UNIVERSITÉ DE LORRAINE | BIBLIOTHÈQUES UNIVERSITAIRES

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact bibliothèque : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr
*(Cette adresse ne permet pas de contacter les auteurs)*

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

**Ecole Doctorale Informatique Automatique Electronique – Electrotechnique Mathématiques**
**Laboratoire GREEN**

# Thèse

**Présentée et soutenue publiquement pour l'obtention du titre de**

**DOCTEUR DE l'UNIVERSITE DE LORRAINE**

**Mention : GENIE ELECTRIQUE**

par **Paisak POOLPHAKA**

**Sous la direction de Prof. Noureddine TAKORABET**

# Modélisation et réalisation d'une chaine de conversion électromécanique à aimants permanents à hautes fréquences

**Le 23 janvier 2024**

**Membres du jury :**

| | | |
|---|---|---|
| **Président de jury :** | **Mme. Xuefang LIN-SHI** | **Professeur, INSA de Lyon, Lyon** |
| **Rapporteurs :** | **M. Abdesslem DJERDIR** | **Professeur, Université de Technologie Belfort Montbéliard-UTBM, Belfort** |
| | **M. Brayima DAKYO** | **Professeur, Université Le Havre Normandie, Le Havre** |
| **Examinateurs :** | **Mme. Sara BAZHAR** | **Docteur, Emotors - Stellantis, Carrières-sous-Poissy** |
| **Directeur de thèse :** | **M. Noureddine TAKORABET** | **Professeur, Université de Lorraine, Nancy** |
| **Codirecteur :** | **M. Thierry LUBIN** | **Maître de conférences, HDR, Université de Lorraine, Nancy** |
| **Co-encadrant :** | **M. Ehsan JAMSHIDPOUR** | **Maître de conférences, Université de Lorraine, Nancy** |

# Remerciements

Le travail exposé dans ce mémoire a été effectué au sein du Groupe de Recherche en Électrotechnique et en Électronique de Nancy (GREEN), à l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique (ENSEM) de Nancy.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement Mme. Xuefang LIN-SHI, professeur à l'INSA de Lyon, pour avoir accepté de juger ce travail et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

J'exprime mes sincères remerciements à M. Abdesslem DJERDIR, professeur à l'Université Bourgogne Franche-Comté, ainsi que M. Brayima DAKYO, professeur à l'Université de Normandie, d'avoir accepté de rapporter sur ce travail et pour l'intérêt qu'ils y ont porté.

J'adresse mes profonds remerciements à Mme. Sara BAZAHR, docteur à Emotors-Stellantis, pour sa disponibilité, son soutien, ses conseils avisés, ses compétences, son expérience, sa patience qui m'a grandement aidé à mener à bien mes travaux de thèse ainsi que sa participation à mon jury.

J'exprime mes vifs remerciements à M. Noureddine TAKORABET, professeur à l'Université de Lorraine, d'avoir encadré et dirigé mes travaux. Je voudrais lui exprimer toute ma gratitude pour la grande confiance et la liberté qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse. Je tiens également à le remercier pour ses grandes qualités humaines.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à M. Thierry LUBIN et M. Ehsan JAMSHIDPOUR, Maître de conférences à l'Université de Lorraine, d'avoir co-encadré cette thèse, pour son enthousiasme, son aide et tous les précieux conseils qu'il m'a apportés, des heures durant, sur ces travaux.

Mes profonds remerciements vont à Prof. Matheepot PHATTANASAK qui m'a soutenu, encouragé et prodigué de précieux conseils et qui a fait preuve à mon égard d'une grande patience.

Je tiens également à exprimer toute ma gratitude au personnel du laboratoire : au personnel administratif, aux secrétaires Mesdames Latifa ZOUA et Sylvie COLINET, aux techniciens Mesdames Isabelle SCHWENKER et Sophie GUICHARD, Messieurs Fadi SHARIF et Quentin BARAD, et à l'ensemble des chercheurs du GREEN pour leur gentillesse, leur aide, leurs conseils, les bons moments passés ensemble et l'ambiance vécue tout au long de cette thèse.

J'adresse mes plus chaleureux remerciements à mes amis du laboratoire : Larbi DAHNOUN, Mohamed AZZI et Hamidreza ZANDI. Je ne pourrais oublier tous ces bons moments passés en leur compagnie, leur amitié, les discussions scientifiques, toujours très intéressantes.

Je ne peux que remercier tous les amis thaïlandais : Dr. Songklod SRIPRANG, Dr. Apinya SIANGSANOH, Dr. Burin YODWONG, Dr. Suphaporn ARUNTHANAYOTHIN, Akitna PHACHOP et Kanokporn NUANTANG.

Enfin, du fond du cœur, je voudrais adresser mes sincères remerciements à mon épouse (Benjamas POOLPHAKA) et à mes fils (Bhupha et Thara POOLPHAKA) qui m'adorent.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à tous ceux qui ont eu la gentillesse d'assister à ma soutenance de thèse.

# Résumé

L'étude des chaînes d'entraînement électrique des machines à haute fréquence dans les systèmes d'entraînement électrique des transports est l'objectif principal de cette thèse. La thèse se focalise sur le rendement global de la chaine ainsi que la qualité de la conversion. Les recherches ont été menées sur la technologie des composants à large bande interdite pour augmenter le rendement de l'onduleur et du moteur électrique. L'objectif de l'étude est d'identifier, de modéliser et de valider la conception et la mise en œuvre d'une chaine de conversion électromécanique à aimants permanents à haute fréquence.

Les résultats expérimentaux en tenant compte des défauts de ses composants montrent que le temps de mort des composants SiC MOSFET peut être réduit grâce à la ropriété de commutation rapide. C'est pourquoi l'onduleur SiC MOSFET an une chute de tension inférieure à celle d'un IGBT lorsque le temps mort est défini à 0,5 µs. Pour les effets de temps mort ($t_d$) des onduleurs MLI, un modèle analytique des harmoniques de tension est présenté. Le Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie ($TDH_v$) avec et sans temps mort ($t_d$) a été analysé à l'aide d'une seule série de Fourier. Les résultats expérimentaux et l'analyse comparative par modèle analytique démontrent que la solution harmonique est correcte. Le rendement de l'onduleur SiC MOSFET dépasse celui de l'onduleur IGBT, ce qui est encore plus évident lorsque l'onduleur fonctionne à des fréquences de commutation élevées. Les onduleurs SiC MOSFET fonctionnent mieux pour les applications à haute fréquence.

Nous avons réalisé une modélisation et une mise en œuvre expérimentales de la machine synchrone à aimants en régime dynamique. Les résultats expérimentaux à vitesses variables montrent un contrôle de la vitesse même à des fréquences fondamentales élevées autour de 2 kHz. Nous avons également pris en compte la diminution de la qualité du courant à mesure que la fréquence fondamentale augmente, nécessitant ainsi l'utilisation de fréquences de commutation élevées, ce qui est possible grâce à la technologie SiC pour résoudre ce problème. La caractérisation en charges, les résultats expérimentaux mettent en évidence la détérioration des performances des machines à haute vitesse. Ceci est principalement dû à l'augmentation des pertes fer et mécaniques qui sont inévitables dans les machines à aimants permanents fonctionnant à hautes fréquences.

L'adaptation de la fréquence de découpage dans les chaines de conversion doit être adaptée pour chaque application afin que le rendement global de la chaine de conversion soit optimal.

