d'une configuration peut engendrer un couple négatif, entraînant le moteur en sens inverse et pouvant conduire à une oscillation indésirable de la vitesse. De plus, si la différence de phase initiale entre les champs B_s et B_r est insuffisante, le couple ainsi créé sera trop faible pour que le moteur atteigne la vitesse critique à laquelle le capteur indirect de position fonctionne correctement, empêchant ainsi le démarrage du moteur. En effet, le couple développé par l'interaction de deux champs d'induction est proportionnel au produit des amplitudes des champs B_s et B_r ainsi qu'au sinus de la différence des angles θ_s et θ .

$$M \propto \left\| \vec{B}_s \right\| \cdot \left\| \vec{B}_r \right\| \sin(\theta_s - \theta) \quad (5.2)$$

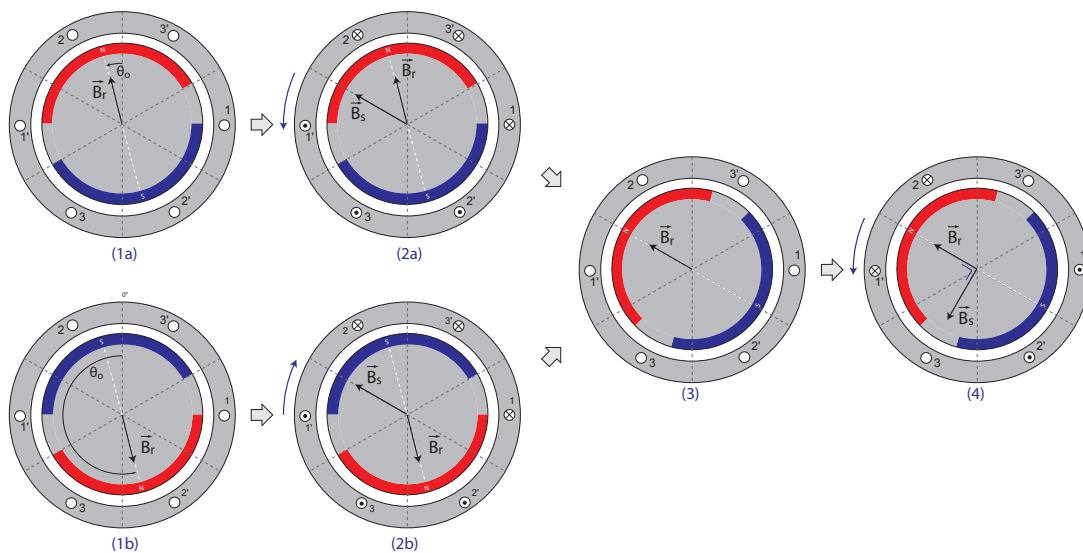


Figure 5.3 – Séquence de démarrage du moteur

Bien que des capteurs indirects de position permettant la connaissance de la position d'un moteur à l'arrêt existent, l'augmentation de la complexité apportée par l'utilisation d'une telle solution en regard de l'amélioration des performances n'est justifiable que si une mesure basée sur la stratégie décrite sous 4.2 ne permet pas le démarrage [20]. Dans la majorité des cas, une orientation préalable du rotor selon une position angulaire privilégiée et préalablement définie est une stratégie tout à fait acceptable.

La figure 5.3 présente le fonctionnement d'une telle stratégie. Une configuration à trois phases ON est enclenchée ; ici, les transistors T_3 , T'_1 et T'_2 . Dans le cas où la position initiale du rotor est en retard sur le champs B_s (1a), le rotor s'aligne sur le champ statorique selon le sens de rotation positif, (2a). Dans le cas où la position initiale θ_0 est en avance sur le champ B_s ainsi créé (1b), le rotor s'aligne sur la position θ_s dans le sens inverse de la marche normale (2b). Une fois le moteur en position et le courant statorique totalement éteint (3), la configuration à deux phases ON , ici la configuration (d), conduisant à un champ statorique B_s en avance de 90° sur le précédent, est enclenchée (4) et provoque le démarrage du moteur.

L'utilisation d'une configuration à trois phases ON pour le positionnement préalable du rotor permet l'obtention d'un couple maximal au démarrage puisque les champs B_s et B_r sont séparés de 90° . Cependant, dans le cas où le couple nominal devait s'avérer insuffisant pour permettre au moteur d'atteindre la vitesse critique dans les premiers instants de la rotation, il est envisageable d'effectuer le démarrage du moteur sous un courant statorique supérieur au courant nominal ; ceci sous réserve que le temps de démarrage soit suffisamment court pour ne pas entraîner de sur-échauffement.

D'une mise en oeuvre relativement aisée, cette stratégie de démarrage est couramment adoptée dans les cas d'entraînements dont le démarrage ne présente pas de contraintes particulières, telles que la présence d'un couple externe, une charge présentant une inertie élevée ou une contrainte sévère sur le temps de démarrage.

5.1.2 Modélisation dynamique et stratégie de contrôle

Un fois le moteur démarré, la valeur du couple moteur créé par la circulation du courant statorique I_{st} peut être extraite du bilan de puissance (5.3), sous l'hypothèse que les pertes électromagnétiques peuvent être négligées.

$$\begin{aligned} P_{mec} &= M\Omega \\ &= 3/2 \operatorname{R} (\underline{U}_p^r \overline{\underline{I}_{st}^r}) \end{aligned} \quad (5.3)$$

L'utilisation du capteur indirect de position pour une commande en 120° du moteur verrouillant à zéro la valeur du déphasage entre la tension induite U_p et l'onde fondamentale du courant statorique I_{st} , la relation (5.3) peut être simplifiée selon (5.4).

$$\begin{aligned} P_{mec} &= 3/2 \operatorname{R} (\underline{U}_p^r \overline{\underline{I}_{st}^r}) \\ &= 3/2 \hat{U}_p \hat{I}_{st} \\ &= 3/2 \psi_e \omega \hat{I}_{st} \\ &= 3/2 \psi_e p \Omega \hat{I}_{st} \end{aligned} \quad (5.4)$$

En divisant (5.3) et (5.4) par Ω , on remarque que le couple moteur M ne dépend que de l'amplitude de l'onde fondamentale du courant I_{st} .

$$M = 3/2 \psi_e p \hat{I}_{st} \quad (5.5)$$

En approximant le courant statorique selon (5.6), l'amplitude de l'onde fondamentale est donnée par (5.7).

$$I_{st1}(\omega t) \approx \begin{cases} I_o & \omega t \in [210^\circ; 330^\circ[\\ 0 & \omega t \in [330^\circ; 30^\circ[\cup [150^\circ; 210^\circ[\\ -I_o & \omega t \in [30^\circ; 150^\circ[\end{cases} \quad (5.6)$$

$$\hat{I}_{st} = \frac{2}{\pi} \left| \int_{30^\circ}^{150^\circ} -I_o \sin(\omega t) d\omega t \right| = 2 \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_o \quad (5.7)$$

En insérant (5.7) dans (5.5), on obtient la relation entre le couple moteur M est le courant continu I_o en entrée de l'onduleur. Cette relation est donnée par (5.8).

$$M = 3\psi_e p \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_o = K_M I_o \quad (5.8)$$

Le couple moteur peut donc être imposé par la valeur du courant I_o en entrée de l'onduleur, en référence à la figure 5.4, et ceci de manière similaire au contrôle d'un moteur à courant continu. Cette similarité entre la machine à courant continu et le moteur synchrone à aimants permanents commandé en 120° est à l'origine de l'autre appellation couramment utilisée pour ce type d'entraînement : moteur à courant continu sans collecteur, abrégée en anglais par l'acronyme BLDC (*Brushless DC Motors*) [14,50].

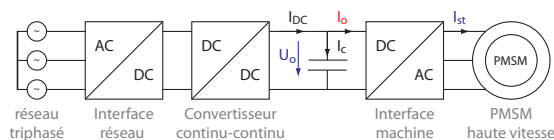


Figure 5.4 – Définition du courant I_o

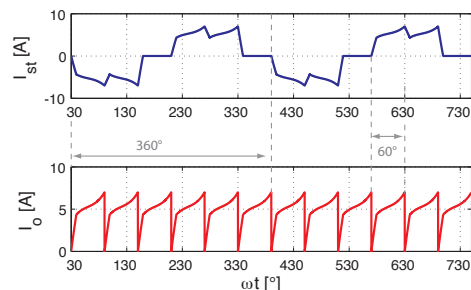


Figure 5.5 – Forme du courant I_o

Néanmoins, le courant I_o n'est pas parfaitement continu mais présente une ondulation dont la fréquence est six fois plus importante que la fréquence fondamentale,

tel qu'illustré par la figure 5.5. Le contrôle de la valeur moyenne de ce courant, seule créatrice de couple, implique donc la mise en place d'un filtrage passe-bas permettant d'atténuer ces ondulations sur l'ensemble de la plage de vitesse. De plus, le réglage de ce courant ne peut se faire qu'au travers de la tension U_o , nécessitant ainsi la mesure et le contrôle de cette tension.

Afin de s'affranchir des ces inconvénients, le courant I_{DC} en amont du condensateur peut être utilisé pour le contrôle indirect du couple moteur, et ceci en lieu et place du courant I_o . Cette affirmation s'appuie sur le raisonnement suivant.

Sous l'hypothèse que les chutes de tension causées par la circulation du courant statorique peuvent être négligées, la tension U_o est directement liée à la vitesse de rotation Ω , comme le montre la relation (5.9) calculée pour la configuration (c) et dans le cas de tensions induites sinusoïdales.

$$\begin{aligned}
 \langle U_o \rangle &= \frac{3}{\pi} \int_{330^\circ}^{30^\circ} (U_{st2}(\omega t) - U_{st3}(\omega t)) \, d\omega t \\
 &\approx \frac{3}{\pi} \int_{330^\circ}^{30^\circ} (U_{p2}(\omega t) - U_{p3}(\omega t)) \, d\omega t \\
 &\approx 3\psi_e p \frac{\sqrt{3}}{\pi} \Omega \\
 &\approx K_M \Omega
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Ainsi, l'entraînement considéré peut être modélisé par l'équation différentielle (5.10), dans laquelle le couple résistant est négligé et où est introduite la constante J_{equ} . Bien qu'exprimée en $[As^2]$, cette constante peut être interprétée comme le moment d'inertie de l'entraînement vu depuis le bus continu. On remarque donc que le contrôle indirect du couple moteur par l'intermédiaire du courant continu I_{DC} introduit une dynamique supplémentaire en raison de la capacité C en entrée de l'onduleur. En effet, un courant I_{DC} positif produit non seulement un couple moteur au travers du courant I_o mais également l'augmentation de la tension U_o au travers du courant I_c .

$$\begin{aligned}
 I_{DC} &= \langle I_c \rangle + \langle I_o \rangle \\
 &= C \frac{d}{dt} \langle U_o \rangle + \frac{J}{K_M} \frac{d}{dt} \Omega \\
 &= \left(K_M C + \frac{J}{K_M} \right) \frac{d}{dt} \Omega \\
 &= J_{equ} \frac{d}{dt} \Omega
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

La figure 5.6 illustre les circuits de réglage nécessaires au contrôle de la vitesse de l'entraînement synchrone mettant à profit les spécificités d'une commande en 120° de l'onduleur de tension.

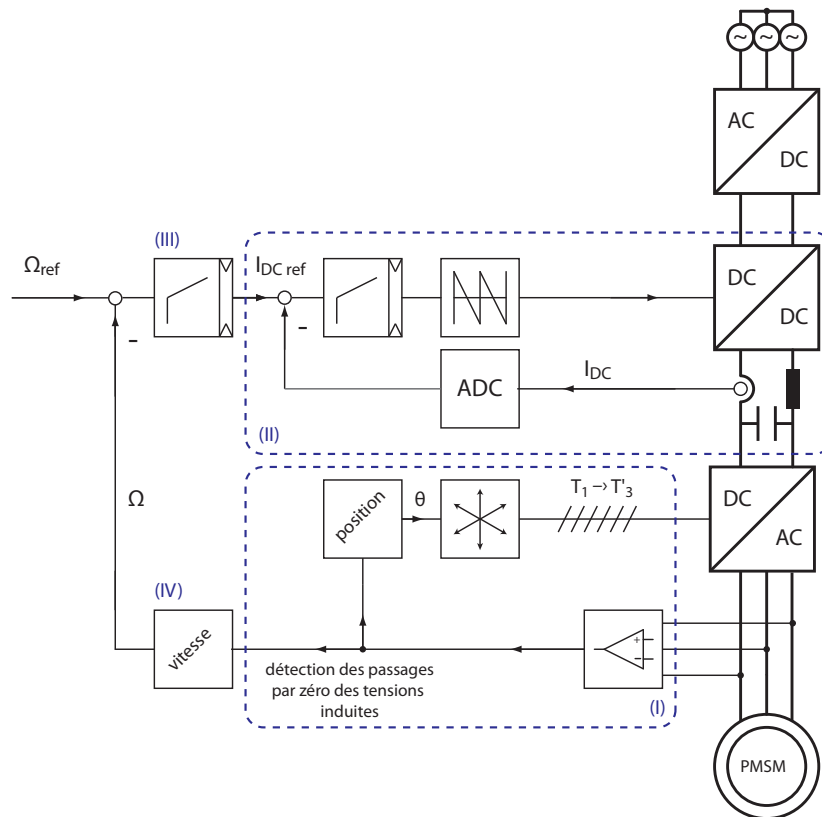


Figure 5.6 – Circuits de réglage en vitesse de l'entraînement synchrone sans capteurs directs pour une commande en 120°

Dans un premier temps, des circuits permettant la détection des changements de polarité des tensions induites (I), basés sur le principe de la figure 4.12, permettent de déterminer la position rotorique et d'ainsi imposer la position angulaire du champ tournant B_s de manière à respecter le critère de commande optimale. La valeur du couple moteur est quant à elle indirectement contrôlée à l'aide des circuits de réglage (II) du courant continu I_{DC} en amont de l'onduleur. La valeur de référence pour ce courant est déterminée par un régulateur de vitesse (III). La mesure de la vitesse de rotation est assurée par un élément (IV) utilisant, selon le principe décrit sous 4.2.4, l'information contenue dans la détection des passages par zéro des tensions induites.

5.2 Contrôle du courant pour une commande en 180°

Par opposition aux développements présentés à la section 5.1, dans le cas d'une commande en 180°, le courant statorique ne peut être directement contrôlé par l'inter-

médiaire de la valeur du courant I_{DC} et des instants de commutation des transistors de l'onduleur de tension. Cette section décrit une stratégie de réglage du courant statorique adaptée à une telle commande de l'étage d'interface machine.

Le contrôle des composantes d'un phaseur spatial exprimé dans le référentiel tournant et associé à une grandeur triphasée est traditionnellement réalisé à l'aide d'un réglage de type vectoriel, réglage dont le schéma de principe général est donné à la figure 5.7 [15, 51]. Cette stratégie de contrôle tire parti du fait qu'en régime sinusoïdal établi, les grandeurs triphasées apparaissent constantes dans le référentiel tournant. Il est ainsi possible d'éviter les phénomènes de trainée caractéristiques du contrôle de grandeurs alternatives qui se traduisent par la présence d'un déphasage entre les grandeurs considérées et leurs valeurs de consigne. Ces phénomènes étant d'autant plus importants que la fréquence de ces grandeurs est élevée, ce type de contrôle est particulièrement adapté au contexte de la haute vitesse.

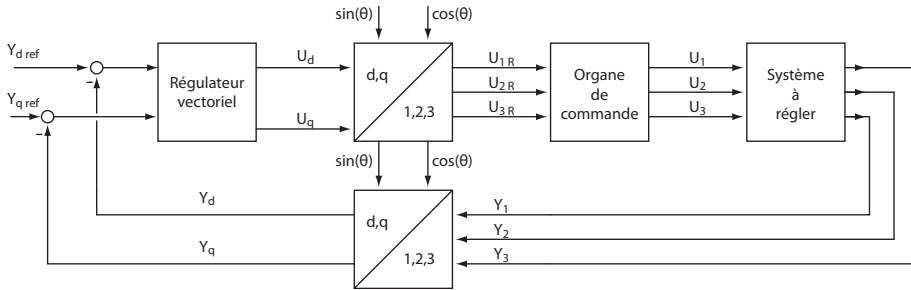


Figure 5.7 – Schéma de principe du réglage vectoriel de grandeurs triphasées

Dans le cas du réglage du courant statorique étudié ici, le système à régler représenté à la figure 5.7 est constitué des enroulements de la machine. Les sorties Y_x du système à régler correspondent donc aux trois courants statoriques I_{stx} . L'organe de commande, agissant sur le système à régler au travers des entrées U_x , est quant à lui réalisé par l'onduleur de tension commandé en 180° qui permet d'imposer les tensions statoriques.

5.2.1 Problématique des harmoniques de rang faible

Bien que très bien adaptée au réglage de grandeurs alternatives, la stratégie classique du contrôle vectoriel illustrée à la figure 5.7 nécessite une adaptation dans le cas étudié ici. En effet, l'observation de la figure 4.18 montre clairement que les tensions, et par conséquent les courants, statoriques ne vérifient par l'hypothèse d'un régime sinusoïdal.

${}^5\hat{U}_{st} = 0.2 \quad {}^1\hat{U}_{st}$	${}^7\hat{U}_{st} = 0.143 \quad {}^1\hat{U}_{st}$	${}^{11}\hat{U}_{st} = 0.091 \quad {}^1\hat{U}_{st}$	${}^{13}\hat{U}_{st} = 0.077 \quad {}^1\hat{U}_{st}$
${}^{17}\hat{U}_{st} = 0.059 \quad {}^1\hat{U}_{st}$	${}^{19}\hat{U}_{st} = 0.053 \quad {}^1\hat{U}_{st}$	${}^{23}\hat{U}_{st} = 0.043 \quad {}^1\hat{U}_{st}$	${}^{25}\hat{U}_{st} = 0.04 \quad {}^1\hat{U}_{st}$

Table 5.2 – Harmoniques de la tension statorique pour une commande en 180°

Ces grandeurs comportent des harmoniques de rang faible dont l'amplitude, relativement à celle de l'onde fondamentale, ne peut être négligée, comme le montre l'étude de la table 5.2. La présence de ces harmoniques de rang faible dans le spectre de la tension statorique crée des ondulations, d'amplitude non négligeable et d'une fréquence six fois supérieure à la fréquence fondamentale, se superposant aux valeurs constantes associées aux composantes fondamentales de I_{st} dans le référentiel rotorique. La figure 5.8 montre le résultat d'une simulation illustrant la présence de ces ondulations.

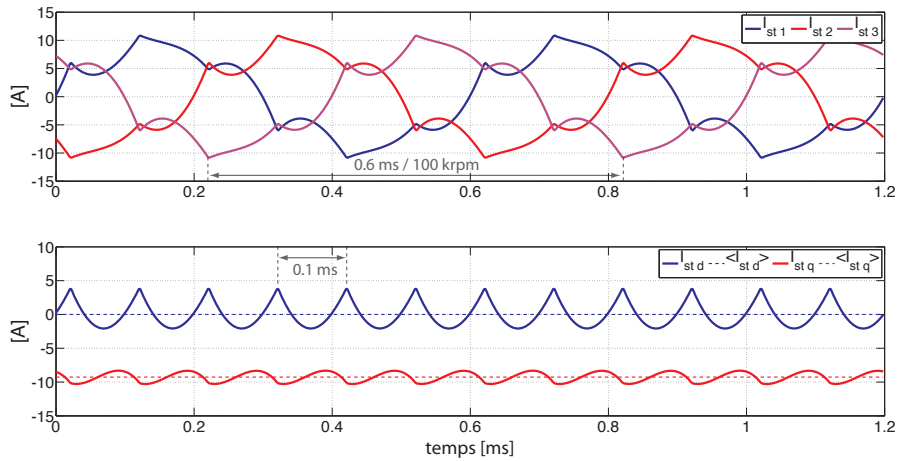


Figure 5.8 – Courants statoriques et composantes du phasor spatial associé dans le référentiel tournant pour une commande en 180° - résultats de simulation

La présence de ces ondulations est indissociable de l'utilisation d'une commande en 180° . Ainsi, celles-ci ne représentent aucunement une variation de l'onde fondamentale du courant statorique. Elles doivent par conséquent être éliminées de la mesure de $I_{st,d}$ et $I_{st,q}$ afin de ne pas être comparées aux valeurs de référence $I_{st,d}^{ref}$ et $I_{st,q}^{ref}$ permettant uniquement le contrôle, en amplitude et en phase, de l'onde fondamentale du courant statorique, seule créatrice de couple.