# Abstract

The main objective of this thesis is studied of electric powertrains for high-frequency machines in transportation electric drive systems. The thesis research work focuses on the overall efficiency of the powertrain and the quality of the conversion. Research has been carried out on wide bandgap component technology to increase the efficiency of the inverter and the electric motor. The aim of the study is to identify, model and validate the design and implementation of a high-frequency permanent magnet electromechanical conversion chain.

Experimental results, taking into account switch faults, show that the dead time of SiC MOSFET components can be reduced thanks to the fast-switching property. This is why the SiC MOSFET inverter has a lower voltage drop than an IGBT when the dead time is set to 0.5 µs. For the dead time effects ($t_d$) of PWM inverters, an analytical model of voltage harmonics is presented. The Harmonic Distortion Rate of the output voltage ($TDH_v$) with and without dead time ($t_d$) has been analysed using a single Fourier series. The experimental results and the comparative analysis using an analytical model show that the harmonic solution is correct. The efficiency of the SiC MOSFET inverter is higher than that of the IGBT inverter, which is even more evident when the inverter is operating at high switching frequencies. SiC MOSFET inverters work better for high-frequency applications.

Modelling and experimental implementation of the synchronous magnet machine in the dynamic operation have been carried out. Experimental results at variable speeds shown efficient speed control even at high fundamental frequencies around 2 kHz. We have also taken into account the decrease in current quality as the fundamental frequency increases, thus requiring the use of high switching frequencies, which is possible using SiC technology to solve this problem. Load characterization and experimental results highlight the deterioration in the performance of high-speed machines. This is mainly due to the increase in iron and mechanical losses that are unavoidable in permanent magnet machines operating at high frequencies. The switching frequency in the converter chain must be adapted for each application so that the overall efficiency of the converter chain is optimal.

# Sommaire

**Remerciements** ..... **ii**
**Résumé** ..... **iii**
**Abstract** ..... **iv**
**Sommaire** ..... **v**
**Introduction générale** ..... **1**
**CHAPITRE 1 État de l'art sur les systèmes d'entrainement à hautes fréquences** ..... **3**
I. Introduction ..... 4
II. Véhicule électrique (EV) ..... 4
II.1 Classification des véhicules électriques ..... 5
III. Avions à propulsion électrique ..... 7
III.1 Architectures de propulsion électrique des aéronefs ..... 8
IV. Machine à haute puissance massique ..... 10
IV.1 En cas d'un véhicule électrique ..... 13
IV.2 En cas d'un aéronef électrique ..... 14
IV.3 Machine synchrone à aimants permanents à haute puissance massique ..... 16
V. Stratégies d'alimentation pour les entraînements de moteurs à grande vitesse ..... 19
V.1 Alimentation de type pleine onde ..... 19
V.2 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ..... 20
V.3 Impact de la technique de modulation ..... 20
VI. Semi-conducteurs à large bande interdite ..... 25
VI.1 Choix des GaN ou SiC ..... 26
VII. Objective de la thèse ..... 27
VIII. Plan de la thèse ..... 27
**CHAPITRE 2 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé avec prise en compte des imperfections** ..... **29**
I. Introduction ..... 30
II. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé idéal ..... 30
II.1 Introduction ..... 30
II.2 Onduleur de tension monophasé en demi-pont ..... 31
II.3 Onduleur de tension triphasé ..... 34
III. Modélisation analytique des imperfections ..... 38
III.1 Introduction ..... 38
III.2 Prise en compte des temps morts ..... 39
III.3 Prise en compte des temps de commutation des composants ..... 42

III.4 Prise en compte des chutes de tension dans les composants ..... 45
III.5 Prise en compte des capacités parasites ..... 48
III.6 Expression de la chute de tension totale ..... 54
IV. Influence des imperfections sur la tension de sortie de l'onduleur ..... 55
IV.1 Valeur efficace du fondamental de la tension de sortie ..... 55
IV.2 Harmoniques générés par les imperfections de l'onduleur ..... 60
V. Calcul des pertes et du rendement ..... 67
V.1 Formes d'ondes simplifiées lors de la commutation ..... 67
V.2 Pertes dans un IGBT ..... 68
V.3 Pertes dans une diode ..... 71
V.4 Pertes dans un SiC MOSFET ..... 73
V.5 Pertes totales et rendement de l'onduleur ..... 75
VI. Conclusion ..... 81
**CHAPITRE 3 Validation expérimentale des performances d'un onduleur à base d'IGBT ou de SiC MOSFET sur charge R-L ..... 82**
I. Introduction ..... 83
II. Conception des onduleurs ..... 83
II.1 Cahier des charges ..... 83
II.2 Caractéristiques des composants ..... 84
II.3 Description du banc d'essai expérimental ..... 89
III. Effets des capacités parasites ..... 90
III.1 Dispositif expérimental ..... 90
III.2 Analyse des commutations pour l'onduleur SiC-MOSFET ..... 91
III.3 Analyse des commutations pour les onduleurs à IGBT ..... 95
III.4 Mesure de la valeur des capacités parasites ..... 100
IV. Mesure de la chute de tension de sortie ..... 102
IV.1 Dispositif expérimental ..... 102
IV.2 Chute de tension pour l'onduleur SiC MOSFET ..... 104
IV.3 Chute de tension pour les onduleurs IGBT1 et IGBT2 ..... 106
IV.4 Comparaison des performances des 3 onduleurs ..... 108
V. Mesure du Taux de Distorsion Harmonique ..... 109
V.1 Mise en évidence des limites de l'analyseur de puissance ..... 110
V.2 Mesure du $\boldsymbol{TDHv}$ pour les 3 types d'onduleur ..... 112
V.3 Influence du temps mort sur le spectre du courant ..... 117
VI. Mesure du rendement des onduleurs ..... 119
VI.1 Détermination d'un modèle précis pour l'exposant (**Ki**) ..... 121
VI.2 Mesure des pertes et du rendement de chaque onduleur ..... 126

VII. Conclusion ..... 132
**CHAPITRE 4 Modélisation et commande d'une machine à aimants permanents à hautes fréquences ..... 133**
I. Introduction ..... 134
II. Modélisation externe de la MSAP ..... 134
II.1 Modèle mathématique d'une MSAP ..... 134
II.2 Mise sous forme d'état en vue de la commande ..... 137
III. Influence de la haute fréquence sur les paramètres externes ..... 138
III.1 Effet de peau ..... 138
III.2 Pertes fer ..... 140
III.3 Pertes mécaniques ..... 143
IV. Description de la machine synchrone à aimants double-étoile (MSAP-DE) ..... 145
IV.1 Caractéristiques externes de la machine ..... 145
IV.2 Structure du bobinage d'une MSAP-DE ..... 146
IV.3 Caractéristiques de la machine (MSAP-DE) ..... 152
V. Modélisation interne de la MSAP ..... 153
V.1 Modèle analytique simplifié ..... 153
V.2 Modèle numérique simplifié – FEMM ..... 156
V.3 Modèle numérique avancé - FluxMotor ..... 159
VI. Conclusion ..... 169
**CHAPITRE 5 Mise en œuvre pour l'entrainement à haute fréquence ..... 171**
I. Introduction ..... 172
II. Identification des paramètres par les essais classiques ..... 172
II.1 Présentation du banc expérimental ..... 172
II.2 Mesure de la résistance statorique (***Rs***) ..... 172
II.3 Mesure de l'inductance statorique ***Ls*** et l'inductance mutuelle ..... 174
II.4 Mesure des fém à vide ..... 176
II.5 Mesure du moment d'inertie (***J***) ..... 178
II.6 Calcul des pertes mécaniques et des pertes fer ..... 181
III. Mise en œuvre du contrôle vectoriel de la MSAP ..... 185
III.1 Correcteurs de courant ..... 186
III.2 Correcteurs de vitesse ..... 191
IV. Entrainement à vitesse variable ..... 196
IV.1 Effet de la montée en vitesse sur la déformation du courant ..... 198
V. Modèle pour le rendement de la MSAP ..... 203
VI. Fonctionnement à charge variable et vitesse constante ..... 204
VII. Entrainement à courant nominal à vitesse variable ..... 207

VIII. Conclusion ..... 212
**Conclusion générale et Perspectives ..... 213**
**Liste des publications ..... 216**
**Bibliographiques ..... 217**
**Annexe1 ..... 228**

# Introduction générale

Le secteur des transports est une source majeure d'émissions de gaz à effet de serre. Il est donc essentiel de trouver des mesures à long terme pour arrêter la détérioration de l'environnement. C'est particulièrement vrai pour l'industrie des véhicules électriques. En 2022, plus de 2,5 millions de véhicules électriques ont été vendus en Europe, avec une préférence pour les véhicules électriques à batterie par rapport aux véhicules électriques hybrides rechargeables. Les transports urbains sont de plus en plus demandeurs d'automobiles propres, efficaces et durables en raison des préoccupations environnementales et des problèmes énergétiques. Pour répondre à cette demande, les constructeurs traditionnels et de nouvelle génération produisent une large sélection de modèles aux caractéristiques différentes.

Par ailleurs, et concernant le transport aérien, les systèmes aéronautiques modernes s'orientent vers des technologies plus électrifiées qui minimisent les émissions et la consommation de carburant tout en réduisant les dépenses d'exploitation. Le secteur de l'aviation est responsable de 2,5 à 3,5 % des émissions mondiales de gaz à effet de serre, dont 90 % sont produites par les opérations des avions commerciaux [1]. C'est pourquoi le secteur de l'aviation a entamé une transition technologique vers l'électrification, appelée "More Electric Aircraft" (MEA) [2]. Il a été démontré qu'en substituant l'énergie électrique aux sources d'énergie mécaniques, pneumatiques et hydrauliques, cette conception plus électrique peut permettre d'économiser jusqu'à 9 % de la consommation de carburant de l'avion [3].

Les architectures de groupes motopropulseurs hybrides et turboélectriques pour les aéronefs ont été étudiées pour le groupe motopropulseur plus électrique dans les aéronefs, ce qui pourrait contribuer au passage d'aéronefs plus électriques à des aéronefs tout électriques. Cette évolution est comparable à celle des véhicules hybrides-électriques (HEV) qui sont devenus des voitures entièrement électriques (EV), les HEV ayant été pendant longtemps les pionniers de la transition entre les véhicules à carburant traditionnels et les EV. Cependant, l'industrie aéronautique exige des appareils électriques avec des niveaux de puissance, des densités d'énergie et des densités de puissance plus élevés que l'industrie automobile. Mais le plus important est que chaque composant à bord d'un avion doit fonctionner avec une fiabilité maximale dans diverses conditions.

L'inconvénient évident des systèmes à entraînement direct est leur fonctionnement à basse vitesse. L'augmentation de la vitesse du moteur dans un système à entraînement direct est obtenue en augmentant la fréquence fondamentale du moteur. Lorsque la vitesse du moteur augmente, la densité de puissance du moteur augmente. Cependant, augmenter la vitesse en augmentant la fréquence a ses limites, comme l'augmentation des pertes fer. De plus, l'augmentation de la fréquence fondamentale entraîne une diminution de l'indice de modulation de fréquence de l'onduleur qui affecte directement la forme du courant dans les phases du moteur augmentant son Taux de Distorsion Harmonique (TDH) générant des pertes supplémentaires et des ondulations du couple. L'amélioration du TDH du courant peut être résolu en augmentant la fréquence de découpage de l'onduleur. L'augmentation de la fréquence de commutation rapproche la forme du courant de sortie de l'onduleur de celle d'un signal sinusoïdal ce qui entraîne une diminution du TDH et une amélioration des performances.

Cependant, il existe des limites à l'augmentation de la fréquence de commutation qui dépend des dispositifs d'électroniques de puissance utilisés.

Le sujet principal de cette thèse sera l'étude des chaînes d'entraînement électriques pour les machines à haute fréquence dans les transports. Le rendement global du système (convertisseurs et machines électriques) sont des problèmes qui doivent être étudiés et développés. De plus, la technologie des matériaux à large bande interdite (SiC) sera étudiée pour améliorer l'efficacité du convertisseur et celle du moteur électrique.

L'objectif de l'étude est d'identifier, de modéliser et de valider la conception et la mise en œuvre d'une chaine de conversion électromécanique à aimants permanents à haute fréquence. Le mémoire est organisé de la façon suivante :

- Le chapitre 1 présente les systèmes d'entraînement électrique à haute fréquence qui permettent d'augmenter la puissance massique pour les systèmes embarqués. Nous analyserons le cas des voitures électriques et des systèmes aéronautiques. Nous ferons également une analyse bibliographique des nouveaux composants de l'électronique de puissance adaptés pour les hautes fréquences.
- Le chapitre 2 présente la modélisation d'un onduleur de tension triphasé en tenant compte des imperfections des composants. Nous commencerons par un bref rappel du principe de fonctionnement d'un onduleur idéal en rappelant les formes d'ondes et en introduisant les indices de modulation d'amplitude et de fréquence, ainsi que les caractéristiques de sortie. Ensuite, nous examinerons les effets des temps morts, des temps de commutation des composants, de la chute de tension aux bornes des composants à l'état passant et de la présence de capacités parasites sur la déformation de la tension de sortie et le rendement de l'onduleur.
- Le chapitre 3 a pour objectif de montrer la validité des modèles analytiques des imperfections de l'onduleur. Nous proposons de comparer les résultats expérimentaux aux résultats de calcul. Pour cela, nous avons mené des essais sur trois onduleurs triphasés construits avec des composants électroniques de puissance distincts. Les transistors IGBT ont été utilisés pour créer deux onduleurs. Le troisième onduleur a utilisé des modules SiC MOSFET. Comme ces trois onduleurs ont des caractéristiques distinctes, nous pourrons examiner la validité de nos modèles de manière assez approfondie. Nous analyserons également l'impact de la montée en fréquence sur les performances de chaque onduleur
- Le chapitre 4 aborde l'étude d'une machine à aimants permanents destinée à fonctionner à hautes fréquences fondamentales et, par conséquent, à hautes fréquences de découpage. Associée avec un onduleur SiC MOSFET fonctionnant à haute fréquence, cette machine servira de support d'étude pour mettre en œuvre les lois de commande de la machine. Le modèle pour la commande des machines à aimants permanents est d'abord présenté, suivi de quelques aspects de conception de la machine, tels que les méthodes de bobinage des machines à pas fractionnaire à double-étoiles. Ce chapitre traite également de la modélisation magnétique pour identifier les paramètres et prédire les performances externes avec trois modèles différents.
- Le chapitre 5 traite de la modélisation et de la mise en œuvre expérimentale d'une machine à aimants permanents alimentée à hautes fréquences par un convertisseur statique à base de composants SiC MOSFET. Nous mettrons en évidence les difficultés d'un tel entraînement et caractériserons le comportement de l'ensemble convertisseur-machine dans ces conditions sur la déformation du courant de phase et sur le rendement.