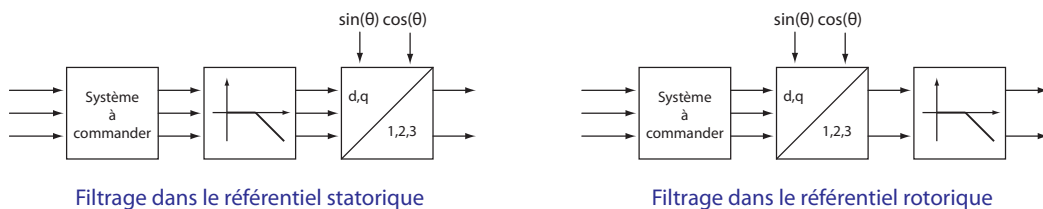


Figure 5.9 – Filtrage des harmoniques dans les référentiels statorique et rotorique

Un filtrage de ces ondulations est ainsi nécessaire. De manière générale, celui-ci peut être réalisé aussi bien dans le référentiel statorique que rotorique. Ces deux options sont illustrées à la figure 5.9.

Cependant, un fonctionnement à vitesse variable rend inapproprié le filtrage des harmoniques dans le référentiel statorique. En effet, la fréquence fondamentale étant directement liée à la vitesse de rotation, il en va de même pour les fréquences des harmoniques considérées. Un filtrage dans le référentiel statorique conduirait ainsi à une adaptation constante de la fréquence de coupure du filtre à la vitesse de rotation, compliquant l'implémentation des algorithmes de filtrage.

Pour cette raison, l'élimination des ondulations créées par les harmoniques de rang faible doit se faire dans le référentiel rotorique pour un fonctionnement à vitesse variable, conformément au schéma fonctionnel de la partie droite de la figure 5.9. Une telle stratégie permet l'utilisation d'un filtre dont la pulsation de coupure est constante. La valeur de cette dernière doit être définie de manière à atténuer suffisamment les ondulations créées par les harmoniques de rang faible pour un fonctionnement à la vitesse critique du capteur indirect décrit au chapitre précédent.

5.2.2 Modélisation de l'entraînement dans le référentiel rotorique

Le dimensionnement des paramètres du régulateur du courant statorique nécessitant la connaissance des équations différentielles régissant le comportement dynamique des différents éléments considérés, la suite de cette section est consacrée à l'établissement de ces équations dans le référentiel rotorique. Le raisonnement suivi est similaire à celui présenté dans [15].

Système à régler : machine synchrone à aimants permanents

La tension statorique, donnée dans le domaine temporel par (1.6), peut être exprimée en terme de phaseurs spatiaux selon (5.11).

$$\underline{U}_{st}^s = R_{st} \underline{I}_{st}^s + L_{st} \frac{d}{dt} \underline{I}_{st}^s + \underline{U}_p^s \quad (5.11)$$

Cette expression peut être modifiée selon (5.12) afin d'isoler les termes liés aux courants statoriques.

$$\frac{1}{L_{st}} (\underline{U}_{st}^s - \underline{U}_p^s) = \frac{d}{dt} \underline{I}_{st}^s + \frac{R_{st}}{L_{st}} \underline{I}_{st}^s \quad (5.12)$$

En appliquant à (5.12) le passage du référentiel statorique au référentiel rotorique, décrit par (1.13), on aboutit à la relation (5.13).

$$\frac{1}{L_{st}} (\underline{U}_{st}^r - \underline{U}_p^r) e^{j\omega t} = \frac{d}{dt} (\underline{I}_{st}^r e^{j\omega t}) + \frac{R_{st}}{L_{st}} \underline{I}_{st}^r e^{j\omega t} \quad (5.13)$$

Le développement de cette dernière expression puis la simplification par $e^{j\omega t}$ permet d'exprimer l'équation différentielle régissant la dynamique du phaseur spatial \underline{I}_{st}^r .

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_{st}} (\underline{U}_{st}^r - \underline{U}_p^r) e^{j\omega t} &= e^{j\omega t} \frac{d}{dt} \underline{I}_{st}^r + j\omega \underline{I}_{st}^r e^{j\omega t} + \frac{R_{st}}{L_{st}} \underline{I}_{st}^r e^{j\omega t} \\ &\Downarrow \\ \frac{1}{L_{st}} (\underline{U}_{st}^r - \underline{U}_p^r) &= \frac{d}{dt} \underline{I}_{st}^r + j\omega \underline{I}_{st}^r + \frac{R_{st}}{L_{st}} \underline{I}_{st}^r \end{aligned} \quad (5.14)$$

En tirant parti de la correspondance entre la dérivation temporelle et la variable de Laplace s , cette dernière relation peut être exprimée sous la forme d'une fonction de transfert \underline{G}_{SM}^r .

$$\underline{G}_{SM}^r(s) = \frac{\underline{I}_{st}^r(s)}{\underline{U}_{st}^r(s) - \underline{U}_p^r(s)} = \frac{1/R_{st}}{1 + (s + j\omega) L_{st}/R_{st}} \approx \frac{\underline{I}_{st}^r(s)}{\underline{U}_{st}^r(s)} \quad (5.15)$$

Dans la relation 5.15, la contribution de la tension induite sera négligée pour le dimensionnement des régulateurs. En effet, cette grandeur n'est pas influençable par l'organe de commande qu'est l'onduleur de tension commandé en 180° et constitue par conséquent une perturbation. La fonction de transfert décrite par (5.15) caractérise ainsi seulement la réponse de la grandeur à régler, le courant statorique, à une petite variation de la grandeur de commande, la tension statorique. Il est de plus intéressant de remarquer que cette fonction de transfert est complexe, introduisant ainsi un couplage entre les composantes $I_{st,d}$ et $I_{st,q}$. Ce couplage est d'autant plus important pour un entraînement haute vitesse, en regard d'un entraînement conventionnel, qu'il dépend de la pulsation ω , plus importante pour de tels entraînements.

Organe de commande : onduleur de tension commandé en 180°

Bien qu'à la figure 5.7 l'organe de commande qu'est l'onduleur de tension commandé en 180° présente pour sortie le phaseur spatial \underline{U}_{st}^r et prenne en entrée la commande $\underline{U}_{st}^{r\,cmd}$ issue du régulateur de courant, l'étude de son comportement dynamique peut être simplifiée par la décomposition illustrée à la figure 5.10.

Dans un premier temps, la phase ϕ^{cmd} et l'amplitude \hat{U}_{st}^{cmd} sont extraites des composantes de $\underline{U}_{st}^{r\,cmd}$ selon (5.16) et (5.17) respectivement.

$$\phi^{cmd} = \text{atan} \left(\frac{U_{st,q}^{r\,cmd}}{U_{st,d}^{r\,cmd}} \right) \quad (5.16)$$

$$\hat{U}_{st}^{cmd} = \sqrt{\left(U_{st,d}^{r\,cmd} \right)^2 + \left(U_{st,q}^{r\,cmd} \right)^2} \quad (5.17)$$

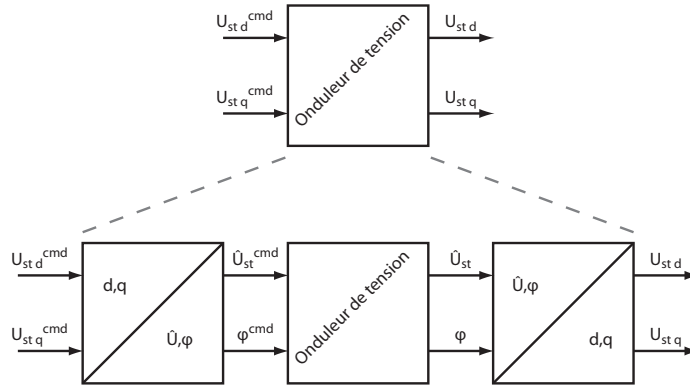


Figure 5.10 – Décomposition du comportement de l'organe de commande

La transformation inverse, décrite par (5.18) et (5.19), est ensuite appliquée aux sorties ϕ et \hat{U}_{st} de l'onduleur de tension. Ces deux transformations étant de nature algébrique, elles n'ont aucune influence sur la dynamique de l'organe de commande mais permettent d'exprimer cette dernière de manière simplifiée.

$$U_{st,d} = \hat{U}_{st} \cos(\phi) \quad (5.18)$$

$$U_{st,q} = \hat{U}_{st} \sin(\phi) \quad (5.19)$$

L'utilisation de ces changements de coordonnées permet de décrire le comportement de l'onduleur de tension dans un système de coordonnées polaires, où phase et amplitude sont parfaitement indépendantes. Par conséquent, la dynamique de l'organe de commande est déterminée par les deux fonctions de transfert réelles $G_{\hat{U}_{st}}$ et G_{ϕ} , comme le montre l'étude de la relation matricielle (5.20).

$$\begin{pmatrix} \hat{U}_{st}(s) \\ \phi(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{\hat{U}_{st}}(s) & 0 \\ 0 & G_{\phi}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{U}_{st}^{cmd}(s) \\ \phi^{cmd}(s) \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

En ce qui concerne la dynamique de l'amplitude de la tension statorique, celle-ci est directement liée à la dynamique du réglage de la tension continue U_o en entrée de l'onduleur de tension.

En effet, l'étude de la figure 5.11 permet de déterminer l'amplitude de l'onde fondamentale de la tension statorique en fonction de la valeur de U_o . Cette relation est donnée par (5.21).

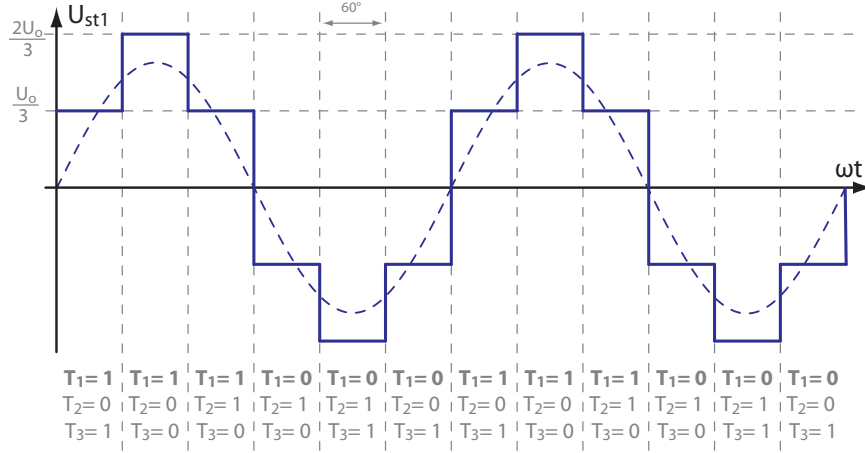


Figure 5.11 – Forme de la tension statorique générée par une commande en 180°

$${}^1\hat{U}_{st} = \frac{1}{\pi} \int_0^{360^\circ} U_{st}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} U_o \quad (5.21)$$

On remarque ainsi la proportionnalité entre la valeur de la tension continue U_o et l'amplitude de l'onde fondamentale de la tension statorique. Par conséquent, la dynamique de \hat{U}_{st} est identique à celle du réglage de U_o et peut être approximée par la fonction de transfert du premier ordre donnée par (5.22) où T_{U_o} représente la constante de temps caractéristique du réglage de la tension du bus continu variable.

$$G_{\hat{U}_{st}}(s) = G_{U_o}(s) = \frac{1}{1 + s T_{U_o}} \quad (5.22)$$

Concernant la dynamique de la phase de la tension statorique, celle-ci est déterminée en étudiant le délai séparant une petite variation de la phase ϕ^{cmd} et sa répercussion sur la phase effective ϕ de la tension statorique, comme illustré à la figure 5.12.

De manière similaire aux développements présentés dans [52], un raisonnement sur la moyenne du retard pur t_r permet de déterminer la valeur de la constante de temps T_ϕ de la fonction de transfert du premier ordre modélisant la dynamique de la phase de la tension statorique. Cette fonction de transfert est donnée par (5.23).

$$G_\phi(s) = \frac{1}{1 + s T_\phi} \quad (5.23)$$

Dans le cas où la petite variation de la valeur de commande de la phase intervient juste après une commutation de l'onduleur de tension, la valeur du retard t_r sera de $\pi/3\omega$. Dans le cas contraire où cet événement survient juste avant une commutation, le

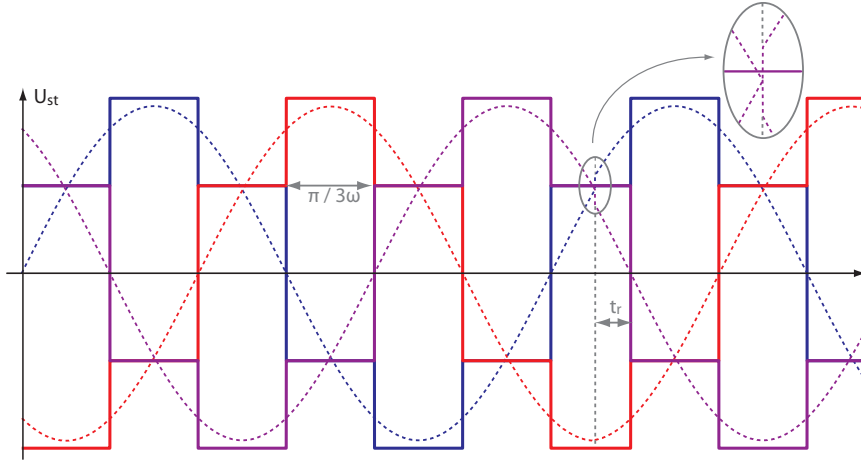


Figure 5.12 – Temps de retard lors d'un saut de phase

retard t_r prendra une valeur nulle. La constante de temps T_ϕ caractérisant la dynamique de la phase de la tension statorique peut ainsi être donnée par (5.24), relation exprimant la valeur statistique moyenne du retard t_r .

$$T_\phi = \bar{t}_r = \frac{\pi}{6\omega} \quad (5.24)$$

Dans le cas des entraînements considérés dans cette étude, la valeur de la constante de temps T_{U_o} est généralement comprise entre 10 ms et 20 ms (la justification de cette affirmation est présentée dans l'annexe A afin de ne pas alourdir le propos). En ce qui concerne la valeur de T_ϕ , une machine présentant une seule paire de pôles et tournant à une vitesse de 100'000 tours/minute lui donne une valeur de 0.05 ms. Cette valeur est près de deux cents fois inférieure à celle de T_{U_o} . Ainsi, la machine considérée devrait tourner à 500 tours/minute pour que ces deux constantes de temps soit comparables. L'utilisation d'une modulation par amplitude d'impulsions est inutile et inappropriée à une telle vitesse.

Par conséquent, pour la gamme de vitesse de rotation considérée dans cette étude, la dynamique de la phase de la tension statorique peut être négligée en regard de celle caractérisant son amplitude. La relation (5.20) peut être ainsi simplifiée selon (5.25).

$$\begin{pmatrix} \hat{U}_{st}(s) \\ \hat{\phi}(s) \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} G_{\hat{U}_{st}}(s) & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{U}_{st}^{cmd}(s) \\ \hat{\phi}^{cmd}(s) \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

La négligence de la dynamique de la phase devant celle de l'amplitude signifie que l'organe de commande qu'est l'onduleur de tension commandé en 180° n'introduit pas de

couplage entre les composantes directe et transverse de \underline{U}_{st}^r . Il peut ainsi être modélisé dans le référentiel rotorique par une fonction de transfert réelle $G_{cmd}(s)$ donnée par (5.26).

$$G_{cmd}(s) = \frac{\underline{U}_{st}^r(s)}{\underline{U}_{st}^{r\ cmd}(s)} = \frac{1}{1 + s T_{U_o}} \quad (5.26)$$

5.2.3 Dimensionnement du régulateur de courant et résumé de la stratégie de contrôle

Le système vu par le régulateur de courant de la figure 5.7 est composé de la succession de l'organe de commande et du système à régler. Dans le cas considéré ici, le filtrage des ondulations liées aux harmoniques du courant statorique doit également être pris en compte.

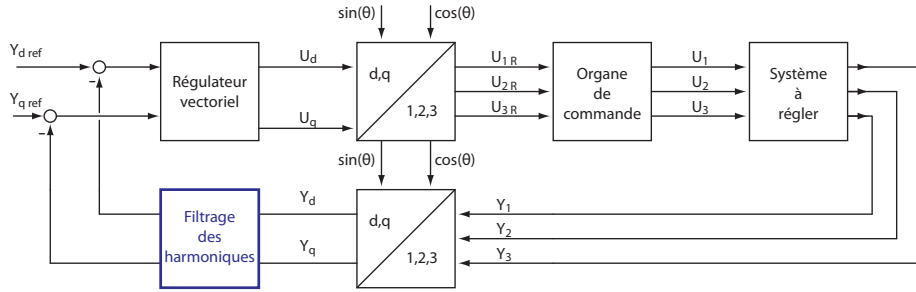


Figure 5.13 – Ajout du filtrage des harmoniques du courant statorique

Ce filtrage, effectué dans le référentiel rotorique et n'introduisant pas de couplage entre les composantes des grandeurs considérées, peut être modélisé par une fonction de transfert réelle du premier ordre $G_{filtre}(s)$.

$$G_{filtre}(s) = \frac{1}{1 + s T_{filtre}} \quad (5.27)$$

Selon l'approche dite de la « petite constante de temps équivalente » présentée dans [15], la succession de l'organe de commande et du filtre « anti-harmoniques » peut être modélisée par la fonction de transfert $G_{equ}(s)$ approximée par (5.28).

$$\begin{aligned} G_{equ}(s) &= G_{filtre}(s) G_{cmd}(s) = \frac{1}{1 + s T_{filtre}} \frac{1}{1 + s T_{U_o}} \\ &= \frac{1}{1 + s (T_{U_o} + T_{filtre}) + s^2 (T_{U_o} T_{filtre})} \\ &\approx \frac{1}{1 + s (T_{U_o} + T_{filtre})} = \frac{1}{1 + s T_{equ}} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Ainsi, le système vu par le régulateur de courant en boucle ouverte peut être modélisé dans le référentiel rotorique par la fonction de transfert $\underline{G}_{sys}^r(s)$, ceci dans le cas où la perturbation que représentent les tensions induites est rejetée.

$$\underline{G}_{sys}^r(s) = G_{equ}(s) \underline{G}_{SM}^r(s) = \frac{1}{1 + s T_{equ}} \frac{1/R_{st}}{1 + (s + j\omega) L_{st}/R_{st}} \quad (5.29)$$

En ce qui concerne le dimensionnement du régulateur, la fonction de transfert $\underline{G}_{reg}(s)$ du régulateur de courant doit être choisie de manière à ce que la fonction de transfert en boucle ouverte $\underline{G}_{BO}(s)$ soit réelle, ceci afin d'éviter un couplage entre les composantes du phaseur spatial associé au courant statorique.

$$\underline{G}_{BO}^r(s) = \underline{G}_{reg}(s) G_{equ}(s) \underline{G}_{SM}^r(s) \quad (5.30)$$

La méthode du régulateur PI multivariable présentée dans [25] permet d'atteindre ce but. Celle-ci consiste à utiliser un régulateur présentant une fonction de transfert $\underline{G}_{reg}(s)$ complexe permettant de compenser le couplage introduit par le terme en $(s + j\omega)$ du système à régler.

$$\underline{G}_{reg}^r(s) = \frac{1 + (s + j\omega) T_n}{s T_i} = \frac{1 + (s + j\omega) L_{st}/R_{st}}{s T_i} \quad (5.31)$$

La seconde constante de temps T_i est ensuite ajustée afin de correspondre à des critères sur la dynamique et/ou sur la marge de phase du système en boucle fermée.

La figure 5.14 résume ainsi l'ensemble des circuits de réglage permettant le contrôle du courant statorique sans capteurs directs de position, et ceci pour une commande en 180° du convertisseur de tension.

Dans un premier temps, les composantes $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$ du phaseur spatial associé aux flux rotoriques sont calculées à partir du modèle de la machine, décrit par (4.22) et (4.24), et de la mesure de deux des courants statoriques. Les valeurs instantanées des tensions statoriques, nécessaires au calcul des flux, sont déduites de la mesure de la tension continue U_o et des signaux de commande des transistors du convertisseur de tension, ceci en adéquation avec la figure 5.11. Une fois calculées, les composantes $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$ permettent à une boucle à verrouillage de phase de déterminer les fonctions sinus et cosinus de la position rotorique θ .

Ces fonctions trigonométriques sont ensuite utilisées pour le calcul des composantes du phaseur spatial \underline{I}_{st}^r associé aux courants statoriques dans le référentiel tournant. Puis, un filtrage passe-bas permettant de s'affranchir des ondulations liées aux harmoniques de rang faible est appliqué aux composantes de \underline{I}_{st}^r

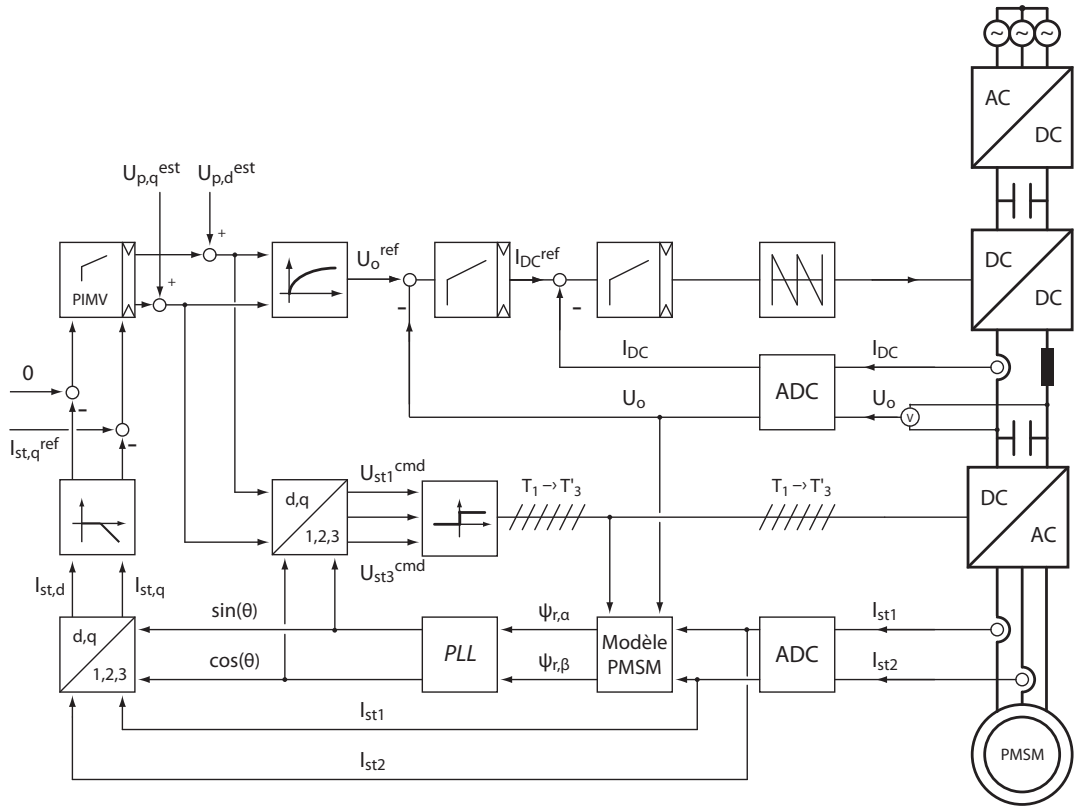


Figure 5.14 – Circuits de réglage du courant statorique de la génératrice synchrone sans capteurs directs

Les valeurs filtrées des composantes $I_{st,d}$ et $I_{st,q}$ sont finalement comparées à leur valeur de référence, 0 et $I_{st,q}^{ref}$, permettant ainsi le respect du critère d'optimalité du couple et la maîtrise de la valeur de celui-ci. Les erreurs de réglages ainsi calculées sont ensuite traitées par un régulateur de type PI multivariable, tel que décrit notamment dans [15] et [53].

Des estimations des composantes $U_{p,d}^{est}$ et $U_{p,q}^{est}$ de la tension induite sont ensuite ajoutées aux sorties du régulateur de courant afin de former les composantes $U_{st,d}^{cmd}$ et $U_{st,q}^{cmd}$. Cette réjection de la perturbation qu'est la tension induite permet de garantir la validité de (5.29) et ainsi de l'approche utilisée pour le dimensionnement des constantes de temps du régulateur de courant.

La tension U_o^{ref} à appliquer au bus continu est ensuite calculée selon (5.32). Celle-ci est imposée au bus continu au travers d'un réglage cascadié dont la boucle interne permet le contrôle du courant I_{DC} .

$$U_o^{ref} = \frac{\pi}{2} \sqrt{(U_{st,d}^{ref})^2 + (U_{st,q}^{ref})^2} \quad (5.32)$$

En parallèle, les composantes $U_{st,d}^{cmd}$ et $U_{st,q}^{cmd}$ sont utilisées pour calculer, à partir des valeurs $\sin(\theta)$ et $\cos(\theta)$, les tensions statoriques U_{st}^{cmd} dont les signes sont utilisés pour déterminer les signaux de commande des transistors du convertisseur de tension, conformément à la situation illustrée à la figure 5.11. Il est à noter que les tensions de commande U_{st}^{cmd} , internes au contrôleur, sont de nature sinusoïdale.

La figure 5.15 montre le résultat d'une simulation de cette stratégie de contrôle du courant statorique. La constante de temps caractéristique du réglage de la tension continue y prend une valeur de $T_{U_o} = 10$ ms et la pulsation de coupure du filtrage passe-bas permettant d'éliminer les ondulations dues aux harmoniques de rang faible correspond à une constante de temps $T_{filtre} = 9.5$ ms. Les paramètres de la machine considérée sont ceux de la machine B donnés dans l'annexe du même nom.

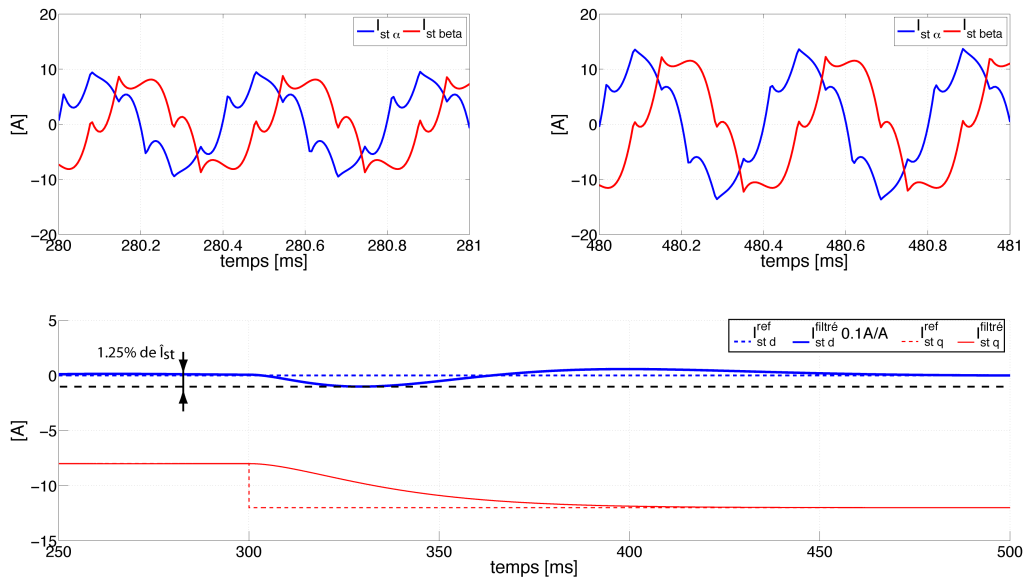


Figure 5.15 – Réponse du réglage du courant statorique - résultats de simulation

L'échelle relative à la composante selon l'axe direct du phaseur spatial associé au courant statorique y est dilatée afin de permettre l'observation de la conséquence d'un saut de consigne sur la composante selon l'axe transverse du même phaseur. Dans un premier temps, on remarque que malgré un choix adéquat des constantes de temps du régulateur de courant, un faible couplage subsiste. En effet, un saut de consigne sur la valeur de $I_{st,q}$ entraîne une légère oscillation sur la composante $I_{st,d}$. L'amplitude de celle-ci, 1.25% de l'amplitude du courant statorique, est néanmoins suffisamment faible pour valider la méthode de dimensionnement du régulateur de courant.

Le second élément marquant est le temps de réponse très important du système en boucle fermée. On observe ainsi qu'il faut plusieurs dizaines de milli-secondes à la composante $I_{st,q}$ pour atteindre sa nouvelle valeur de consigne. Bien que pouvant paraître surprenante dans un premier temps, la valeur de ce temps de réponse est justifiée par la limitation importante de la dynamique engendrée par la constante de temps équivalente du réglage de la tension continue U_o mais également par le filtrage passe-bas utilisé pour éliminer les ondulations dues aux harmoniques contenues dans la tension statorique. En effet, ce filtrage a pour conséquence de limiter la dynamique des valeurs moyennes de $I_{st,d}$ et $I_{st,q}$ vues par le régulateur de courant. Afin de ne pas entraîner une instabilité du système en boucle fermée, la dynamique du régulateur de courant doit être réduite en conséquence.

5.2.4 Perspectives

Ainsi, la présence d'harmoniques de rang faible dans le spectre du courant statorique a pour conséquence une limitation importante de la dynamique du système en boucle fermée. Une telle limitation peut s'avérer problématique dans certains cas particuliers. Dans un tel contexte, l'utilisation d'une topologie plus complexe pour l'étage d'interface machine, permettant d'alléger le contenu harmonique des tensions statoriques générées, peut s'avérer intéressante.

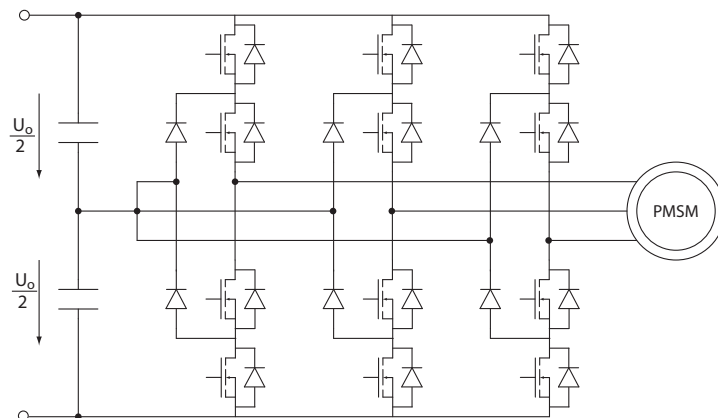


Figure 5.16 – Onduleur de tension NPC à trois niveaux

La figure 5.16 présente un onduleur de tension NPC (*Neutral Point Clamped*) à trois niveaux. Par l'intermédiaire d'une commande appropriée de ce convertisseur, le taux de distorsion harmonique (THD) peut être ramené à une valeur presque deux fois moindre que celle obtenue par la commande en 180° d'un onduleur de tension classique [54].

La figure 5.17 présente la comparaison, dans les domaines temporel et fréquentiel, des tensions statoriques générées par un onduleur de tension classique et un convertisseur NPC trois niveaux commandé de manière appropriée. On observe que l'amplitude des

harmoniques, notamment de rang cinq et sept, est significativement réduite dans le cas de l'utilisation du convertisseur multi-niveaux en comparaison de la solution présentée dans ce chapitre.

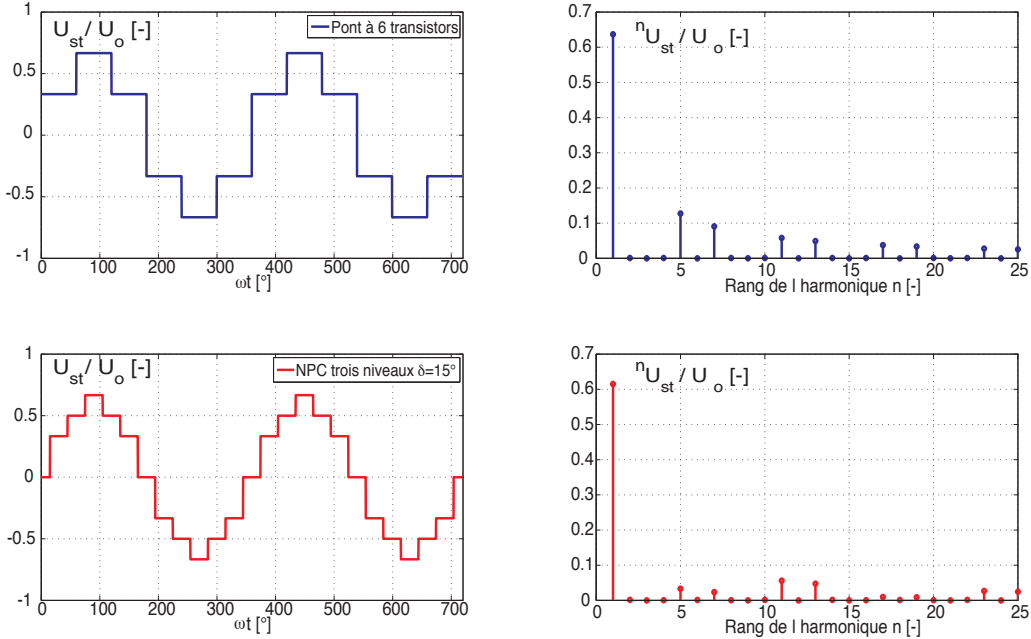


Figure 5.17 – Comparaison des formes d’onde entre les onduleurs de tension standard et NPC trois niveaux

De plus, l’observation de la table 5.3 montre que cette réduction du contenu harmonique ne se fait pas au détriment de l’amplitude de l’onde fondamentale puisque cette valeur, exprimée relativement à la tension continue U_o , est très proche dans les deux cas. Ainsi, dans les cas où l’augmentation de la complexité, liée au nombre plus important de semi-conducteurs, est acceptable, l’onduleur NPC à trois niveaux peut également s’avérer être une solution appropriée pour la réalisation de l’étage d’interface d’une machine synchrone haute vitesse.

Topologie	Amplitude de l’onde fondamentale	THD
Onduleur de tension à six transistors	63.66% de U_o	31 %
NPC trois niveaux ($\delta_{NPC} = 15^\circ$ [54])	61.49% de U_o	16.78%

Table 5.3 – Caractéristiques des tensions statoriques selon la solution retenue pour l’onduleur de tension réalisant l’interface machine

5.3 Conclusion

Dans ce chapitre sont proposées deux stratégies de contrôle d'entraînement haute vitesse, utilisant et prenant en compte les spécificités des commandes en 120° et 180° .

Dans le cas d'un fonctionnement moteur utilisant une commande en 120° , une méthode de démarrage en boucle fermée est présentée. Celle-ci est basée sur le positionnement préalable du rotor. La relative simplicité de la mise en oeuvre de cette méthode est compensée par le fait qu'elle requiert une réalisation soignée des circuits de détection de polarité des tensions induites. En effet, elle suppose que la polarité des tensions induites soit correctement détectée dès les premiers instants de la rotation. Une telle contrainte n'est cependant pas une limitation puisque les circuits de détection, également décrits au chapitre précédent, permettent de réduire la vitesse critique du capteur de position à quelques fractions de pour-cent de la pleine vitesse.

Dans un deuxième temps, une stratégie de contrôle de la vitesse mettant à profit la similitude d'une commande en 120° avec une alimentation en courant est proposée. Basée sur le contrôle du couple moteur au travers du courant continu en amont du condensateur d'entrée de l'onduleur, cette stratégie permet de simplifier au maximum les circuits de réglage nécessaires au contrôle de la vitesse. Finalement, il est également montré l'influence sur la dynamique de l'entraînement de la valeur de la capacité placée en entrée de l'onduleur puisqu'il est établi dans ce chapitre que celle-ci est vue comme une inertie supplémentaire du point de vue du bus continu.

Une stratégie de contrôle vectorielle permettant la maîtrise du courant statorique est décrite pour le cas d'une commande en 180° de l'onduleur de tension. Bien que présentée dans le contexte d'un fonctionnement en générateur, il est à noter que cette stratégie est parfaitement compatible avec un fonctionnement moteur puisque seule une inversion du signe de la consigne pour la composante $I_{st,q}$ est nécessaire à l'inversion du flux de puissance. Cette capacité d'assumer aussi bien un fonctionnement moteur que générateur se traduit par une augmentation significative de la complexité des circuits de réglage, comme le montre la comparaison entre les figures 5.6 et 5.14. Ainsi, on préfère utiliser une commande en 120° dans le cas d'un flux de puissance orienté vers la machine.

Ce chapitre se termine par l'une des contributions de ce travail de thèse qu'est la mise en évidence de l'influence des harmoniques générées par l'onduleur de tension sur la dynamique du réglage du courant statorique. En effet, le filtrage passe-bas nécessaire à leur élimination conduit à une limitation nécessaire de la dynamique du régulateur de courant. Une solution basée sur l'utilisation d'une topologie plus complexe pour la réalisation de l'étage d'interface machine, telle qu'un convertisseur de type NPC est proposée à l'extrême fin de ce chapitre. Une telle solution conduirait à une réduction du contenu harmonique et permettrait ainsi d'augmenter la bande passante du filtrage des ondulations dans le référentiel rotorique.

Quatrième partie

Validation expérimentale des
résultats théoriques

Résultats expérimentaux

Les validations expérimentales des divers résultats théoriques décrits dans les chapitres précédents sont présentées dans ce chapitre. Celui-ci vise ainsi à démontrer la faisabilité des différents concepts introduits tout au long de ce travail de thèse.

6.1 Convertisseur continu-continu multi-niveaux

La topologie du prototype du convertisseur continu-continu multi-niveaux faisant l'objet de la section 3.3 est donnée à la figure 6.1. Afin d'obtenir une valeur suffisamment élevée pour la tension continue fixe U_e , cette dernière a été réalisée à l'aide d'un redresseur à diodes triphasé connecté au réseau au travers d'un transformateur à rapport variable, non représenté ici. Le flux de puissance ne pouvant, par conséquent, plus n'être orienté que vers le bus continu variable, les transistors T'_1 et T'_2 de la figure 3.10 ont été remplacés par les diodes D_1 et D_2 . Les caractéristiques de ce convertisseur sont données à la table 6.1.

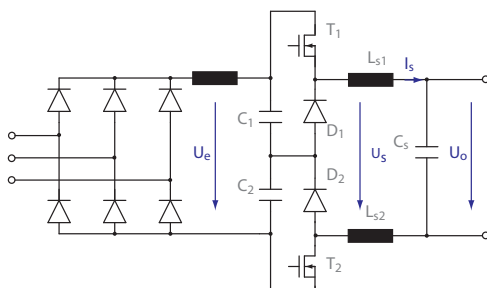


Figure 6.1 – Topologie du convertisseur abaisseur multi-niveaux réalisé

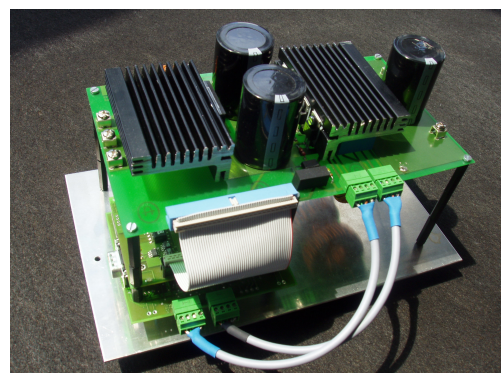


Figure 6.2 – Photographie du convertisseur abaisseur multi-niveaux réalisé

Afin d'économiser un capteur de tension, seule la tension U_{C2} est mesurée. U_e étant considérée comme connue, la grandeur ΔU est calculée selon $\Delta U = 2U_{C2} - U_e$. De plus, afin d'éviter une variation trop importante du potentiel de la borne inférieure du condensateur C_s à chaque commutation du transistor T_2 , l'inductance de lissage L_s a été divisée en deux inductances L_{s1} et L_{s2} réparties selon la figure 6.1.