# CHAPITRE 1

## État de l’art sur les systèmes d'entrainement à hautes fréquences

# I. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de faire un état de l'art des systèmes d'entrainement électriques à hautes fréquences qui permettent d'accroitre la puissance massique qui est une grandeur essentielle pour les systèmes embarqués. Nous commencerons par indiquer les domaines d'utilisation où ce type d'entrainement est rendu nécessaire en nous focalisant plus particulièrement sur les véhicules électriques et l'avion plus électrique où cette contrainte de puissance massique est importante. Nous ferons un bilan des machines électriques à haute puissance massique qui ont été développées à ce jour pour ces deux types d'application en indiquant leurs structures internes et leurs performances. Nous regarderons l'impact de la stratégie d'alimentation par onduleur en mode pleine onde ou en mode MLI sur les performances du système d'entrainement. Nous donnerons quelques informations sur l'évolution des composants d'électronique de puissance en lien avec la montée en fréquence. Nous terminerons ce chapitre en indiquant les objectifs du travail de thèse.

# II. Véhicule électrique (EV)

Au niveau mondial, la demande de véhicules électriques (Electrical Vehicle : EV) augmente de manière significative. Les ventes de véhicules électriques en Europe en 2022 ont totalisé 2,6 millions de véhicules, répartis-en 1,6 million de BEV (100% électrique à Batteries) et 1 million de PHEV (hybride rechargeable), comme le montre la Figure 1-1.

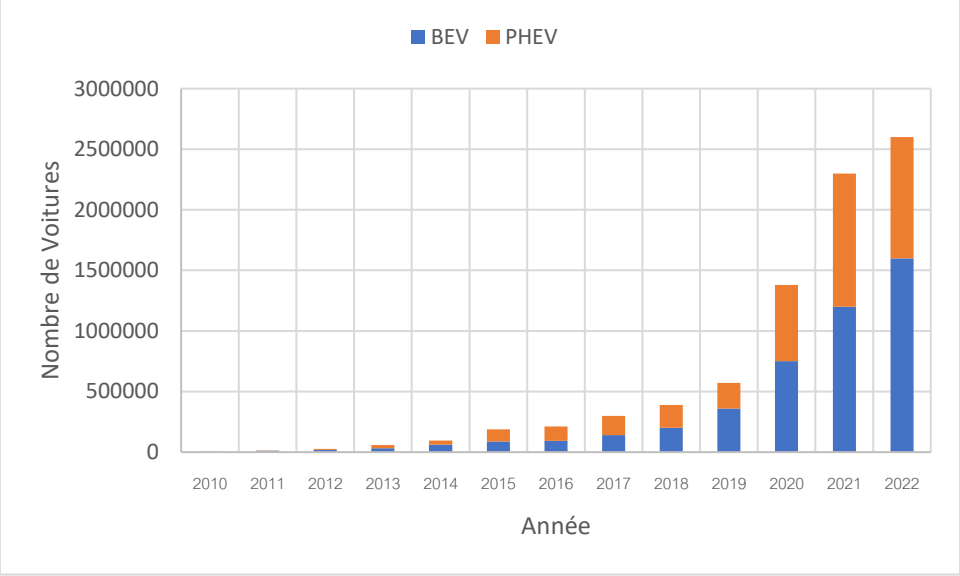



*Figure 1-1 : Nombre de voitures électriques vendues en Europe (2010-2022)*

Par rapport aux véhicules traditionnels à combustion interne (ICE), les EVs sont plus efficaces sur le plan énergétique et plus sûrs sur le plan environnemental en raison de l'absence d'émissions de $CO_2$. L'adoption des EVs ouvre un certain nombre d'opportunités, telles que le développement des sources d'énergie renouvelables et la technologie V2G (Vehicle-to-Grid). La technologie de stockage de l'énergie est essentielle pour relever les défis du temps de charge et de l'anxiété liée à l'autonomie.

## II.1 Classification des véhicules électriques

Les véhicules électriques hybrides rechargeables (PHEV), les véhicules électriques hybrides (HEV), les véhicules électriques à pile à combustible (FCEV), les véhicules électriques à batterie (BEV) et les véhicules électriques à autonomie étendue (EREV) sont les cinq sous-catégories techniques des EV [1]. Prise en compte des effets des besoins combinés en carburant et en électricité pour le fonctionnement des voitures. L'architecture du système de plusieurs types de véhicules est illustrée à la Figure 1-2.

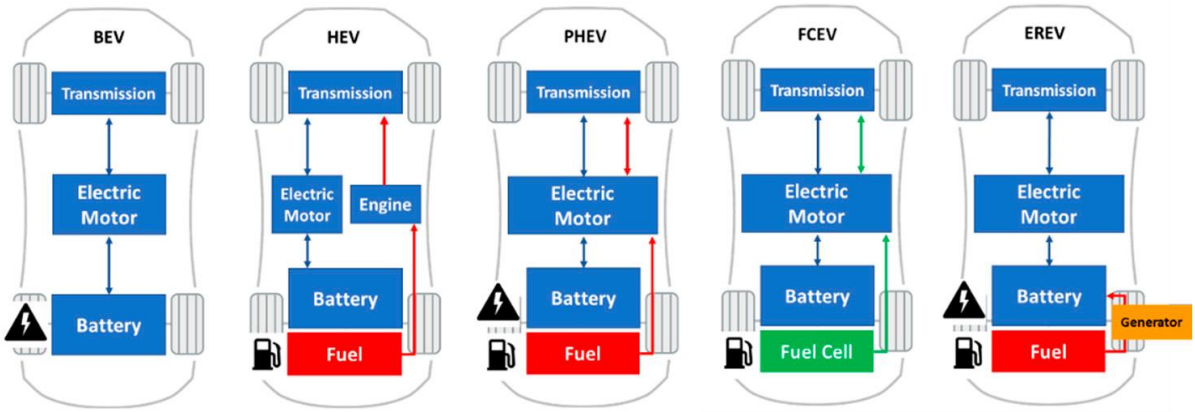



*Figure 1-2 : Schéma des différents types de EV : (a) BEV, (b) HEV, (c) PHEV, (d) FCEV et (e) EREV* [2]

### II.1.1. Véhicules électriques à batterie (BEV)

Le BEV utilise uniquement un moteur électrique (EM) et un système de stockage d'énergie (ESS), il n'a donc pas besoin de l'assistance d'un moteur à combustion interne. Il se branche sur une prise électrique pour se recharger. Le mécanisme de freinage régénératif du BEV lui permet de recharger rapidement ses batteries. Le système de freinage récupère régulièrement de l'énergie, convertissent l'énergie de freinage en énergie électrique et utilisent l'EM du véhicule pour le ralentir [3]. Les BEV disponibles dans le commerce comprennent entre autres la BMW i3, la Tesla Model S, la Mitsubishi iMiEV, la Nissan Leaf, la Ford Focus Electric. Les principaux avantages des BEV sont les suivants : Aucun gaz d'échappement n'est libéré, recharge simple à domicile et accélération rapide et souple, avec un faible coût d'exploitation dans l'ensemble. Les BEV présentent certains inconvénients, notamment le fait que les véhicules à moteur à combustion interne ont une plus grande autonomie, mais qu'ils sont également moins chers.