Transistors CoolMOS SPP20N60C3	Diodes Sic SDT12S60	Capteur de courant LA-25 NP	Capteur de tension LV-25 P
Contrôleur DSPic30F6010A	Fréquence de pulsation 19.531 kHz	Inductances $L_{s1} = L_{s2} = 0.32mH$	Condensateurs $C_s = C_1 = C_2 = 1mF$
Étage redresseur Pont de diodes DBI 25-12A	Drivers de MOSFET HCPL-3120	Tension d'entrée $U_e = 330 V$	Courant de sortie $I_{s\ max} = 8A$

Table 6.1 – Caractéristiques du prototype de convertisseur abaisseur multi-niveaux

La figure 6.3 illustre le fonctionnement du convertisseur abaisseur à trois niveaux en régime établi. On observe que la répartition symétrique de la tension U_e entre les condensateurs d'entrée C_1 et C_2 , contrôlée à l'aide d'un régulateur P dimensionné à partir de l'équation (3.41), est parfaitement réalisée. L'écart de 0.7% entre les rapports cycliques ξ_1 et ξ_2 peut être expliqué par la compensation de la différence des courants de fuite des condensateurs électrolytiques C_1 et C_2 .

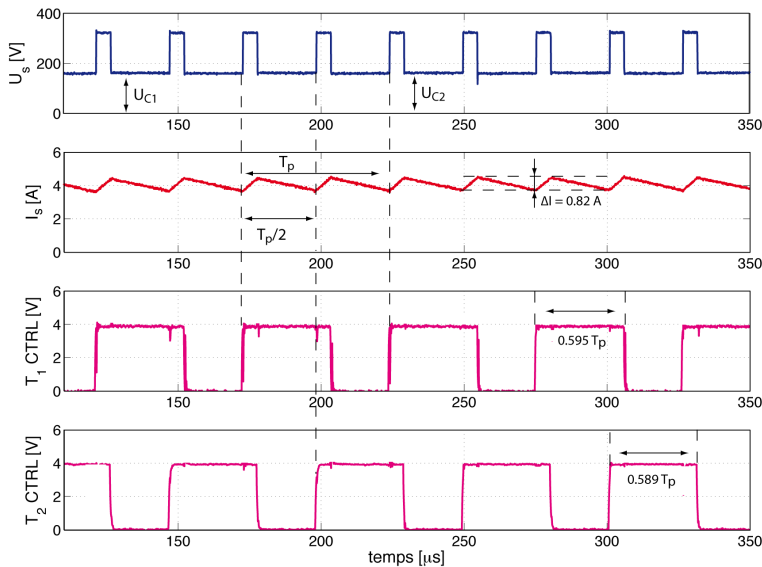


Figure 6.3 – Fonctionnement en régime établi du convertisseur entrelacé série

Le doublement de la fréquence de la tension U_s , et ainsi de l'ondulation du courant ΔI , en comparaison de la fréquence de pulsation des transistors T_1 et T_2 est clairement

observable. Par conséquent, l'observation de la figure 6.3 permet de valider expérimentalement l'expression de l'ondulation de courant donnée par (3.12) et confirme ainsi l'utilité de la redondance de l'état intermédiaire. En effet, l'insertion de la valeur du rapport $U_o/U_e = (\xi_1 + \xi_2)/2 = 0.5965$ dans l'expression (3.12) conduit à une ondulation de courant théorique de 1.02A. L'écart constaté avec la mesure peut être notamment expliqué par l'incertitude sur la valeur des inductances L_{s1} et L_{s2} , le courant les traversant étant inférieur au courant nominal pour lequel elles ont été dimensionnées.

L'observation de la figure 6.4 montre qu'un saut de consigne pour la valeur moyenne I_{DC} du courant I_s n'engendre pas de dissymétrie entre les tensions U_{C1} et U_{C2} . La légère chute de tension, visible aux bornes des deux condensateurs, est explicable par la présence d'une impédance interne à la source de tension continue U_e réalisée ici à l'aide d'un redresseur à diodes triphasé placé en aval d'un transformateur à gain variable. En conséquence, le découplage des grandeurs à commander I et ΔU introduit par la stratégie de contrôle décrite à la sous-section 3.3.3 peut être considérée comme expérimentalement validé

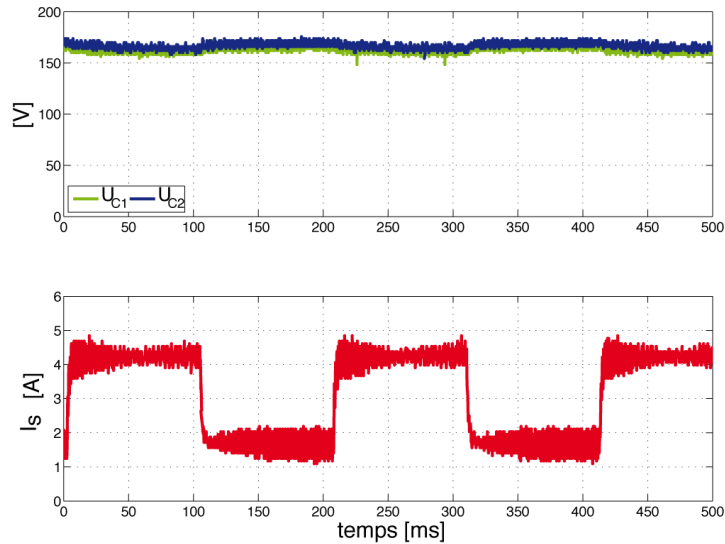


Figure 6.4 – Validation expérimentale du découplage des grandeurs à commander

Ces résultats expérimentaux démontrent la faisabilité de l'utilisation d'une telle solution pour la réalisation de la fonction de modulation de l'amplitude des grandeurs statoriques. Ainsi, lors d'une éventuelle optimisation du convertisseur abaisseur intermédiaire, telle qu'évoquée dans la conclusion du chapitre 3, le convertisseur abaisseur multi-niveaux considéré ici devrait impérativement faire partie de l'espace des solutions possibles.

6.2 Fonctionnement moteur à l'aide d'une alimentation à deux phases *ON*

Une électronique de commande complète, permettant un fonctionnement moteur, a été réalisée afin de valider l'alimentation d'un moteur synchrone haute vitesse par un onduleur de tension commandé en 120° . Le structure de cette électronique de commande est donnée à la figure 6.5.

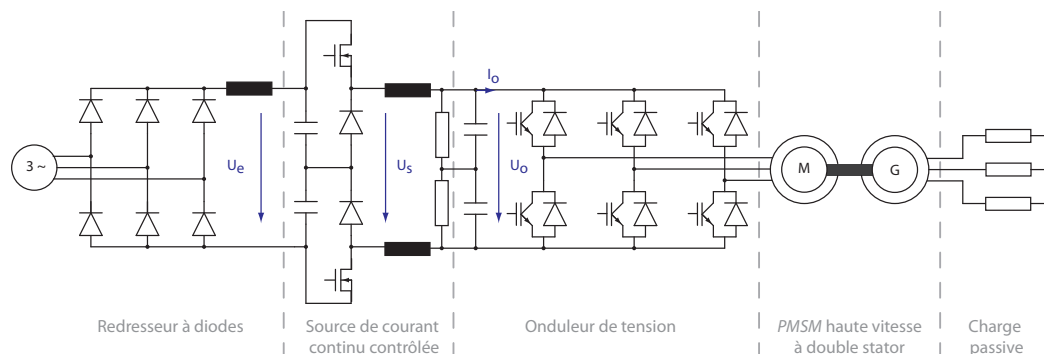


Figure 6.5 – Entraînement complet pour un fonctionnement moteur

L'étage d'interface réseau et le convertisseur continu-continu intermédiaire sont identiques à ceux présentés à la section précédente. La tension d'entrée U_o de l'onduleur est divisée en deux à l'aide de résistances de grande valeur ($27\text{ k}\Omega$) afin de permettre les détections des passages par zéro des tensions induites, comme décrit à la section 4.2.3.

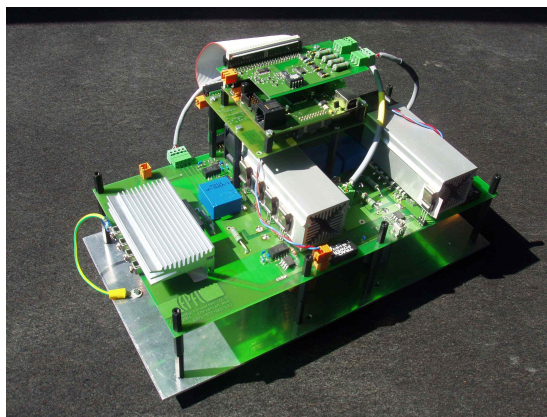


Figure 6.6 – Prototype de l'électronique de commande pour un fonctionnement moteur à haute vitesse à l'aide d'une commande en 120°

Les passages par zéro des tensions induites sont détectés à l'aide de comparateurs de précision (TLV3501). De plus, les fonctions de mesure indirecte de la vitesse de rotation,

de contrôle de cette dernière ainsi que la gestion des instants de commutation des transistors de l'onduleur sont intégrées au même contrôleur numérique (DSPic30F6010a) assumant la gestion du convertisseur continu-continu intermédiaire. Par conséquent, le contrôleur numérique gère deux processus non synchrones : les algorithmes de contrôle de la vitesse et des grandeurs du convertisseur continu-continu sont exécutés à fréquence fixe alors que les tâches liées à la détection des changements de polarité et la gestion des instants de commutation des transistors de l'onduleur sont effectuées à une fréquence directement liée à la vitesse de rotation.

6.2.1 Démarrage en boucle fermée

Les figures 6.7 et 6.8 montrent respectivement le circuit complet de détection des passages par zéro des tensions induites et sa réalisation. Les polarités des tensions statoriques sont déterminées à l'aide des circuits à comparateurs décrits sous 4.2.3. En parallèle de la sortie de ces comparateurs sont placés des inverseurs dans le but de créer six signaux logiques câblés sur les entrées 0 à 5 d'un multiplexeur. A chacun des six changements de polarité des tensions induites peut donc être associé le flanc montant de l'un de ces six signaux logiques. L'entrée du multiplexeur à utiliser à un moment donné est déterminée à l'aide des signaux de commande des transistors, conformément aux expressions logiques (6.1), (6.2) et (6.3).

$$S_0 = T_2T_3' + T_3T_1' + T_1T_2' \quad (6.1)$$

$$S_1 = T_3T_1' + T_1T_3' \quad (6.2)$$

$$S_2 = T_2T_1' + T_1T_2' \quad (6.3)$$

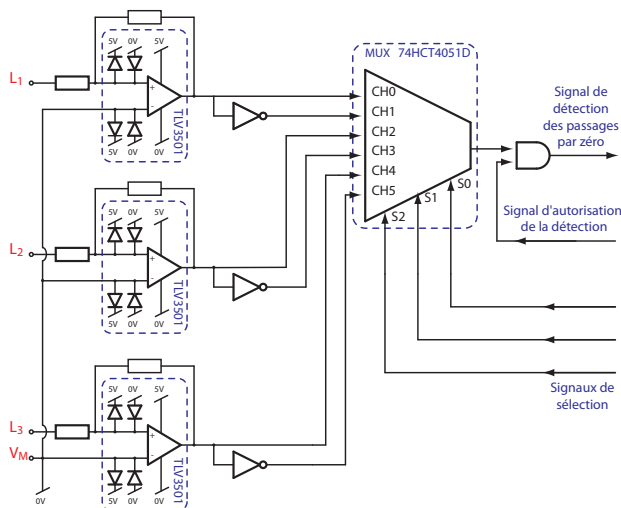


Figure 6.7 – Circuit complet de détection des passages par zéro

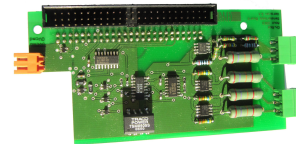


Figure 6.8 – Carte électronique assurant la détection des passages par zéro

Le signal de détection des changements de polarité est ensuite déterminé à l'aide de l'opérateur logique *AND* appliqué à la sortie du multiplexeur et au signal d'autorisation issu du DSP. Cette dernière opération permet d'éviter la détection des « faux » changements de polarité au travers de la stratégie de masquage décrite sous 4.2.2,

La figure 6.9 illustre le démarrage du moteur A, décrit dans l'annexe B. Aux alentours de 15ms, les transistors de l'onduleur de tension sont enclenchés selon la configuration (a), en référence à la table 2.1. Ainsi, le changement de polarité à détecter est celui de la tension induite de la troisième phase, passant d'une polarité positive à une polarité négative. On peut observer que la polarité de la tension induite de la troisième phase est mesurée comme négative dès une valeur de -370 mV.

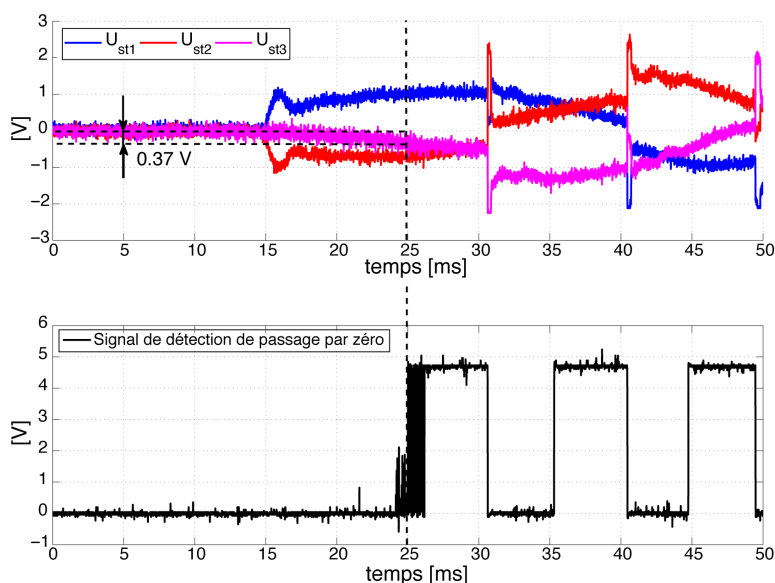


Figure 6.9 – Seuil de détection de la polarité des tensions induites - Moteur A

Ce seuil est inférieur à 1% de la valeur crête de la tension induite à vitesse nominale dans le cas du moteur B. La vitesse critique du capteur indirect de position rotorique peut ainsi être empiriquement considérée comme quasi-nulle. Ce résultat démontre la faisabilité de la stratégie de démarrage décrite sous 5.1.1 et permet de valider la détection des passages par zéro des tensions induites à l'aide du circuit à comparateurs de la figure 6.7.

6.2.2 Contrôle en vitesse de l'entraînement en fonctionnement moteur

La figure 6.10 montre la réponse du contrôle en vitesse de l'entraînement à une consigne trapézoïdale. Les faibles oscillations visibles sur la vitesse mesurée peuvent être expliquées par les imperfections des circuits de détection des passages par zéro (*offset*, hystérèse, etc...).

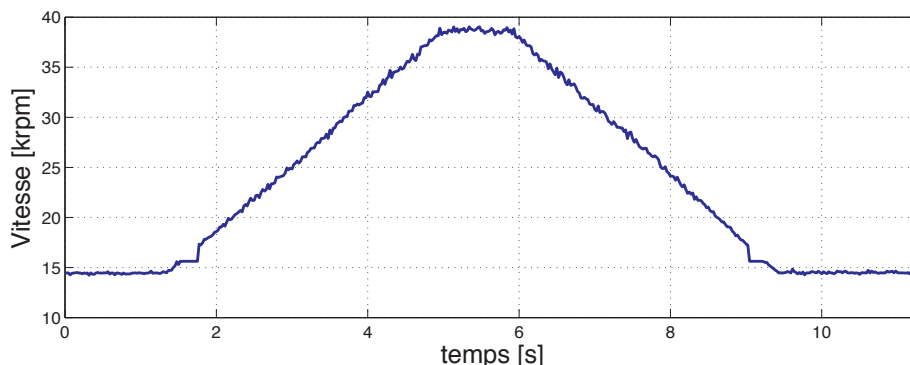


Figure 6.10 – Réponse du contrôle en vitesse à une consigne trapézoïdale - Moteur B

La figure 6.11 montre la tension statorique au début d'une phase d'accélération. L'augmentation de l'amplitude et de la fréquence de la tension statorique avec l'accélération du moteur sont clairement visibles.

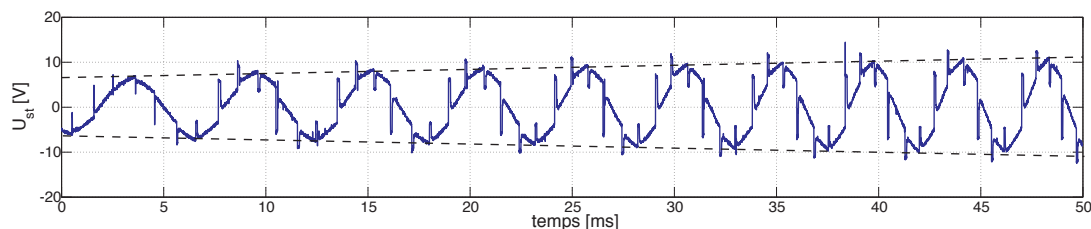


Figure 6.11 – Tension statorique en début de phase d'accélération - Moteur A

Ces résultats permettent de valider le contrôle en vitesse de l'entraînement considéré au travers du courant du bus continu I_{DC} ainsi que l'utilisation de la stratégie, basée sur la mesure du temps séparant deux passages par zéro successifs, décrite sous 4.2.4 pour la mesure indirecte de la vitesse de rotation.

6.2.3 Régime établi

La figure 6.12 montre les grandeurs statoriques du moteur B tournant à une vitesse de 100'000 tours/minute. Le point neutre des enroulements statoriques n'étant pas accessible dans le cas du moteur B, la tension statorique représentée ici est reconstruite à partir des mesures des tensions composées U_{12} et U_{23} .

L'observation de cette figure montre une légère erreur en ce qui concerne la valeur de l'angle séparant les passages par zéro des tensions induites et les commutations des transistors correspondants. La présence de cet écart est avant tout explicable par le délai ($\sim 10 \mu s$) des optocoupleurs (HCPL-0731-000E) utilisés pour transmettre les

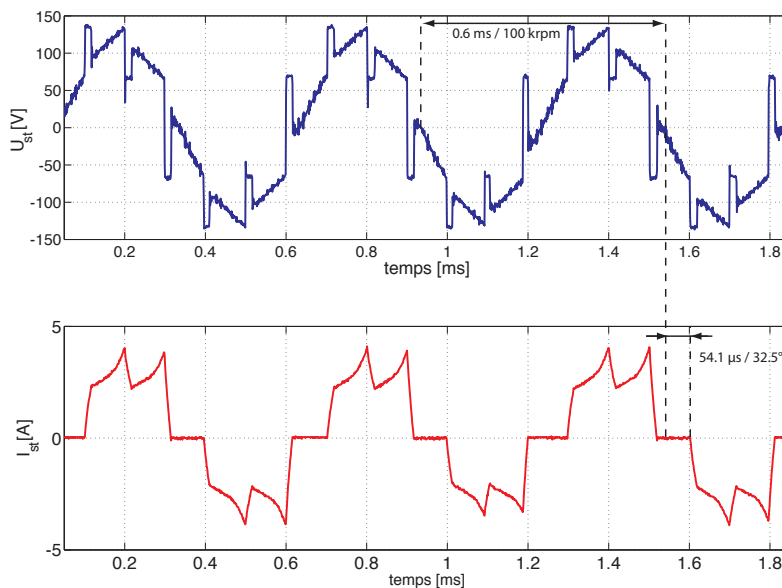


Figure 6.12 – Grandeurs statoriques en régime établi - Moteur B à 100 krpm

signaux de commande des transistors de l'onduleur de tension. Cette légère imperfection du système n'empêche aucunement la validation expérimentale de l'alimentation d'un moteur synchrone haute vitesse par un onduleur de tension commandé en 120° .

6.2.4 Validation du modèle de simulation numérique

La figure 6.13 montre la comparaison entre une mesure et la forme du courant statorique obtenu à l'aide du modèle numérique d'un moteur synchrone alimenté à deux phases ON, décrit dans l'annexe A et utilisé notamment au chapitre 2, et ceci pour un point de fonctionnement similaire.

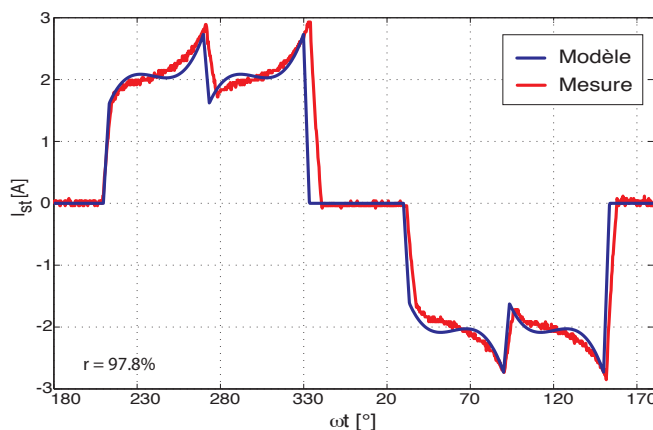


Figure 6.13 – Validation expérimentale du modèle de calcul du courant statorique - Moteur B

La valeur élevée du coefficient de corrélation, dont l'établissement est également détaillé dans l'annexe A, permet la validation expérimentale du modèle, les légères différences visibles pouvant être expliquées par les imperfections des circuits de détection des passages par zéro et par l'incertitude quant au point de fonctionnement considéré.

6.3 Fonctionnement générateur à l'aide d'une alimentation en 180°

Dans le but de valider les résultats théoriques relatifs au fonctionnement en générateur à l'aide d'un onduleur de tension commandé en 180°, l'entraînement de la figure 6.5 a été modifié selon le schéma de la figure 6.14.

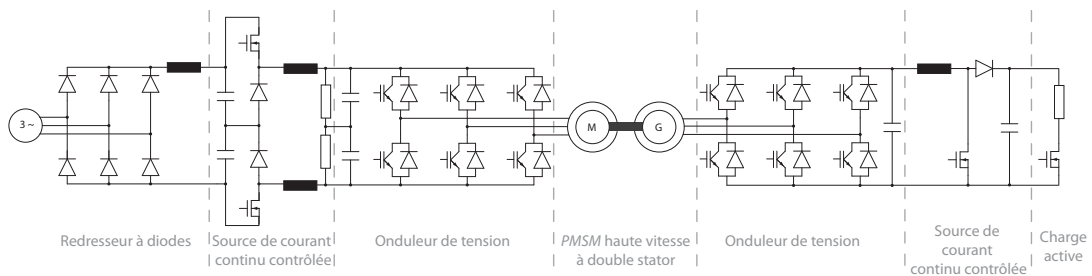


Figure 6.14 – Topologie complète de l'entraînement utilisé pour les tests en fonctionnement générateur

La charge résistive connectée aux bornes du second stator de la machine B est ici remplacée par une deuxième électronique de commande comprenant un onduleur de tension et un convertisseur continu-continu élévateur suivi d'une charge active permettant de contrôler la valeur de la tension continue fixe U_e tout en dissipant l'énergie transitant par les deux premiers étages dans une résistance de puissance.

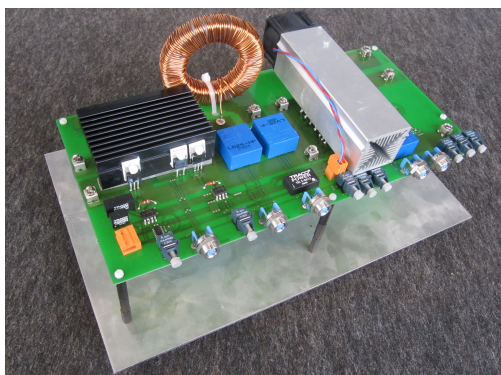


Figure 6.15 – Prototype de l'électronique de commande pour un fonctionnement générateur à haute vitesse



Figure 6.16 – Unité de contrôle utilisée lors des tests en fonctionnement générateur

L'électronique de commande présentée à la section précédente est utilisée ici afin de simuler un organe mécanique entraînant, tel qu'une micro-turbine à gaz. La table 6.2 donne les caractéristiques principales de l'électronique de commande assurant le fonctionnement en générateur. Des photographies de cette électronique et de l'unité de contrôle utilisée sont présentées respectivement aux figures 6.15 et 6.16.

Onduleur de tension	Transistors	Diode
Module : FSBB20CH60C	CoolMOS SPP20N60C3	SiC SDT12S60
Capteurs de courant	Capteurs de tension	Contrôleurs
LA-25 NP	LV-25 P	DSP : TI TMS320C28346 FPGA : ACTEL A3P1000

Table 6.2 – Caractéristiques de l'électronique de commande permettant le fonctionnement en générateur

Bien que prévue pour fonctionner jusqu'à des vitesses de l'ordre de 100'000 tours par minute, l'électronique de commande permettant le fonctionnement en générateur n'a malheureusement pu être testée qu'à vitesse et puissance limitées. En effet, comme détaillé dans l'annexe B de ce document, une panne empêchant le fonctionnement de la machine synchrone haute vitesse et indépendante des tests effectués est survenue lors de la mise en service de cette électronique. Cette panne n'ayant pas été réparable dans des délais raisonnables, la validation expérimentale des résultats théoriques relatifs au fonctionnement en générateur n'est que partielle.

6.3.1 Mesure indirecte de la position rotorique

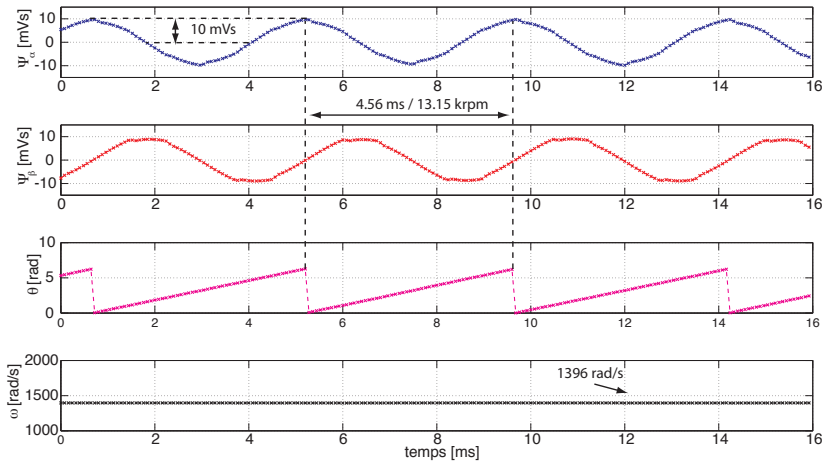


Figure 6.17 – Reconstruction du flux rotorique dans le référentiel fixe ; Fréquence d'échantillonnage : 50 kHz

La figure 6.17 montre le résultat de la reconstruction du flux rotorique dans les axes α et β du référentiel statorique à l'aide de la méthode décrite sous 4.3. Pour rappel, cette

méthode est basée sur la mesure des grandeurs statoriques et sur le modèle fondamental de la machine. La position θ du rotor ainsi que la pulsation électrique ω sont estimées, à partir des flux $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$, à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Le retard de 90° de l'axe β sur l'axe α au niveau du flux rotorique est clairement observable. De plus, l'amplitude des composantes $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$ correspond presque parfaitement (+3.1%) aux caractéristiques de la machine considérée, données dans l'annexe B. Finalement, on observe que la reconstruction de la position rotorique et de la pulsation électrique à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase conduit à une erreur de 1.4 % sur la valeur de la pulsation ω et montre des valeurs de $\Psi_{r,\alpha}$ et $\Psi_{r,\beta}$ dont la phase correspond tout à fait aux valeurs théoriques données par (4.23) et (4.25).

6.3.2 Régime établi

Les tensions composées U_{12} et U_{23} ainsi que le courant I_{st1} en régime établi, à vitesse et puissance limitées, sont illustrés à la figure 6.18. L'importance du contenu harmonique du courant statorique est clairement visible. Ce contenu est d'autant plus important que la vitesse de rotation est limitée. En effet, l'atténuation des harmoniques causées par la tension statorique grâce au caractère inductif des phases de la machine est moins significative à basse vitesse.

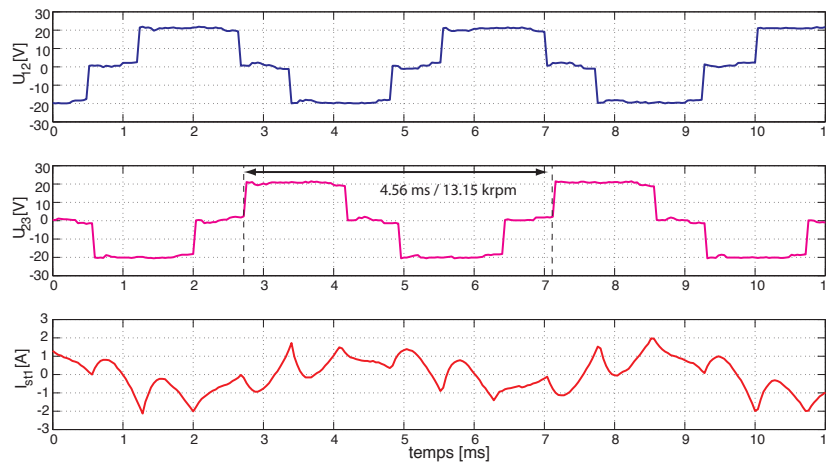


Figure 6.18 – Grandeurs statoriques en régime établi - Machine B à 13.15 krpm

La figure 6.19 montre les composantes dans les axes d et q du courant statorique, après le filtrage ($T_{filtre} = 32.8 \text{ ms}$), pour un fonctionnement correspondant à celui représenté à la figure 6.18. On remarque que la stratégie de réglage vectoriel définie sous 5.2.3 permet d'imposer un courant statorique dont la fondamentale est en opposition de phase avec la tension induite. On observe effectivement que la composante selon l'axe d du courant statorique est maintenue nulle alors que la composante selon l'axe q est négative.

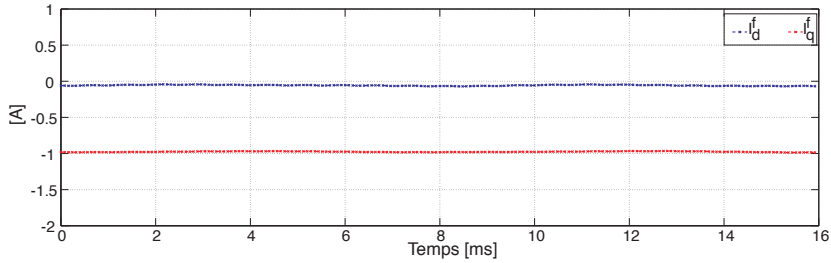


Figure 6.19 – Composantes dans le référentiel rotorique du courant I_{st} après filtrage - Machine B à 13.15 krpm

6.4 Conclusion

Les résultats expérimentaux décrits dans ce chapitre permettent de valider les différents concepts théoriques présentés tout au long des chapitres précédents.

Premièrement, la faisabilité d’une solution basée sur un convertisseur continu-continu intermédiaire multi-niveaux est établie. En effet, le découplage possible du contrôle du courant continu du bus à tension variable d’avec le contrôle de la division de la tension du bus à tension fixe est ici clairement démontré. De plus, la validité de l’expression de l’ondulation du courant, donnée par la relation (3.12), est vérifiée. Le raisonnement présenté au chapitre 3 démontrant la réduction de l’encombrement lié aux inductances est ainsi validé.

Deuxièmement, l’adéquation de l’utilisation d’un onduleur de tension commandé en 120° avec un fonctionnement moteur à haute vitesse est clairement vérifiée. La mise à profit des périodes de non-conduction pour la détection des changements de polarité des tensions induites permet de déterminer la position du rotor aussi à bien à haute vitesse (100’000 t/min) que lors du démarrage. De plus, il est démontré ici qu’une réalisation soignée des circuits de détection des passages par zéro permet d’abaisser la vitesse critique du capteur indirect de position à une fraction de pour-cent de la vitesse nominale. La validité de l’approche consistant à contrôler le couple moteur au travers du courant continu situé en amont du condensateur d’entrée de l’onduleur de tension, tel qu’illustré à la figure 5.6, est ici vérifiée expérimentalement. Finalement, l’obtention d’une valeur supérieure à 97% pour le coefficient de corrélation entre une mesure et une simulation du courant statorique permet de valider le modèle numérique présenté dans l’annexe A.

En ce qui concerne le fonctionnement en générateur à l’aide d’un onduleur de tension commandé en 180° , les validations expérimentales présentées ici ne sont que partielles. Cependant, les résultats obtenus, aussi bien en terme de mesure indirecte de la position que de contrôle du courant statorique, sont encourageants. En effet, bien que n’ayant été observé qu’à vitesse et puissance limitées, le comportement de l’entraînement ainsi commandé est conforme aux prévisions issues de la simulation.

Cinquième partie

Conclusion générale

Conclusions et perspectives

7.1 Résumé

Ce travail de thèse fait suite à la publication de la thèse de J. Schiffmann [7], traitant de la conception et de l'optimisation d'un turbocompresseur destiné à une installation de pompe à chaleur domestique. Dans le cadre du développement de cette pompe à chaleur, le choix a été fait de confier au Laboratoire d'Électronique Industrielle de l'EPFL l'étude de l'électronique de commande du moteur haute vitesse nécessaire à l'entraînement du turbocompresseur, et ceci au sein d'un partenariat académique-industriel financé par la Commission pour la Technologie et l'Innovation (CTI),

Au travers d'une étude plus générale des entraînements haute vitesse, ce travail de thèse avait pour objectif la conception et la validation de principe d'une électronique de commande interfaçant le moteur électrique haute vitesse, conçu par le partenaire industriel, avec le réseau électrique triphasé domestique. Selon le cahier des charges fourni par le partenaire industriel, le convertisseur de fréquence considéré devait permettre le contrôle en vitesse du moteur sans capteurs directs de position et de vitesse et présenter de bonnes performances en ce qui concerne l'encombrement et le rendement énergétique.

Afin de répondre à ces impératifs, une solution basée sur une modulation par amplitude d'impulsions a été proposée. Cette solution est le résultat d'une approche de conception séquentielle, partant des bornes du moteur électrique jusqu'au bus continu à tension fixe situé en entrée du convertisseur continu-continu intermédiaire. Ainsi, dans un premier temps, une étude systématique comparant l'adéquation avec le cahier des charges des deux topologies les plus couramment rencontrées dans le contexte de la conversion continue-alternative a permis de définir la structure, ainsi que la commande, de l'étage d'interface machine la plus adaptée à la problématique de la haute vitesse.

Une fois l'étude de l'étage onduleur achevée, le convertisseur continu-continu intermédiaire est considéré dans un second temps. L'étude de cet étage de conversion est basée sur la comparaison formelle, à l'aide de la Représentation Énergétique Macroscopique

pique, en terme de complexité de contrôle et de réduction de l'ondulation du courant de sortie de deux topologies au fonctionnement similaire.

Finalement, une fois la structure de l'électronique de commande entièrement définie, la troisième partie de cette étude est dédiée aux aspects liés au contrôle en vitesse sans capteurs directs à proprement parler. Dans un premier temps, le choix d'une méthode de mesure indirecte des grandeurs mécaniques est présenté. S'appuyant sur ces résultats, une modélisation dynamique de l'entraînement permettant d'aboutir à une structure de réglage appropriée est ensuite établie.

Dans un souci de généralité, l'ensemble des étapes de conception d'une électronique de commande permettant un fonctionnement moteur a été répété dans le contexte d'une machine fonctionnant en génératrice. Les différences aussi bien que les similitudes entre ces deux modes de fonctionnement sont ainsi exposées tout au long de ce document.

7.2 Principaux résultats

Au cours de ce travail de recherche, plusieurs résultats significatifs ont été apportés. Cette section reprend les conclusions partielles présentées à la fin des divers chapitres et passe en revue les différentes contributions de cette thèse.

Dans le chapitre 2, il est établi que l'onduleur de tension à six transistors est une solution particulièrement adaptée dans le contexte des entraînements haute vitesse présentant un fonctionnement moteur. Contrairement à l'utilisation d'un convertisseur de courant, cette solution permet le respect du critère d'optimalité du couple. Ce critère d'optimalité fait l'hypothèse de l'utilisation d'un moteur synchrone isotrope. Bien que pouvant paraître restrictive lors d'une première approche, cette hypothèse n'est que peu contraignante puisque ce type de moteur domine largement le domaine de la haute vitesse. De plus, il est établi dans ce même chapitre que, en comparaison avec l'utilisation d'un onduleur de courant ne présentant que des commutations douces, le choix d'un onduleur de tension n'implique pas des pertes par commutation excessives, ceci en raison du phénomène de *Zero-Voltage Transition* qui rend la moitié des commutations non-dissipatives.

Toujours au chapitre 2, l'adéquation de l'utilisation d'un onduleur de tension dans le cas d'un fonctionnement générateur est également mentionnée. Cependant, dans un tel cas, il existe une restriction quant à sa commande. En effet, il est démontré de manière systématique qu'une commande en 120° est impossible dans un tel cas sans une importante réduction des performances énergétiques de l'électronique de commande. Cette démonstration est l'une des contributions de cette étude. De plus, bien que ne permettant pas le respect strict de la stratégie de commande optimale, l'intérêt de l'utilisation d'un redresseur à diodes dans le cas d'un fonctionnement générateur est établi.

La simplicité maximale de cette topologie est à mettre en balance avec les pertes supplémentaires qu'elle occasionne, et ceci d'autant plus que ces pertes peuvent être fortement limitées par l'utilisation de machines peu inductives.

Dans le chapitre 3, la comparaison basée sur la Représentation Énergétique Macroscopique des deux topologies de convertisseurs abaisseurs à deux cellules de commutation montre que leurs fonctionnements présentent une grande similarité. Néanmoins, il est également montré que cette comparaison ne peut être étendue à un nombre plus élevé de cellules de commutation puisque, dans un tel cas, la topologie multi-niveaux nécessite plusieurs sources d'entrée indépendantes. Cependant, pour des topologies présentant deux cellules de commutation, il est démontré que l'utilisation d'un convertisseur multi-niveaux permet de réduire l'encombrement lié aux inductances, augmentant ainsi les performances de l'entraînement en terme d'encombrement. A la connaissance de l'auteur, l'utilisation de ce convertisseur continu-continu multi-niveaux dans le contexte d'un entraînement à modulation par amplitude d'impulsions est inédite.

Comme mentionné précédemment, les aspects liés au contrôle de l'entraînement sont traités dans la troisième partie de ce document, constituée des chapitres 4 et 5. Dans un premier temps, des méthodes de mesure indirecte de la position et de la vitesse sont décrites. Il est montré, au chapitre 4, comment une réalisation soignée des circuits de détection des changements de polarité des tensions induites permet de réduire la vitesse critique du capteur indirect à une fraction de pour-cent de la vitesse nominale. Cette approche est néanmoins réservée à un fonctionnement moteur puisqu'elle tire parti des périodes de non-conduction créées par une commande en 120° de l'onduleur de tension.