### II.1.2. Véhicules électriques hybrides (HEV)

Il s'agit d'un type particulier de véhicule hybride qui combine un système à moteur à combustion interne et un système de propulsion électrique. Dans ces voitures, les batteries sont chargées à l'aide du moteur thermique et de l'énergie générée par le freinage et l'accélération. Souvent, un véhicule hybride combine de grandes batteries, des moteurs puissants et des moteurs à combustion interne compacts. Les Honda CR-Z, Honda Civic Hybrid, Acura ILX Hybrid, BMW Active Hybrid 3 et BMW Active Hybrid 5 sont les HEV les plus répandues [4]. Les véhicules électriques hybrides présentent une plus grande autonomie par rapport aux BEV.

Par rapport aux véhicules à moteur à combustion interne, les émissions de $CO_2$ sont beaucoup plus faibles.

### II.1.3. Véhicules électriques hybrides rechargeables (PHEV)

Le freinage par récupération, le moteur à combustion interne et les chargeurs de véhicules électriques connectés au réseau de distribution peuvent tous être utilisés par ces types de véhicules pour recharger leurs batteries [5], [6]. Dans un PHEV, un moteur à combustion interne est combiné à un moteur électrique et à un système de stockage par la batterie (SBS) pour créer un choix potentiellement viable pour les déplacements sur de longues distances. Le VEHR a trois modes de fonctionnement différents : l'épuisement de la charge (charge depleting mode : CD), le maintien de la charge (charge sustaining mode : CS) et la charge mixte (charge blended mode : CB). En mode CD, le moteur à combustion interne du PHEV est éteint et la voiture fonctionne avec l'énergie stockée dans la batterie jusqu'à ce que celle-ci soit épuisée à un certain niveau de charge. L'état de charge (SOC) d'une batterie peut être utilisé pour représenter le niveau de charge en %. Lorsque le PHEV atteint le niveau de SOC requis, son mode de fonctionnement passe à un mode de maintien de la charge. L'ICE et l'énergie électrique de régénération maintiennent le SOC à un niveau minimal en mode CS. Pour un meilleur rendement énergétique, le mode de charge mixte (CB) est utilisé. En mode CB, l'ICE et le moteur électrique travaillent de concert pour fonctionner pendant de longues périodes. Les émissions de carbone sont considérablement réduites grâce à cette conception très efficace [3]. Les PHEV les plus populaires sont la Ford Fusion Energies, la Ford Cmax Energy, la BMW i3, la GM Chevy Volt, la Cadillac ELR, la BMW i8 et la Toyota Prius Plug-In. Les avantages des PHEV sont les suivants : ils permettent de parcourir de longues distances, consomment moins de carburant que les voitures à moteur à combustion interne et émettent moins de polluants dans l'environnement.

### II.1.4. Véhicules électriques à pile à combustible (FCEV)

Bien que les FCEV utilisent des piles à combustible plutôt que des batteries, ils sont alimentés par des moteurs électriques comparables à ceux des BEV. Dans les FCEV, l'énergie chimique est transformée en énergie électrique. Dans ce type de véhicule, l'hydrogène gazeux sert de carburant et le moteur électrique est alimenté par l'énergie électrique convertie [7]. Le gaz naturel et l'électrolyse de l'eau sont deux combustibles fossiles qui peuvent être utilisés pour produire de l'hydrogène. Les FCEV peuvent être ravitaillés rapidement, tout comme les ICE [6], [3]. Ils peuvent également être alimentés par des batteries et des supercondensateurs fonctionnant ensemble. Comme ils ne nécessitent pas d'apport électrique du système de distribution pour charger la batterie, ils n'auront pas d'impact sur le système électrique. Les FCEV disponibles dans le commerce comprennent entre autres la Toyota Mirai, la Hyundai Nexo, la Honda Clarity Fuel Cell, la Hyundai Tucson FCEV, la River Simple Rasa.

### II.1.5. Véhicules électriques à autonomie étendue (EREV)

Les véhicules électriques à autonomie étendue (EREV) [2] disposent d'un moteur à combustion interne supplémentaire qui, si nécessaire, peut être utilisé pour recharger les

batteries. Contrairement aux PHEV et aux HEV, les EREV n'utilisent leur moteur que pour la recharge, et non pour la propulsion des roues (BMW i3).

# III. Avions à propulsion électrique

Selon [8], l'industrie aéronautique s'oriente vers des avions plus électriques. Plusieurs idées d'avions électrifiés ont récemment fait leur chemin, comme le montre la Figure 1-3. Certains de ces projets sont soutenus par des géants industriels bien connus comme Airbus, Boeing, Rolls Royce, Safran, etc., mais beaucoup d'autres sont menés par des start-ups ou des "jeunes entreprises" de l'industrie aéronautique, comme l'illustre la Figure 1-4.

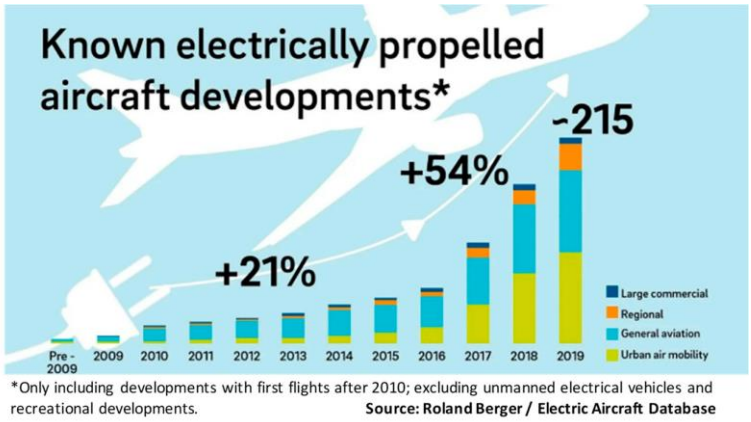



*Figure 1-3 : Évolution du nombre de projets d'aéronefs à propulsion électrique* [9]

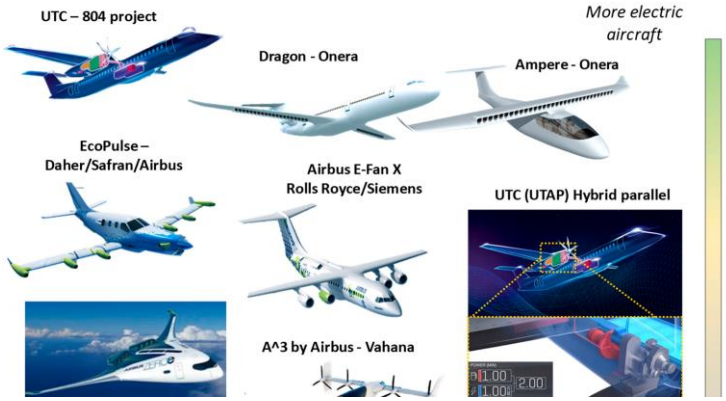



*Figure 1-4 : Quelques projets d'avions à propulsion électrique* [8]

Avec l'aide d'UTC Aerospace et de United Technologies Advanced Projects (UTAP), les avions peuvent désormais être électrifiés grâce à une chaîne de traction hybride parallèle qui combine une source électrique auxiliaire de 1 MW et une turbine à gaz réduite de 50 %. La NASA a également mené des recherches sur un avion à propulsion dans le cadre du projet "X-57 LEAPTECH" [10]. Cependant, le projet a été abandonné relativement récemment (lors du Salon du Bourget en juin 2023) en raison de l'indisponibilité et de la faible maturité des composants électriques du groupe motopropulseur. Néanmoins, le projet a mis en évidence des

progrès significatifs dans la propulsion électrique distribuée. Le même type de concepts de propulsion distribuée avec optimisation aérodynamique est également étudié en France par l'ONERA [11], [12]. Des exemples de ces concepts sont "Ampère", un concept de propulsion distribuée, et "Dragon", un avion partiellement turboélectrique avec ingestion de la couche limite (BLI). La majorité des avions hybrides-électriques sont actuellement alimentés par des batteries. Comme l'a indiqué Airbus avec ses trois modèles d'avions à zéro émission, les solutions à base d'hydrogène pour les moteurs à combustion interne (MCI) à pile à combustible devraient également être prises en considération pour évoluer vers des avions plus écologiques. Une étude plus approfondie sur l'état actuel des idées d'avions hybrides-électriques et entièrement électriques peut être trouvée dans [13].