S'appuyant sur les méthodes de mesure indirecte décrites au chapitre 4, le chapitre 5 détaille deux stratégies de contrôle, l'une pour un fonctionnement moteur à l'aide d'une commande en 120° , l'autre pour une commande en 180° indépendante du mode de fonctionnement. Dans le premier cas, la simplification des circuits de réglage engendrée par l'utilisation d'une commande en 120° et par la maîtrise indirecte du couple au travers du courant continu en amont de l'onduleur de tension est présentée. L'influence de la valeur de la capacité d'entrée de l'onduleur de tension sur la dynamique du réglage en vitesse de l'entraînement est clairement démontrée. Dans le cas d'une commande en 180° , une stratégie de réglage vectoriel du courant statorique est proposée. Les conséquences sur la dynamique du réglage du courant de la présence d'harmoniques dans le spectre de la tension générée par une telle commande de l'onduleur de tension y sont discutées de manière détaillée.

La validation expérimentale des différents résultats théoriques présentés tout au long de ce document est présentée au chapitre 6. Des tests en fonctionnement moteur effectués à des vitesses allant jusqu'à 100'000 tours/minute permettent de valider l'utilisation d'un onduleur de tension commandé en 120° pour l'alimentation d'une machine électrique fonctionnant en moteur.

Contrairement à d'autres travaux récents traitant des entraînements synchrones [49] qui se focalisent sur un aspect bien particulier, l'approche suivie durant ce travail de thèse est de nature plus générale puisque l'ensemble des aspects de l'électronique de commande d'un tel entraînement y sont abordés. Cette approche permet d'obtenir une image plus globale de cette problématique. Ainsi, l'une des contributions importantes de ce travail de thèse est de regrouper au sein d'un seul document un ensemble d'outils, déjà décrits dans la littérature pour certains, permettant ainsi de réduire le temps de conception d'un entraînement synchrone haute vitesse. L'ensemble des résultats présentés dans les chapitres précédents peuvent être synthétisés sous la forme de la procédure séquentielle de conception d'un entraînement haute vitesse illustrée par la figure 7.1.

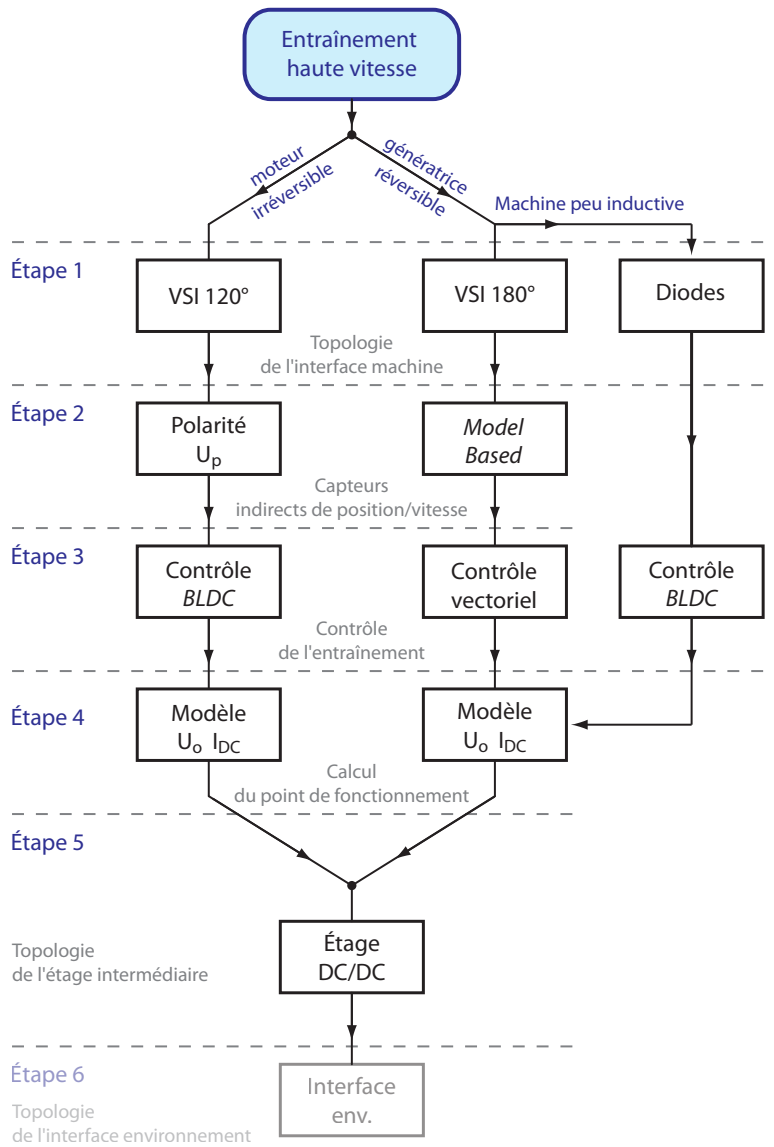


Figure 7.1 – Succession des étapes de conception dans une approche séquentielle

Étape 1 : Lors de la première étape de conception, la topologie et la commande de l'étage d'interface avec la machine sont choisies en fonction du mode de fonctionnement de l'entraînement considéré. Bien qu'une commande en 180° soit compatible aussi bien avec un fonctionnement moteur que générateur, la mise en place des capteurs indirects est plus complexe, comme démontré au chapitre 5. Par conséquent, dans le cas d'un entraînement appelé à fonctionner uniquement en moteur, une commande en 120° de l'onduleur de tension sera préférée. Pour un fonctionnement en générateur, le choix de la structure de l'étage d'interface machine se fera en fonction de la nécessité de la commande optimale et du caractère inductif des enroulements de la machine. Dans le cas de machines peu inductives, l'utilisation d'un redresseur à diodes sera ainsi privilégiée si la dégradation des performances énergétiques est acceptable dans le cas de l'application considérée.

Étape 2 : La seconde étape de la conception de l'électronique de commande dédiée à un entraînement haute vitesse est le développement des capteurs indirects de position et/ou de vitesse, ceci en fonction du mode de fonctionnement de l'entraînement et ainsi de la structure et de la commande de l'étage d'interface machine. Pour un entraînement moteur, on profitera des périodes de non-conduction, liées à la commande en 120° , pour détecter les passages par zéro des tensions induites. Une telle stratégie n'étant pas possible pour une commande en 180° , un capteur indirect de position basé sur un modèle mathématique de la machine sera préféré dans ce contexte. Dans le cas de l'utilisation d'un redresseur à diodes, cette étape n'a pas lieu d'être puisque ce convertisseur ne présente pas de degrés de liberté quant à sa commande.

Étape 3 : L'étape suivante consiste en la définition de la stratégie de réglage. Dans le cas d'un fonctionnement en génératrice, le contrôle des puissances active et réactive peut être réalisée à l'aide d'un contrôle de type vectoriel, tel qu'illustré au chapitre 5. Pour un entraînement appelé à fonctionner en moteur, on tirera parti de la similarité entre la machine à courant continu et le moteur synchrone commandé en 120° pour simplifier au maximum les circuits de réglage en commandant le couple moteur à l'aide du courant du bus continu, tel que décrit à la figure 5.6. Cette approche de réglage peut être étendue au cas d'un fonctionnement générateur à l'aide d'un redresseur à diodes.

Étape 4 : Une fois définie la stratégie de réglage, l'entraînement en boucle fermée peut être modélisé afin de déterminer le point de fonctionnement nominal du convertisseur continu-continu intermédiaire. Les modèles numériques présentés dans l'annexe A permettront de prédire de manière exacte la tension et le courant correspondant à la pleine vitesse et au couple nominal, rendant ainsi possible le choix des semi-conducteurs et le dimensionnement des éléments passifs qui constituent cet étage de conversion.

Étape 5 : Le point de fonctionnement nominal du convertisseur continu-continu intermédiaire désormais connu, sa conception devient possible. Les interrupteurs constituant les cellules de commutations seront choisis en fonction du mode de fonctionnement de l'entraînement considéré. Dans le cas d'entraînements pour lesquels l'encombrement joue un rôle important, la structure multi-niveaux décrite au chapitre 3 sera préférée.

Étape 6 : La dernière étape du développement d'une électronique de commande dédiée aux entraînements haute vitesse est la conception de l'interface avec l'environnement. Cette étape n'est pas traitée ici car elle est totalement indépendante du fonctionnement de la machine haute vitesse. Néanmoins, on peut distinguer deux cas : une machine devant être interfacée avec le réseau (figure 1.5) et une machine devant être interfacée avec un bus continu (figure 1.7) . Pour une connexion au réseau, un redresseur à diodes pourra être envisagé dans le cas d'un entraînement irréversible, bien qu'une telle solution puisse conduire à la nécessité de la présence d'une résistance de freinage sur le bus continu, ceci afin d'absorber l'énergie cinétique lors des phases de décélération. Si cette solution n'est pas compatible avec les objectifs concernant le rendement, une solution basée sur un second onduleur de tension est également possible. Pour une connexion à un bus continu, la topologie de cet étage d'interface sera choisie en fonction des niveaux de tension en jeu.

7.3 Perspectives

Bien que validant l'utilisation de la modulation par amplitude d'impulsions dans le contexte d'entraînements haute vitesse destinés à l'entraînement direct d'éléments de machines thermiques, en fonctionnement moteur aussi bien que générateur, ce travail de thèse ne constitue pas l'aboutissement de ce domaine de recherche mais ouvre la voie à de nombreux développements des plus intéressants. Ainsi, la description dans ce travail de thèse de la conception et du fonctionnement de l'électronique de puissance constitue une base solide à partir de laquelle des études d'une nature moins segmentée ou plus spécifique peuvent être menées.

Dans cette thèse, les différents étages de l'électronique de commande, interface machine et convertisseur continu-continu intermédiaire, ont été traités de manière séparée et séquentielle, tel que mentionné précédemment. Les conséquences des choix de conception d'un étage de conversion sur les performances des autres étages n'ont été que très partiellement abordées. Un dimensionnement global du convertisseur de fréquence, des bornes de la machine jusqu'au réseau dans le cas de la pompe à chaleur, basé sur une étude complète des interactions entre les différents étages de conversion permettrait très probablement à l'entraînement considéré d'atteindre des performances supérieures. Une conception basée sur une procédure d'optimisation, comprenant éventuellement le

dimensionnement de la machine électrique, constituerait sans aucun doute l'étape finale d'une étude consacrée aux entraînements électriques haute vitesse.

Dans le cas d'entraînements électriques s'insérant dans une problématique plus large, telle que la pompe à chaleur domestique constituant le contexte de ce travail de recherche, une conception incluant la machine entraînée peut également être envisagée. Dans le cas présent, une telle étude pourrait porter sur le contrôle actif des instabilités du turbocompresseur, telles que le phénomène de *surge* [55]. Le développement de ce genre de contrôle, nécessitant par nature des compétences multi-disciplinaires, conduirait assurément à un fonctionnement optimal de la pompe à chaleur considérée ici et constituerait un sujet de recherche des plus passionnants.

Sixième partie

Annexes

Modèle numérique de la machine synchrone isotrope

A.1 Modèle pour une commande en 120° de l'onduleur de tension

Tel que mentionné au chapitre 4, le capteur indirect de position basé sur l'étude du signe des tensions induites ne fournit une information exacte que pour un angle d'extinction μ inférieur à 30° . Dans le cas contraire, les informations sur la position de l'entraînement sont erronées. Ces erreurs pouvant conduire à une diminution des performances de l'entraînement, la caractérisation de l'angle d'extinction μ du courant statorique, son influence sur les performances ainsi que sa dépendance aux différents paramètres du moteur sont des éléments importants de la présente étude.

A.1.1 Développement du modèle numérique

Le modèle numérique du moteur synchrone isotrope alimenté en 120° , faisant l'objet de cette annexe et largement inspiré de [21], est basé sur le schéma électrique équivalent. Comme mentionné au chapitre 2, les phases du moteur peuvent être connectées au bus continu de manière différente, selon que les interrupteurs de l'onduleur de tension se trouvent dans une configuration à deux phases ON ou dans une phase de transition à trois phases ON, comme illustré à la figure A.1.

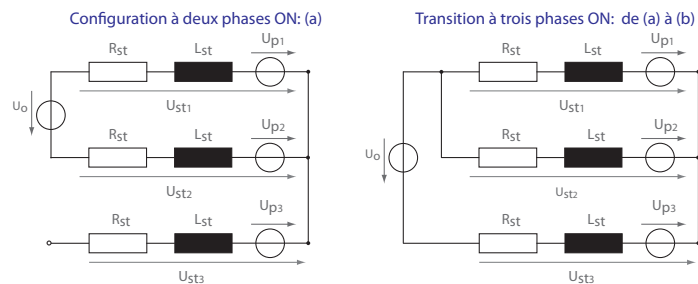


Figure A.1 – Configurations possibles des phases du moteur synchrone

Ces deux types de configurations des phases peuvent toujours être ramenés, à l'aide des théorèmes fondamentaux de l'électrotechnique, au schéma équivalent de la figure A.2.

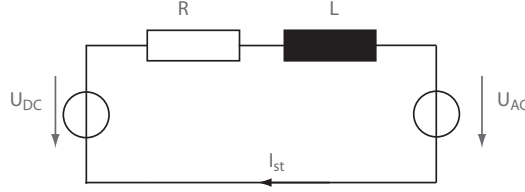


Figure A.2 – Schéma équivalent fondamental du moteur synchrone alimenté en 120°

Ainsi, le comportement du courant statorique peut être décrit par (A.1). Cette équation différentielle fait apparaître les deux termes de sources que sont U_{DC} et U_{AC} . Ces tensions représentent respectivement les contributions de la tension continue en entrée de l'onduleur ainsi que des tensions induites du moteur. Ces contributions varient avec la configuration des interrupteurs de l'onduleur de tension.

$$R I_{st}(t) + L \frac{d}{dt} I_{st}(t) = U_{DC}(t) - U_{AC}(t) \quad (\text{A.1})$$

La résolution de cette équation différentielle permet d'aboutir à l'expression générale (A.2) du courant statorique I_{st} . Le temps t' y est défini selon une référence relative à l'instant de changement de configuration des interrupteurs de l'onduleur. Z_{st} et ϕ_z , représentant respectivement le module et l'argument de l'impédance statorique, sont donnés par (A.3) et (A.4)

$$I_s(t') = I_i e^{-t' \frac{R_{st}}{L_{st}}} + I_c (1 - e^{-t' \frac{R_{st}}{L_{st}}}) + a \frac{\hat{U}_p}{Z_{st}} (\sin(\omega t' + \phi - \phi_z) - \sin(\phi - \phi_z) e^{-t' \frac{R_{st}}{L_{st}}}) \quad (\text{A.2})$$

$$Z_{st} = \sqrt{R_{st}^2 + (\omega L_{st})^2} \quad (\text{A.3})$$

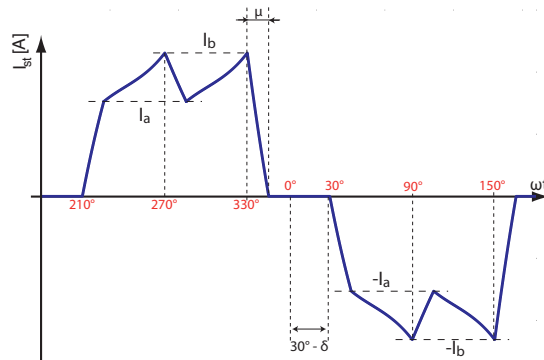
$$\phi_z = \text{atan} \left(\frac{\omega L_{st}}{R_{st}} \right) \quad (\text{A.4})$$

L'expression (A.2) laisse de plus apparaître les paramètres a , I_i , I_c et ϕ . Ces paramètres permettent de tenir compte de la variation des contributions des tensions induites et continue en fonction de la configuration de l'onduleur.

Intervalle	$[150^\circ + \mu; 210^\circ[$	$[210^\circ; 210^\circ + \mu[$	$[210^\circ + \mu; 270^\circ[$	$[270^\circ; 270^\circ + \mu[$	$[270^\circ + \mu; 330^\circ[$	$[330^\circ; 330^\circ + \mu[$
Interrupteurs passants	$T_3 T'_2$	$T_1 T'_2 D'_3$	$T_1 T'_2$	$T_1 T'_3 D_2$	$T_1 T'_3$	$T_2 T'_3 D'_1$
a	0	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
ϕ	-	$\frac{\pi}{6} - \delta$	$\frac{\pi}{3} + \mu - \delta$	$\frac{3\pi}{6} - \delta$	$\frac{\pi}{3} + \mu - \delta$	$\frac{5\pi}{6} - \delta$
I_i	0	0	I_a	I_b	I_a	I_b
I_c	0	$\frac{2U_o}{3R_s}$	$\frac{U_o}{2R_s}$	$\frac{U_o}{3R_s}$	$\frac{U_o}{2R_s}$	$-\frac{U_o}{3R_s}$
Intervalle	$[330^\circ + \mu; 30^\circ[$	$[30^\circ; 30^\circ + \mu[$	$[30^\circ + \mu; 90^\circ[$	$[90^\circ; 90^\circ + \mu[$	$[90^\circ + \mu; 150^\circ[$	$[150^\circ; 150^\circ + \mu[$
Interrupteurs passants	$T_2 T'_3$	$T_2 T'_1 D_3$	$T_2 T'_1$	$T_3 T'_1 D'_2$	$T_3 T'_1$	$T_3 T'_2 D_1$
a	0	1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
ϕ	-	$\frac{7\pi}{6} - \delta$	$\frac{\pi}{3} + \mu - \delta$	$\frac{9\pi}{6} - \delta$	$\frac{\pi}{3} + \mu - \delta$	$\frac{11\pi}{6} - \delta$
I_i	0	0	$-I_a$	$-I_b$	$-I_a$	$-I_b$
I_c	0	$-\frac{2U_o}{3R_s}$	$-\frac{U_o}{2R_s}$	$-\frac{U_o}{3R_s}$	$-\frac{U_o}{2R_s}$	$\frac{U_o}{3R_s}$

Table A.1 – Valeurs des paramètres variant avec la configuration de l'onduleur [21]

En comptant les phases de transitions à trois phases ON, il existe douze configurations différentes pour l'état des interrupteurs de l'onduleur sur une période électrique. Les valeurs des différents paramètres, pour l'ensemble de ces configurations, ont été établies dans [21]. Ces valeurs sont rappelées ici dans la table A.1 pour le calcul du courant circulant dans la première phase. Les paramètres I_a , I_b et δ y apparaissant sont définis à la figure A.3.


 Figure A.3 – Définition des paramètres I_a , I_b et δ du modèle numérique

L'insertion des valeurs numériques des différents paramètres dans la relation (A.2), et ceci pour chacune des configurations de l'onduleur, permet de déterminer l'évolution temporelle du courant statorique sur l'ensemble d'une période électrique. Cependant, ce modèle visant entre autre le calcul de l'angle μ , la valeur de celui-ci est a priori inconnue. Un algorithme itératif, également décrit dans [21], permet de résoudre ce problème. Afin de faciliter la compréhension du modèle numérique, cet algorithme est rappelé ici pour le calcul du courant statorique I_{st1} . La valeur de δ est supposée nulle.

Première étape : A l'aide des valeurs initiales $I_a = 0$ et $\mu = 0$, on calcule une première approximation de I_b , à l'aide de la relation (A.2) appliquée à l'intervalle $[270^\circ + \mu; 330^\circ]$.

Seconde étape : A partir de la valeur de I_b calculée à l'étape précédente, on calcule une approximation de l'angle d'extinction μ à l'aide de la relation (A.2) appliquée à l'intervalle $[330^\circ; 330^\circ + \mu]$.

Troisième étape : Grâce à l'approximation de l'angle d'extinction ainsi obtenue, on peut calculer une valeur de I_a grâce à l'application de (A.2) sur l'intervalle $[210^\circ; 210^\circ + \mu]$.

Quatrième étape : La connaissance de I_a et de μ permet le calcul d'une nouvelle approximation de I_b , plus proche de la solution exacte, selon la méthode utilisée lors de la première étape.

Ainsi, les étapes 2, 3 et 4 sont répétées jusqu'à ce que la différence entre deux valeurs de I_b obtenues consécutivement soit inférieure à une tolérance définie.

Bien que parfaitement fonctionnelle, cette procédure nécessite la connaissance précise de la tension continue U_o en entrée de l'onduleur de tension. Or, le moteur étant commandé à l'aide du courant et non de la tension du bus continu, le point de fonctionnement de l'entraînement est spécifié par la vitesse Ω et le courant I_{DC} . Ainsi, l'algorithme présenté doit être adapté à la commande en courant du moteur, telle que présentée à la sous-section 5.1.2.

Sur l'intervalle $[210^\circ; 270^\circ]$, le courant I_o en entrée de l'onduleur est identique au courant statorique I_{st1} circulant dans la première phase. Sous l'hypothèse que la tension U_o aux bornes du condensateur d'entrée ne varie pas sur cette intervalle, les valeurs moyennes des courants I_o et I_{DC} , tels que définis à la figure 5.4, sont identiques. Ainsi, la tension U_o correspondant à un courant I_{DC} donné peut être déterminée, de manière également itérative, grâce à ce critère.

Dans un premier temps, la tension U_o est approximée selon (5.9). A partir de cette valeur, de la vitesse de l'entraînement et des paramètres du moteur considéré, le courant statorique est calculé à l'aide de l'algorithme itératif décrit ci-dessus. Celui-ci est ensuite moyenné sur l'intervalle $[210^\circ; 270^\circ[$ puis comparé à la valeur de I_{DC} correspondant au point de fonctionnement désiré. Dans le cas où la valeur absolue de la différence entre les valeurs de I_{DC} et $\langle I_o \rangle$ est supérieure à une tolérance préalablement définie, la tension U_o est modifiée proportionnellement à l'écart entre ces valeurs. Ces différentes étapes sont ensuite répétées jusqu'à la convergence de $\langle I_o \rangle$ vers la valeur de I_{DC} spécifiée par le point de fonctionnement. Cette approche, inspirée de l'automatique, est illustrée à la figure A.4.

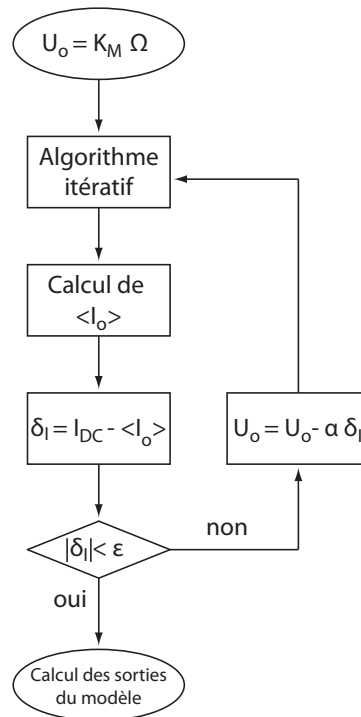


Figure A.4 – Algorithme utilisé pour la correspondance avec le courant continu I_{DC}

A.1.2 Validation des modèles

L'observation de la figure A.5 permet la validation de la procédure de calcul du courant statorique. En effet, celle-ci illustre la comparaison de la forme d'onde du courant statorique, sur une période complète, obtenue à l'aide du modèle décrit à la section précédente et d'une mesure effectuée sur le moteur B.

En traitant ces courbes comme deux suites d'échantillons de même longueur, il est

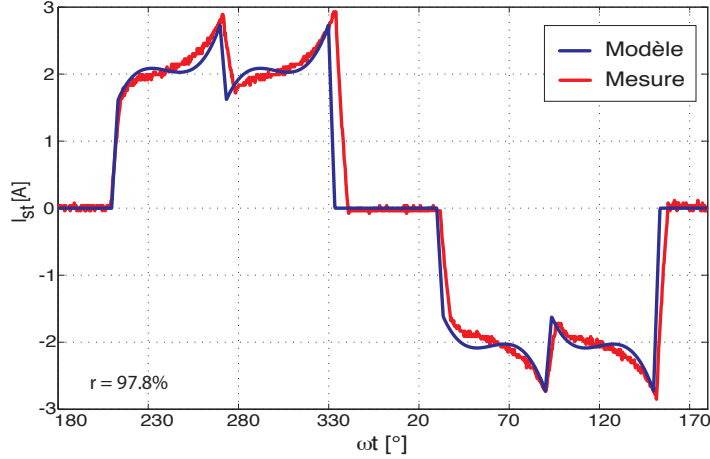


Figure A.5 – Validation expérimentale du modèle de calcul du courant statorique - Moteur B

possible de calculer le coefficient de corrélation r défini par (A.5).

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n ((I_{st}^{mod}[i] - \langle I_{st}^{mod} \rangle)(I_{st}^{mes}[i] - \langle I_{st}^{mes} \rangle))}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (I_{st}^{mod}[i] - \langle I_{st}^{mod} \rangle)^2 \sum_{i=1}^n (I_{st}^{mes}[i] - \langle I_{st}^{mes} \rangle)^2}} \quad (\text{A.5})$$

Dans le cas présent, la valeur du coefficient de corrélation est de 97,77%, validant ainsi le modèle développé dans [21] et sa modification. Les différences observables, telles que le temps de conduction des transistors ou les valeurs extrêmes du courant statorique, peuvent être expliquées par les incertitudes sur les valeurs des paramètres du moteur (résistance et inductance statoriques, flux d'excitation) ainsi que par les erreurs de mesure du temps séparant deux changements de polarité consécutifs.

La connaissance de la forme d'onde du courant statorique permet également l'extraction de son onde fondamentale. Il est ainsi possible de comparer la valeur réelle de la composante du courant statorique créatrice de couple avec l'approximation (5.7) utilisée pour la modélisation du comportement dynamique de l'entraînement. La figure A.6 montre un écart croissant entre les valeurs approchées et exactes. Ceci peut être expliqué par l'éloignement de la forme d'onde réelle d'avec le modèle utilisé à l'équation (5.7) en raison de l'augmentation de l'angle d'extinction μ . La tendance générale étant respectée et l'écart ne dépassant pas 19% de la valeur réelle, le modèle simplifié utilisé pour la modélisation du comportement dynamique de l'entraînement peut être jugé suffisamment précis pour le dimensionnement de régulateurs. En effet, cet écart est comparable avec la tolérance de certaines grandeurs physiques telle que la capacité du condensateur d'entrée de l'onduleur C_o .

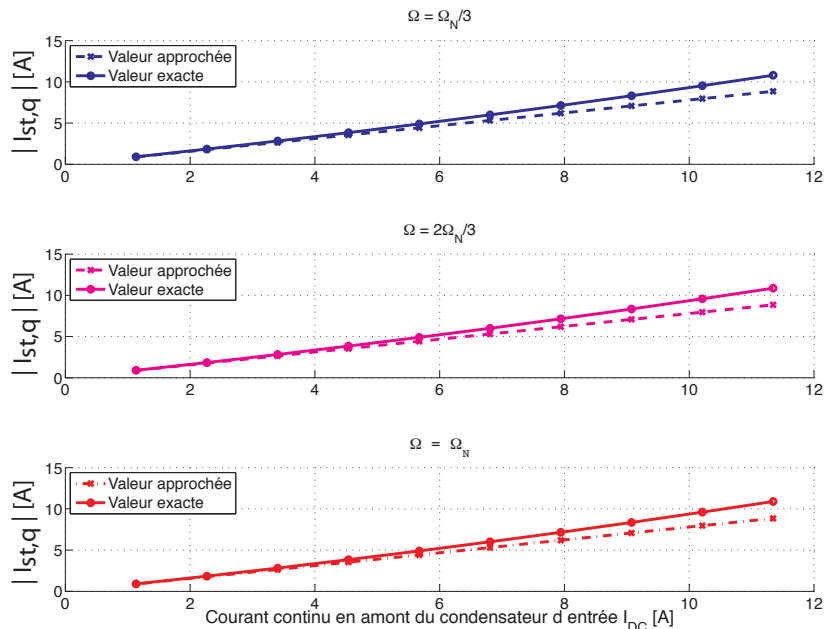


Figure A.6 – Validation du modèle dynamique de l'entraînement commandé en 120° - Moteur B

A.1.3 Evolution et influences de l'angle d'extinction

Le mécanisme d'extinction du courant a pour autre conséquence l'introduction d'une différence de phase $\Delta\phi$ entre le courant statorique réel et sa forme idéalisée, comme l'illustre la figure A.7. Cette différence de phase se retrouve ainsi entre la fondamentale du courant statorique et la tension induite, laissant présager une diminution du couple puisque le critère d'optimalité défini au chapitre 1 ne semble pas être respecté.

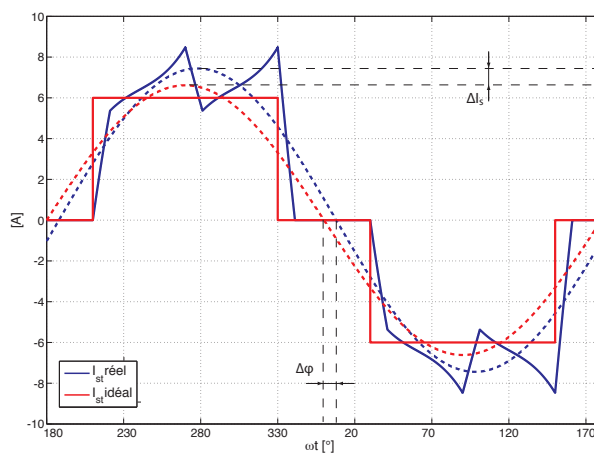


Figure A.7 – Illustration de la différence de phase $\Delta\phi$ créée par l'angle d'extinction μ

L'évolution de la différence de phase $\Delta\phi$ en dépendance du point de fonctionnement de l'entraînement est représentée à la figure A.8. Une comparaison avec la figure 4.8 montre que la différence de phase $\Delta\phi$ créée par l'angle d'extinction μ peut être approchée par la moitié de ce dernier.

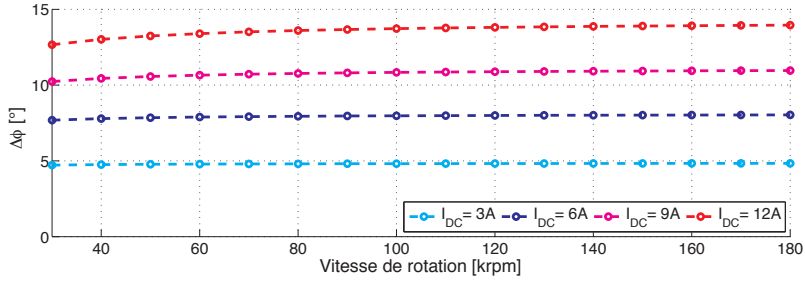


Figure A.8 – Evolution de la différence de phase avec le point de fonctionnement - Moteur B

La différence de phase $\Delta\phi$ augmentant avec l'amplitude du courant statorique et laissant entrevoir une diminution relative de la composante I_q créatrice de couple, il pourrait être envisagé d'introduire un angle d'avance à l'amorçage δ , tel que défini à la figure A.3, permettant d'annuler la différence de phase $\Delta\phi$ et de vérifier effectivement le critère d'optimalité.

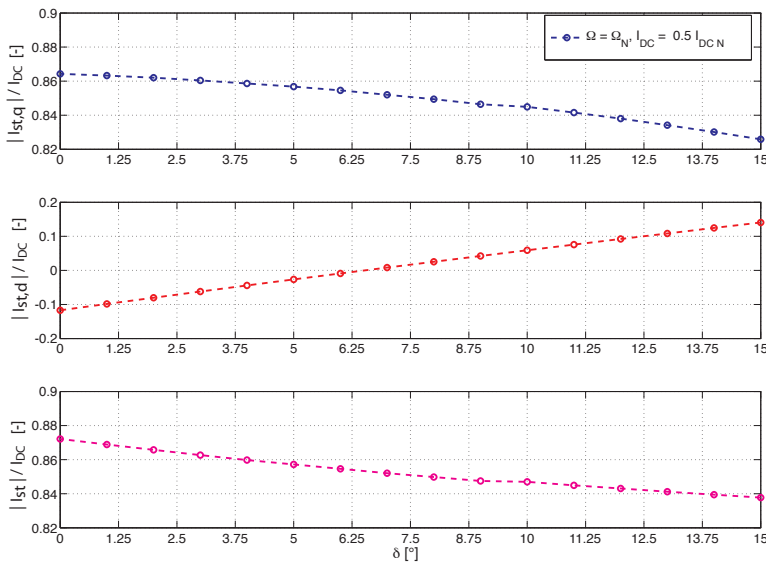


Figure A.9 – Evolution du courant statorique en fonction de l'angle d'avance à l'allumage - Moteur B

Néanmoins, la figure A.9 montre que, pour un courant I_{DC} constant, l'introduction d'un angle d'avance à l'amorçage n'a pas pour conséquence d'augmenter la composante

I_q , mais de la réduire, et cela, malgré la réduction de la différence de phase $\Delta\phi$. Ceci est explicable par le fait que malgré un courant I_{DC} constant, l'amplitude de l'onde fondamentale du courant I_{st} n'est pas constante mais dépend de l'angle d'avance à l'amorçage δ . L'hypothèse d'un courant statorique d'amplitude constante préalable au critère d'optimalité établi au chapitre 1 n'est donc pas vérifiée.

L'observation de la figure A.9 montre donc que le rapport optimal entre la composante dans l'axe q du courant statorique et le courant I_{DC} est effectivement obtenu pour un angle $\delta = 0$, validant ainsi la valeur de 30° pour l'angle séparant le changement de polarité d'une tension induite et la mise en conduction de la phase correspondante. En effet, bien que la figure A.9 semble montrer qu'un angle δ négatif puisse conduire à une augmentation de la composante créatrice de couple du courant statorique, une telle stratégie réduirait la valeur limite de l'angle μ conduisant à une erreur sur la mesure de la position.

Le modèle numérique du moteur synchrone alimenté en 120° présenté dans cette annexe peut également être utilisé dans la phase de conception du moteur. En effet, il permet de prévoir l'influence de certains choix de conception sur les performances et les limites de fonctionnement de l'entraînement considéré. A titre d'exemple, la figure A.10 montre l'influence des différents paramètres du schéma électrique équivalent du moteur sur la valeur de l'angle d'extinction μ .

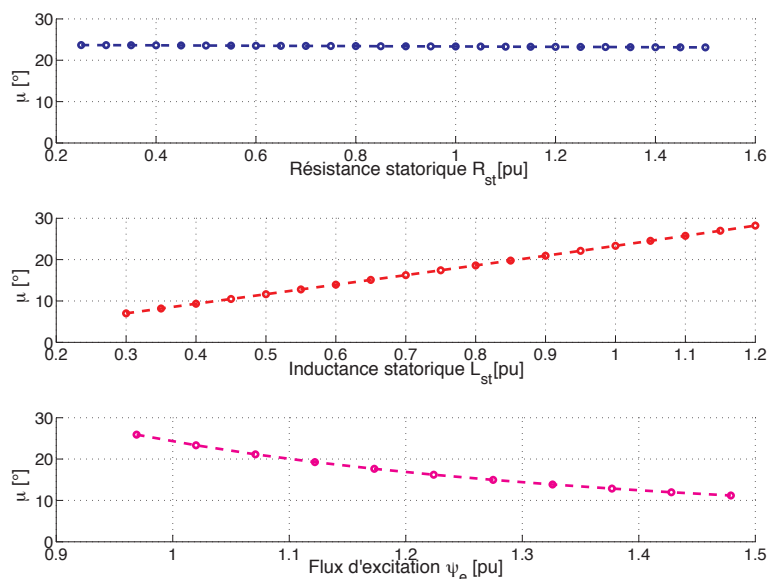


Figure A.10 – Evolution de l'angle μ avec les paramètres du moteur - Moteur B

On observe que la valeur de la résistance statorique n'a que peu d'influence sur la valeur de μ , contrairement à celle de l'inductance statorique et du flux d'excitation.

L'influence de l'inductance statorique est aisément explicable. En effet, une inductance plus faible conduit à une extinction plus rapide du courant. Quant au flux d'excitation, son influence est double. En effet, à puissance et vitesse constante, un flux d'excitation supérieur augmente l'amplitude de la tension induite et réduit l'amplitude requise du courant statorique, réduisant d'autant la valeur de μ . Bien qu'il ne soit formellement pas possible de tirer des généralités, on peut conclure qu'afin de repousser la limite de fonctionnement $\mu = 30^\circ$ aussi loin que possible et de s'assurer du bon fonctionnement du capteur indirect de position sur l'ensemble de la plage d'utilisation, le moteur utilisé doit présenter une inductance statorique aussi faible que possible. De plus, bien qu'une augmentation du flux d'excitation ψ_e puisse conduire à une diminution de l'angle μ , une telle conception aurait pour conséquence l'augmentation de la tension du bus continu U_o nécessaire à vitesse nominale, pouvant ainsi conduire à un sur-dimensionnement de l'électronique de puissance.

A.2 Modèle pour une commande en 180° de l'onduleur de tension

La modélisation de la machine synchrone alimentée à l'aide d'un onduleur de tension commandé en 180° est plus aisée. En effet, contrairement à une alimentation à deux phases ON, les tensions statoriques sont à tout instant définies par la valeur de la tension U_o et l'état des transistors. Ainsi, aucun algorithme itératif n'est nécessaire.

A.2.1 Point de fonctionnement du convertisseur continu-continu

Dans un premier temps, l'amplitude de la tension statorique nécessaire au fonctionnement à puissance et vitesse nominales peut être extraite de (A.6).

$$\hat{U}_{st} = \left\| (R_{st} + j\omega_N L_{st}) \underline{I}_{stN} + \underline{U}_{pN} \right\| \quad (\text{A.6})$$

On peut ensuite tirer parti de la relation entre l'amplitude de l'onde fondamentale des tensions statoriques et la valeur de la tension U_o pour déterminer la tension continue nominale en entrée de l'onduleur de tension.

$$U_{oN} = \frac{\pi}{2} \hat{U}_{st}|_{P=P_N, \Omega=\Omega_N} \quad (\text{A.7})$$

En négligeant les pertes dans l'onduleur et dans la machine, la valeur nominale du courant continu I_{DC} peut être extraite du bilan de puissance décrit par (A.8).

$$P_{mecN} = U_{oN} I_{DCN} \Rightarrow I_{DCN} = \frac{P_{mecN}}{U_{oN}} \quad (\text{A.8})$$

Ces deux dernières relations permettent ainsi la détermination du point de fonctionnement nominal du convertisseur continu-continu intermédiaire pour lequel celui-ci doit être dimensionné.

A.2.2 Constante de temps du réglage de la tension continue variable

Les développements suivants sont destinés à justifier l'hypothèse, émise au chapitre 5, d'une valeur comprise en 10 ms à 20 ms pour la constante de temps T_{U_o} du réglage de la tension continue en entrée de l'onduleur dans le cas d'une commande en 180°. Les valeurs numériques utilisées ici sont celles de la machine B décrite dans l'annexe suivante.

Dans le cas où cette machine génère une puissance de 3 kW à une vitesse de 100'000 tours/minutes, les valeurs nominales des grandeurs I_{DC} et U_o du bus continu sont données respectivement par (A.9) et (A.10), conformément aux développements présentés sous A.2.

$$I_{DC_N} = 13.86 \text{ A} \quad (\text{A.9})$$

$$U_{o_N} = 243.6 \text{ V} \quad (\text{A.10})$$

Sous l'hypothèse que le réglage de la tension U_o peut être modélisé, en boucle fermée, par une fonction de transfert du premier ordre ayant pour constante de temps T_{U_o} , l'évolution temporelle du courant I_{DC} et de la tension U_o peut être schématiquement représentée selon la figure A.11 dans le cas d'un saut de consigne. La dynamique de la boucle interne de réglage du courant I_{DC} y est considérée comme beaucoup plus rapide et est par conséquent négligée.