Les solutions de propulsion électrique et hybride font appel à de nouvelles technologies. L'intégration de ces progrès dans les groupes motopropulseurs hybrides et entièrement électriques est nécessaire pour améliorer l'efficacité et les performances globales des aéronefs. Les solutions électriques réduisent les besoins en combustibles fossiles, ainsi que l'impact environnemental des futurs aéronefs et leurs émissions de gaz à effet de serre [14]. Dans [15], une évaluation des obstacles technologiques au développement de groupes motopropulseurs plus électriques pour les avions est proposée. L'intégration de la puissance est cruciale car, contrairement aux méthodes à source thermique, l'énergie électrique nécessite généralement une augmentation du poids à bord [14]. L'effet "boule de neige", couramment évoqué dans le domaine de l'aviation, fait référence à la nécessité d'augmenter la surface des ailes et la puissance pour exploiter un avion dont le poids embarqué est plus élevé. Afin d'évaluer l'augmentation du poids due à l'effet boule de neige et ses implications sur la consommation de carburant, un avion entièrement équipé de moteurs thermiques a été utilisé comme "avion de référence" dans [14].

# III.1 Architectures de propulsion électrique des aéronefs

Les avions électriques sont classés en fonction du degré d'hybridation de leur groupe motopropulseur [16], [17], [18]. Il s'agit de donner à l'avion une puissance de propulsion en utilisant une seule source d'énergie ou une combinaison de celles-ci. Cette définition s'applique à la fois aux aéronefs à hydrogène et aux aéronefs électriques. Les aéronefs électriques peuvent être classés comme turboélectriques, à propulsion hybride-électrique (HEP) ou tout électrique selon la topologie du groupe motopropulseur.

## III.1.1. Turboélectriques

Les versions turboélectriques complètes et partielles n'utilisent pas de batteries pour l'énergie de propulsion comme l'illustre la Figure 1-5. Au lieu de cela, des générateurs électriques alimentés par des turboréacteurs alimentent des onduleurs qui, à leur tour, alimentent des moteurs individuels qui, à leur tour, alimentent les ventilateurs électriques dispersés. Un système turboélectrique complète utilise un générateur, qui est entraîné en rotation par le turboréacteur, pour alimenter le moteur afin de créer de la puissance de propulsion. D’un autre côté, les systèmes turboélectriques partielles créent d’une partie de la puissance de propulsion par moteur électrique et utilise un turboréacteur pour fournir l'énergie restante. De ce fait, les progrès technologiques nécessaires pour produire les composants électriques d'un système turboélectrique partiel sont moins importants que ceux nécessaires pour un système turboélectrique complet.

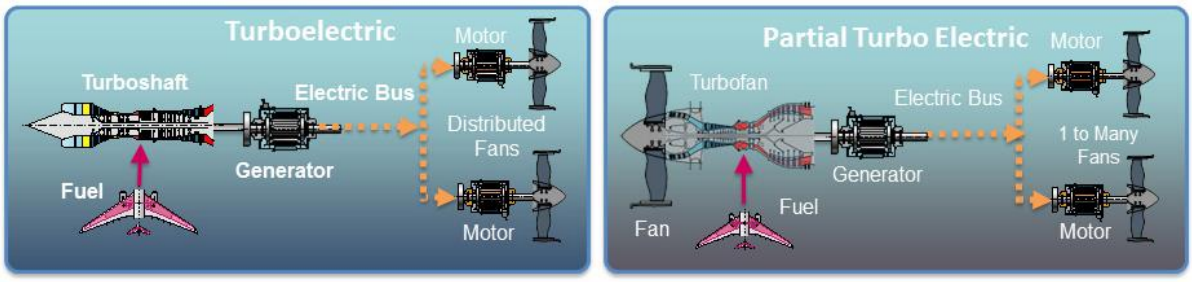
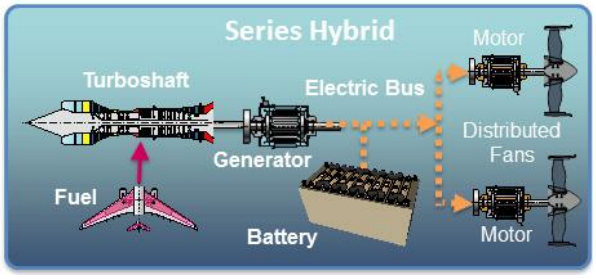


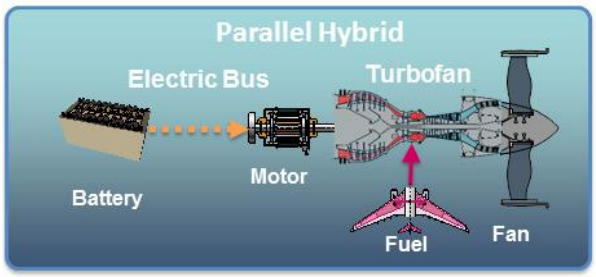

*Figure 1-5 : Disposition turboélectrique* [18]

## III.1.2. Hybride électrique

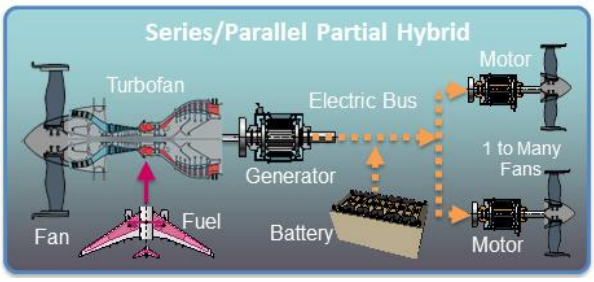
Les turboréacteurs assurent la propulsion des systèmes hybrides et le chargement des batteries, ces dernières fournissant l'énergie nécessaire à la propulsion. L'architecture de propulsion hybride-électrique peut être classée en trois catégories : parallèle, série et partiel série/parallèle. Dans un système hybride en série, comme le montre la Figure 1-6 (a), le turboréacteur alimente un générateur électrique, dont la sortie alimente les moteurs et/ou charge les batteries. Seuls les moteurs électriques sont mécaniquement reliés aux ventilateurs. Les solutions de propulsion distribuées qui utilisent de nombreux moteurs et ventilateurs relativement petits conviennent aux systèmes hybrides en série. Un système hybride en parallèle, comme le montre la Figure 1-6 (b), un moteur alimenté par une batterie et le turboréacteur sont tous deux placés sur un arbre qui alimente un ventilateur, de sorte que l'un des deux ou les deux peuvent fournir la propulsion à tout moment. Le système hybride partiel série/parallèle, comme le montre la Figure 1-6 (b), se compose d'un ou plusieurs ventilateurs alimentés directement par le turboréacteur et d'autres ventilateurs uniquement entraînés par des moteurs électriques, qui peuvent être générés soit par un générateur alimenté par une turbine, soit par une batterie.