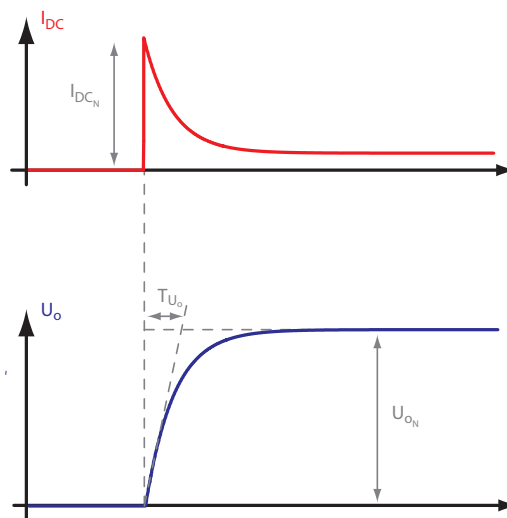


Figure A.11 – Evolution temporelle pour un saut de consigne sur la valeur de la tension U_o

Sous l'hypothèse supplémentaire qu'un saut de consigne d'une valeur nulle jusqu'à la valeur nominale de la tension U_o engendre un courant I_{DC} ne dépassant pas sa valeur nominale, le maximum de la dérivée temporelle de la tension U_o est donné par (A.11).

$$\max \left(\frac{d}{dt} U_o \right) = \frac{I_{DCN}}{C} = \frac{U_{oN}}{T_{U_o}} \quad (\text{A.11})$$

De cette dernière équation peut être extraite la valeur de la constante de temps T_{U_o} . En considérant une valeur typique de 1 mF pour la capacité C en entrée de l'onduleur, la constante de temps caractérisant le réglage de la tension U_o prend la valeur donnée par (A.12).

$$T_{U_o} = \frac{U_{oN} C}{I_{DCN}} = \frac{243.6 \text{ V} \cdot 1 \text{ mF}}{13.28 \text{ A}} = 17.6 \text{ ms} \quad (\text{A.12})$$

Cette valeur de la constante T_{U_o} permet de valider l'approximation faite dans le chapitre 5 qui consiste, dans le contexte de la modélisation de la dynamique de l'onduleur de tension commandé en 180° , à négliger la dynamique de la phase de la tension statorique vis-à-vis de celle de son amplitude. Par conséquent, la modélisation de l'onduleur de tension par une fonction de transfert réelle dans le référentiel rotorique peut être considérée comme une approximation valide.

Caractéristiques des machines utilisées

B.1 Machine A

Ce moteur synchrone isotrope a été utilisé lors des premiers tests de l'électronique permettant le fonctionnement moteur. Ses caractéristiques sont données par la table B.1. Cette machine présente une répartition de flux sinusoïdale, comme l'illustre la figure B.1.

Résistance série	Inductance série	Flux d'excitation
R_s	L_s	ψ_e
0.23 Ω	120 μH	4.48 mV/s
Constante de tension induite	Vitesse maximale	Paliers/Roulements
K_v	V_{max}	-
0.47 V/krpm	50 krpm	roulement à billes

Table B.1 – Caractéristiques de la machine A

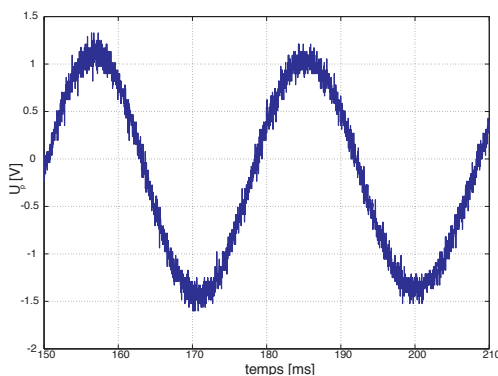


Figure B.1 – Tension induite



Figure B.2 – Machine A

B.2 Machine B

Cette machine est formée de deux stators construits autour du même rotor. Sa vitesse maximale est supérieure à celle de la machine A, notamment grâce à l'utilisation de paliers aérostatiques. Ceux-ci nécessitent l'injection d'air comprimé à une pression de 10 bars pour un fonctionnement à 100 krpm et de 12 bars pour une vitesse maximale de 180 krpm.

Résistance série	Inductance série	Flux d'excitation
R_s	L_s	ψ_e
0.185 (à froid) 0.28 (à chaud) Ω	330 μH	9.7 mV/s
Constante de tension induite	Vitesse maximale	Paliers/Roulements
K_v	V_{max}	-
1.02 V/krpm	180 krpm	paliers aérostatiques

Table B.2 – Caractéristiques de la machine B

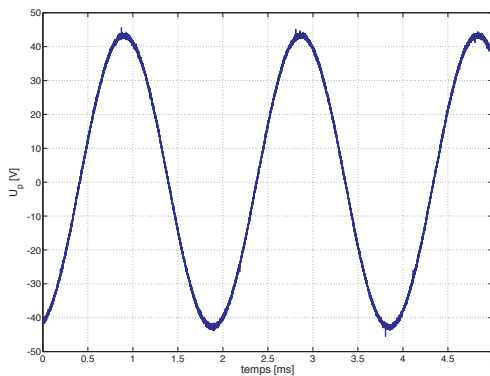


Figure B.3 – Tension induite

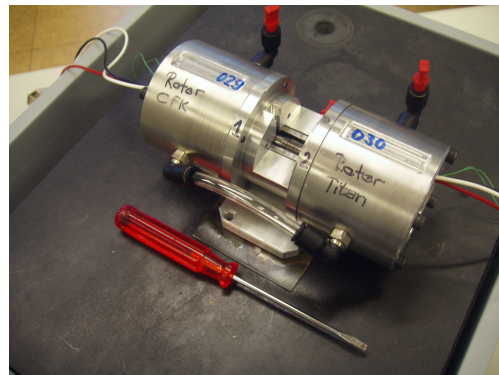


Figure B.4 – Machine B

Cette double machine a été conçue par le partenaire industriel de ce travail de thèse, *Fischer Precise*. Elle a été prêtée au laboratoire d'électronique industrielle à deux reprises pour des durées limitées afin de permettre les tests à haute vitesse des électroniques de commande décrites dans cette thèse.

Une première campagne de test concernant le fonctionnement moteur a été menée en janvier 2011. Une seconde campagne de deux semaines concernant le fonctionnement en génératrice a eu lieu en décembre de la même année. Néanmoins, une panne indépendante des tests effectués et empêchant le démarrage de la machine est survenue au cours de cette seconde période de tests. Les dégâts n'étant pas réparables dans des délais raisonnables au vu des échéances de ce travail de thèse, les résultats théoriques relatifs au fonctionnement générateur n'ont pu être validés qu'à des vitesses limitées.

Les deux machines utilisées lors des validations expérimentales présentées au chapitre 6 présentent des distributions sinusoïdales de flux. Par conséquent, afin de permettre une comparaison plus aisée entre les développements théoriques et les mesures effectuées lors des campagnes de tests, l'hypothèse d'une telle distribution de flux est faite tout au long de ce document.

Bibliographie

- [1] OFEN. Statistique globale suisse de l'énergie 2009, 2010.
- [2] OFEN. Graphiques de la statistique globale suisse de l'énergie 2010, 2010.
- [3] OFEN. Analyse des schweizerischen energieverbrauchs 2000-2006 nach verwendungszwecken, 2008.
- [4] OFEN. Graphiques de la statistique suisse de l'électricité 2009, 2010.
- [5] Michele Zehnder. *Efficient air-water heat pumps for high temperature lift residential heating, including oil migration aspects*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2004.
- [6] Michael A. Boles Yunus A. çengel. *THERMODYNAMICS : An Engineering Approach*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2005.
- [7] Jürg Schiffmann. *Integrated design, optimization and experimental investigations of a direct driven turbocompressor for domestic heat pumps*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2008.
- [8] M. Algrain. Controlling an electric turbo compound system for exhaust gas energy recovery in a diesel engine. In *Electro Information Technology, 2005 IEEE International Conference on*, pages 6 pp. –6, may 2005.
- [9] M.A. Rahman, A. Chiba, and T. Fukao. Super high speed electrical machines - summary. In *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*, pages 1272 –1275 Vol.2, 2004.
- [10] Beat Arnet. *A contribution to the design and control of electric vehicle drives*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 1998.
- [11] R.M. Kennel. Ultra high speed drive with permanent magnet synchronous motors and hardware based field oriented control. pages 116 –124, sep. 2007.
- [12] Christoph Zwyssig. *An Ultra-High-Speed Electrical Drive System*. PhD thesis, ETHZ Zürich, 2008.
- [13] Pierre-Daniel Pfister. *Very high-speed slotless permanent magnet motors : theory, design and validation*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2009.

- [14] Jung-Sheng Wen, Chi-Hsu Wang, Ying-De Chang, and Ching-Cheng Teng. Intelligent control of high-speed sensorless brushless dc motor for intelligent automobiles. pages 3394 –3398, oct. 2008.
- [15] Hansruedi Bühler. *Réglage de Système d'Electronique de Puissance*, volume 2. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [16] P.-D. Pfister and Y. Perriard. A 200 000 rpm, 2 kw slotless permanent magnet motor. pages 3054 –3059, oct. 2008.
- [17] T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamashita, and S. Ibaraki. 160,000-r/min, 2.7-kw electric drive of supercharger for automobiles. volume 2, pages 1380 –1385, 2005.
- [18] Carlos Rivas Pereda. *Etude, modélisation et propriétés d'un onduleur de courant à pulsion associé à une pile à combustible*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2003.
- [19] Bimal K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall of India, 2005.
- [20] Laurent Cardoletti. *Commande et réglage de moteur synchrones auto-commutés par des capteurs indirects de position*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 1993.
- [21] Christian Fleury. *Modélisation de l'entraînement électrique synchrone auto-commuté*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 1995.
- [22] Matsuse Kouki Rajashekara Kaushik, Kawamura Atsuo. *Sensorless Control of AC Motor Drives*. IEEE press, 1996.
- [23] Philippe Barrade. *Electronique de Puissance : méthodologie et convertisseurs élémentaires*. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [24] Ned Mohan. *Power Electronics, converters, applications and design*. Edition Wiley, 2003.
- [25] Hansruedi Bühler. *Electronique de Puissance*. Dunod, 1981.
- [26] I. Takahashi, T. Koganezawa, G. Su, and K. Oyama. A super high speed pm motor drive system by a quasi-current source inverter. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, pages 657 –662 vol.1, oct 1993.
- [27] D. Siemaszko, C. Rod, and A.C. Rufer. Controlled resonant circuit with commutated capacitors using self-switching power devices. In *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, pages 874 –879, july 2009.
- [28] D. Siemaszko, C. Rod, and A.C. Rufer. Single-phase resonant lc circuit using a bank of self-switched capacitors. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58(9) :4175 –4184, sept. 2011.
- [29] J.A. Oliver, P. Zumel, O. Garcia, J.A. Cobos, and J. Uceda. Passive component analysis in interleaved buck converters. volume 1, pages 623 – 628 Vol.1, 2004.
- [30] EPCOS. Aluminum electrolytic capacitors : snap-in capacitors datasheet. Technical report, EPCOS, Novembre 2008.

-
- [31] B. Destraz, Y. Louvrier, and A. Rufer. High efficient interleaved multi-channel dc/dc converter dedicated to mobile applications. volume 5, pages 2518 –2523, oct. 2006.
- [32] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos. Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(3) :578 –586, may. 2006.
- [33] M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi, and S. Hashino. High power density dc/dc converter using the close-coupled inductors. pages 1760 –1767, sep. 2009.
- [34] Christian Rod and Alfred Rufer. A comparison between two-commutation-cell multichannel and multilevel buck-derived topologies. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1 –10, 30 2011-sept. 1 2011.
- [35] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.-E. Vidal, and X. Kestelyn. Weighted control of traction drives with parallel-connected ac machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(6) :1799 –1806, dec. 2006.
- [36] M.T. Zhang, Yimin Jiang, F.C. Lee, and M.M. Jovanovic. Single-phase three-level boost power factor correction converter. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, number 0, pages 434 –439 vol.1, March 1995.
- [37] P.J. Grbović and, P. Delarue, P. Le Moigne, and P. Bartholomeus. A bidirectional three-level dc-dc converter for the ultracapacitor applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(10) :3415 –3430, 2010.
- [38] Yannick Louvrier. *Etude et optimisation d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2010.
- [39] Infineon Technologies AG. www.infineon.com, Août 2010.
- [40] P. Barrade, A. Bouscayrol, and P. Delarue. An energetic based method leading to merged control loops for the stability of input filters. In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pages 1 –6, sept. 2010.
- [41] D. Krahenbuhl, C. Zwyssig, H. Weser, and J.W. Kolar. A miniature, 500 000 rpm, electrically driven turbocompressor. pages 3602 –3608, sep. 2009.
- [42] L.A. de S Ribeiro, M.C. Harke, and R.D. Lorenz. Dynamic properties of back-emf based sensorless drives. volume 4, pages 2026 –2033, oct. 2006.
- [43] R.W. Wall. Simple methods for detecting zero crossing. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, pages 2477 – 2481 Vol.3, nov. 2003.
- [44] Jingbo Liu, T. Nondahl, P. Schmidt, S. Royak, and M. Harbaugh. Equivalent emf based position observers for sensorless synchronous machines. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pages 425 –432, feb. 2010.
-

- [45] M. Ezzat, J. de Leon, N. Gonzalez, and A. Glumineau. Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor by using sliding mode observer. pages 227–232, jun. 2010.
- [46] K. Jezernik, E. Urlep, and A. Polic. Speed sensorless variable structure torque control of pmsm. page 6 pp., nov. 2005.
- [47] J-F Stumper, D. Paulus, and R.M. Kennel. Encoderless field-oriented control of a synchronous reluctance machine with an estimator in polar-current coordinates. In *Power Electronics and Applications, 2011. EPE '11. 14th European Conference on*, pages 1–10, 2011.
- [48] G. el Murr, D. Giaouris, and J.W. Finch. Universal pll strategy for sensorless speed and position estimation of pmsm. In *Industrial and Information Systems, 2008. ICIIS 2008. IEEE Region 10 and the Third international Conference on*, pages 1–6, dec. 2008.
- [49] Jan Persson. *Innovative Standstill Position Detection Combined With Sensorless Control of Synchronous Motors*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2005.
- [50] Kyeong-Hwa Kim and Myung-Joong Youn. Performance comparison of pwm inverter and variable dc link inverter schemes for high-speed sensorless control of bldc motor. *Electronics Letters*, 38(21) :1294 – 1295, oct 2002.
- [51] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A.V. Timbus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(5) :1398 –1409, oct. 2006.
- [52] Hansruedi Bühler. *Réglage de Système d'Electronique de Puissance*, volume 1. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [53] B. Bahrani, S. Kenzelmann, and A. Rufer. Multivariable-pi-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58(7) :3016 –3026, july 2011.
- [54] Aziza Benaboud. *Convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe : Interface entre turbo-alternateurs à haute vitesse et réseau électrique*. PhD thesis, EPFL Lausanne, 2006.
- [55] K.O. Boinov, E.A. Lomonova, A.J.A. Vandenput, and A. Tyagunov. Surge control of the electrically driven centrifugal compressor. volume 4, pages 2887 – 2894 Vol. 4, oct. 2005.

Nomenclature

- $\langle x \rangle$ Valeur moyenne sur une période de commutation d'une grandeur présentant une ondulation, page 55
- α_r Angle de retard à l'amorçage de l'onduleur de courant triphasé, page 26
- ΔI Ondulation du courant de sortie du convertisseur DC/DC abaisseur, page 51
- δ_{NPC} Angle de commutation du convertisseur NPC [54], page 110
- μ Angle d'extinction du courant statorique, page 29
- Ω Vitesse de rotation du moteur [rad/s], page 18
- ω Pulsation électrique, page 13
- Ψ_r Flux rotorique, page 13
- Ψ_e Flux d'excitation du moteur synchrone, page 13
- Ψ_{st} Flux statorique, page 12
- θ Angle électrique rotorique, page 13
- ξ Rapport cyclique d'une cellule de commutation défini par le rapport du temps d'enclenchement du transistor et de la période de commutation, page 55
- B_r Champ d'induction rotorique, page 92
- B_s Champ d'induction statorique, page 91
- COP Coefficient de performance d'une pompe à chaleur, page 8
- f_p Fréquence de pulsation, page 18
- I_o Courant d'entrée de l'onduleur, page 25
- I_s Courant de sortie du convertisseur DC/DC, page 53
- I_{DC} Composante continu du courant de sortie du convertisseur DC/DC, page 51

I_{st}	Courant statorique, page 12
J	Moment d'inertie de l'entraînement : rotor et charge, page 96
J_{equ}	Moment d'inertie de l'entraînement vue du bus continu [As^2], page 96
K_M	Constante de couple, page 95
L_{st}	Inductance statorique, page 13
M	Couple moteur, page 93
p	Nombre de paire de pôles du moteur considéré, page 12
P_{mec}	Puissance mécanique, page 94
$PMSM$	Moteur synchrone à aimants permanents, page 11
Q_{chaud}	Énergie thermique échangée avec la source chaude, page 7
Q_{froid}	Énergie thermique échangée avec la source froide, page 7
R_{st}	Résistance statorique, page 13
U_e	Tension continue fixe en entrée du convertisseur continu-continu, page 20
U_o	Tension continue variable en entrée de l'onduleur, page 20
U_p	Tension induite, page 13
U_s	Tension de sortie du convertisseur DC/DC, page 53
U_{ind}	Tension d'induit, page 13
U_{st}	Tension statorique, page 12
W	Énergie mécanique apportée à la PàC par le compresseur, page 8
${}^n X$	n^{eme} harmonique de la grandeur X, page 95
r	Phaseur spatial exprimé dans le référentiel rotorique, page 16
s	Phaseur spatial exprimé dans le référentiel statorique, page 16
α	Composante de la grandeur considérée selon l'axe α dans le référentiel statorique, page 15
β	Composante de la grandeur considérée selon l'axe β dans le référentiel statorique, page 15
d	Composante de la grandeur considérée selon l'axe d dans le référentiel statorique, page 16
q	Composante de la grandeur considérée selon l'axe q dans le référentiel statorique, page 16

Curriculum Vitae

Christian Rod

Né le 7 février 1986 à Lausanne

Nationalité : Suisse

christian.rod@a3.epfl.ch

Expériences

03.09-03.12 : Assistant-Doctorant Laboratoire d'Électronique Industrielle - EPFL

Recherche et développement

- Conception de l'électronique de commande sans capteurs d'un moteur synchrone haute vitesse
- Développement d'un prototype permettant des tests jusqu'à 100'000 t/min
- Etude du contrôle sans capteurs d'une génératrice synchrone haute vitesse
- Participation au développement d'une plateforme numérique de contrôle pour convertisseurs d'électronique de puissance (programmation C, intégration mécanique, mise en service)

Enseignement

- Responsable d'un travail pratique donné aux étudiants de Master en génie électrique
 - Suivi et encadrement de projets d'étudiants au niveau Bachelor et Master
 - Assistant d'enseignement pour les cours d'électronique de puissance et d'outils informatiques
-

Formation

2009-2012 : Etudes doctorales en énergie, Laboratoire d'électronique industrielle, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne

2007-2009 : Master en génie électrique et électronique ; spécialisation *Energie*, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne

2004-2007 : Bachelor en génie électrique et électronique, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne

Langues parlées

Français : Langue maternelle

Anglais : Couramment parlé et écrit (C1)

Allemand : Notions scolaires (A2)

Publications

Premier auteur

- Rod, Christian ; Rufer, Alfred, *A high speed synchronous drive with very sensitive back-emf based indirect sensors*, Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on , vol., no., pp.1-10, Aug. 30 2011-Sept. 2011
- Rod, Christian ; Rufer, Alfred, *A comparison between two-commutation-cell multichannel and multilevel buck-derived topologies*, Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on , vol., no., pp.1-10, Aug. 30 2011-Sept. 2011

Co-auteur

- D. Siemaszko, Ch.Rod, A.Rufer, *Controlled Resonant Circuit with Commutated Capacitors using Self-Switching Power Devices*, ISIE 2009 : IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul, 2009
 - D. Siemaszko, Ch.Rod, A.Rufer, *Single-Phase Resonant LC Circuit Using a Bank of Self-Switched Capacitors*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.58, no.9, pp.4175-4184, Sept. 2011
-