*(a) système hybride en série*




*(b) système hybride en parallèle*




*(c) système hybride partiel série/parallèle*

*Figure 1-6 : Architecture de la production d'avions hybrides électriques* [18]

### III.1.3. Tout électrique

Comme le montre la Figure 1-7, la configuration de l'avion tout électrique est la plus simple de toutes les configurations électriques. La seule source d'énergie de cette architecture est une batterie rechargeable qui est directement couplée à un moteur électrique par l'intermédiaire d'un système de gestion de la puissance de l'hélice. Les batteries doivent être chargées au sol car, contrairement aux architectures hybrides, cette configuration ne permet pas de recharger les batteries en vol. Les émissions liées à l'aviation peuvent être considérablement réduites grâce à des architectures alimentées par des batteries. Toutefois, l'effet net sur le $CO_2$ dépendra principalement de la source d'électricité utilisée pour charger les batteries.

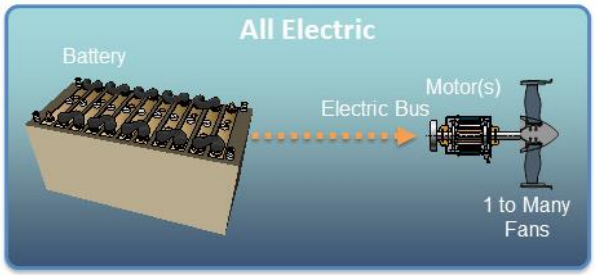


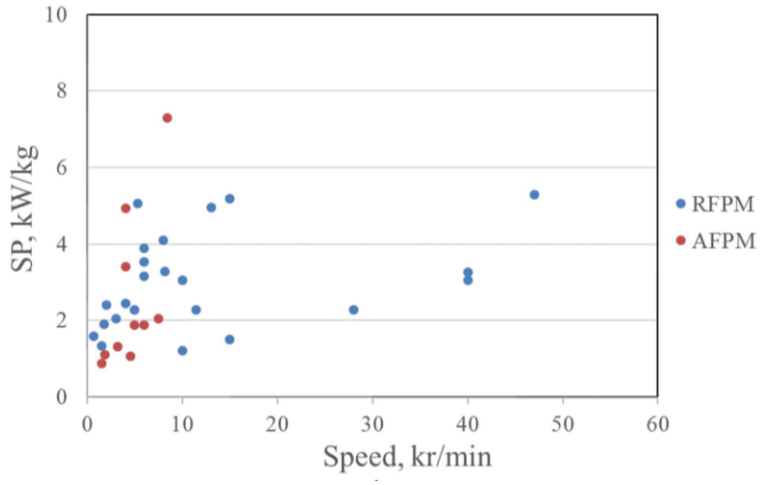

*Figure 1-7 : Schéma d'un avion tout électrique* [18]

# IV. Machine à haute puissance massique

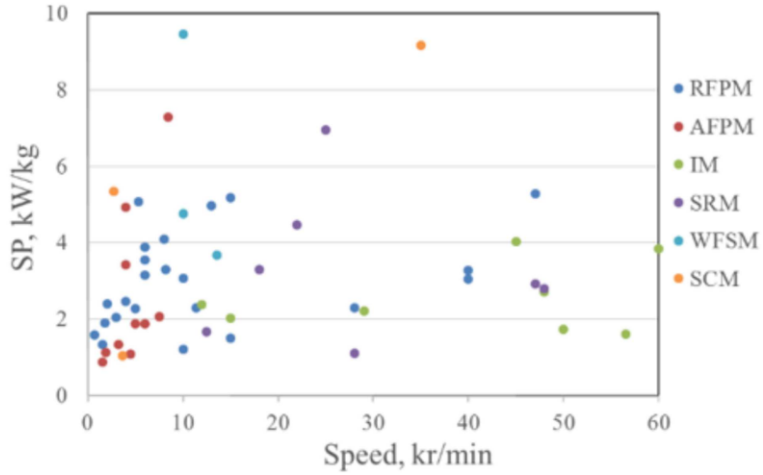
Une étude bibliographique de la littérature scientifique et commerciale sur les machines électriques à haute puissance spécifique a été réalisée dans [19]. Seuls les équipements construits et testés qui sont actuellement utilisés sont inclus dans cette étude. Alors que certaines machines sont des prototypes destinés à la recherche scientifique, d'autres sont des produits commerciaux prêts à l'emploi. Ces machines diffèrent donc par leur degré de maturité technologique. Les équipements examinés ont de nombreuses applications telles que les entraînements de broches, les compresseurs centrifuges, les petits véhicules aériens sans pilote, les EV/HEV et les aéronefs militaires et civils. Les machines synchrones à aimant permanent (MSAP), les machines à induction (IM), les machines à réluctance variable (SRM), les machines synchrones à rotor bobiné (WFSM) et les machines synchro-reluctante (SynRM) sont les topologies utilisées dans ces machines hautes puissances spécifiques. Les dispositifs à

aimant permanent à flux axial (AFPM) et à aimant permanent à flux radial (RFPM) sont inclus dans les MSAP.

La distribution de la puissance spécifique en fonction de la vitesse des machines synchrones à aimant permanent (MSAP) est représentée sur la Figure 1-8 (a). Plus la vitesse de rotation augmente, plus la puissance spécifique d'un certain type de machine tend à augmenter. La distribution de la puissance spécifique en fonction de la vitesse nominale pour tous les types de machine est présentée à la Figure 1-8 (b). Pour des vitesses inférieures à 10 000 tr/min, on trouve soit des machines supraconductrices (SCM) avec de fortes charges électromagnétiques (grâce au refroidissement), soit la MSAP avec un grand nombre de pôles. Certains dispositifs sont conçus pour tourner à une vitesse supérieure à 10 000 tr/min afin de minimiser la masse.




*(a) Machines synchrones à aimants de types RFPM et AFPM*




*(b) Toutes les catégories de machines*

*Figure 1-8 : Puissance spécifique (SP) en fonction de la vitesse de rotation* [19]

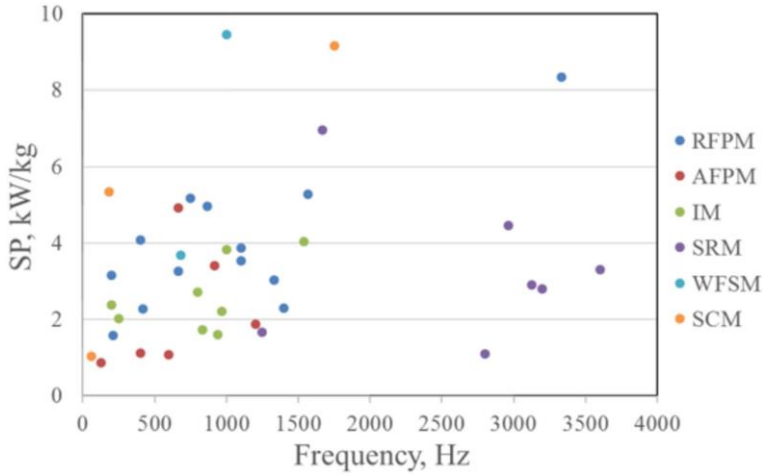



*Figure 1-9 : Puissance spécifique (SP) en fonction de la fréquence électrique* [19]

La Figure 1-9 montre la distribution de la puissance spécifique en fonction de la fréquence électrique. Les machines à haute puissance spécifique ont des fréquences électriques allant de quelques centaines de Hz à quelques kHz, ce qui est beaucoup plus élevé que les moteurs conventionnels de 50/60 Hz. Le graphique montre également que pour des machines ayant le même type de structure, la puissance spécifique augmente généralement à mesure que la fréquence augmente. Il est bien connu que le nombre de pôles et la vitesse de rotation mécanique d'une machine électrique influencent sa fréquence électrique. En plus de leur vitesse de rotation rapide, plusieurs machines haute puissance spécifique ont un nombre de pôles inhabituellement élevé - plus de dix. C'est ce qui explique les fréquences élevées observées dans les machines haute puissance spécifique étudiées.

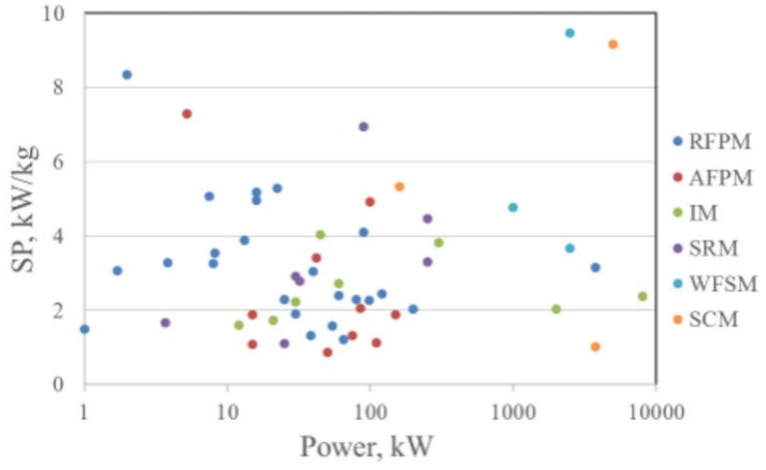



*Figure 1-10 : Puissance spécifique (SP) par rapport à la puissance nominale* [19]

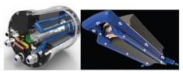
La distribution de la puissance spécifique en fonction de la puissance nominale pour les machines étudiées est présentée à la Figure 1-10. En général, la puissance spécifique tend à diminuer à mesure que la puissance nominale augmente même s'il est difficile de repérer rapidement des tendances précises dans le graphique. Il y a plusieurs raisons à cela. Tout d'abord, alors que la surface disponible pour la dissipation de la chaleur n'augmente pas en conséquence, les pertes de la machine augmentent avec son volume. Pour conserver la même

densité de pertes dans la surface de refroidissement, la charge électromagnétique est réduite à mesure que la puissance nominale et, par conséquent, la taille de la machine augmente. Deuxièmement, la masse des structures de support inactives est beaucoup plus importante dans les machines de grande puissance en raison des forces électromagnétiques plus importantes. Troisièmement, l'un des principaux objectifs de conception à l'échelle du mégawatt a été de minimiser la quantité de matériaux de la machine et les coûts de production. Par conséquent, la machine à haute puissance spécifique n'a pas été un objectif de conception primaire. Afin d'atteindre une charge électrique extrêmement élevée, la plupart de ces machines utilisent des stratégies de refroidissement intensives.

## IV.1 En cas d'un véhicule électrique

Les machines électriques à hautes puissances spécifiques destinées aux voitures hybrides et électriques sont abordées dans cette partie. L'accent sera mis sur les machines qui ont une densité de puissance et/ou une densité de couple notablement plus élevées. Étant donné que les véhicules légers visent généralement la puissance spécifique la plus élevée, ce travail se concentrera sur les machines électriques utilisées dans ces types de véhicules. Une analyse approfondie des machines électriques utilisées dans d'autres types de véhicules a été publiée dans [20]. Une analyse approfondie du démontage et des résultats des tests de plusieurs moteurs de traction trouvés dans les voitures légères a été publiée dans [21]. Il s'agit des modèles suivants : la Prius 2009, la Prius 2010, la Sonata 2011, le générateur de la Sonata 2012, la LEAF 2012, le chargeur de la LEAF 2013, le PCU de la Camry 2013, l'Accord 2014, la BMW i3 2016 et la Prius 2017. La puissance spécifique maximale des moteurs est comprise entre 1,1 et 3 kW/kg. La tension du bus DC est comprise entre 270 et 650 V. Un résumé de certains des exemples les plus remarquables dans ce domaine figure dans le Tableau 1-1 [22]. Comparés à d'autres moteurs de traction courants mentionnés dans des références antérieures, ils ont une puissance massique et/ou un couple spécifique nettement plus élevés [21]. Ils sont destinés à des usages spécifiques, tels que la course automobile, comme le fait McLaren Motor. Dans ce domaine, tout moteur électrique à haute performance est un prototype. Outre la puissance spécifique élevée, il est possible d'atteindre un rendement maximal de 94 % ou plus.

***Tableau 1-1.*** *Machine à haute densité de puissance pour véhicules terrestres*

| |  |  |  |  |  |
|---|---|---|---|---|---|
| Fabricant | McLaren [22] | YASA [23] | Protean [24] | Karlsuhe Institute of Technology [25] | UQM [22] |
| Topologie de la machine | Surface PM (SPM) | Axial flux PM | Outer rotor SPM | Interior PM (IPM) | SPM |
| Mass | 26 kg | 37 kg | 36 kg | 14 kg | 95 kg |

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| DC Bus | 545 V | 400-800 V | 400 V | 450 V | 360-440 V |
| Rendement | 96 % | 95 % | 93 % | 97 % | 94 % |
| Puissance | 100 kW | 200 kW(peak) | 60 kW | 70 kW | 115 kW |
| Vitesse | 9549 tr/min | 3250 tr/min | 1600 tr/min | 7400 tr/min | 2440 tr/min |
| Couple | 100 Nm | 700 Nm(peak) | 650 Nm | 90 Nm | 450 Nm |
| Puissance massique | 3,8 kW/kg | 5 kW/kg | 1,6 kW/kg | 5 kW/kg | 1,2 kW/kg |

## IV.2 En cas d'un aéronef électrique

Les équipements électriques à haute puissance spécifique destinés aux applications aéronautiques seront examinés ici. L'aérospatiale est la principale industrie qui a besoin d'une augmentation significative de la densité de puissance. Le secteur de l'aéronautique est confronté à un certain nombre d'applications ou de contraintes, telles que l'écologie [26], la propulsion hybride/électrique [27], les avions plus électriques (MEA) [28], les drones et le décollage et l'atterrissage verticaux (Vertical Takeoff and Landing : VTOL) [29]. Ces dispositifs sont tous utilisés dans des applications non traditionnelles relativement récentes. Il s'agit de :

(1) des générateurs.

(2) des moteurs de roue pour effectuer des économies d'énergie.

(3) des moteurs qui combinent la sustentation verticale et la propulsion dans le cas des drones et des VTOL.

(4) des générateurs et des moteurs qui entraînent les hélices dans le cas de la propulsion hybride/électrique.

Ces utilisations diffèrent grandement de la fonction traditionnelle des machines électriques dans les applications aéronautiques, qui consistaient principalement en des actionneurs électriques, des petits moteurs actionnant diverses charges et des générateurs fixés aux arbres de prise de force (PTO) du moteur thermique. Les exigences spécifiques en matière de puissance et d'efficacité pour ces nouvelles applications sont beaucoup plus élevées. Le Tableau 1-2, le Tableau 1-3 et le Tableau 1-4 présentent une étude détaillée des différents actionneurs électriques en fonction de leur puissance nominale. Étant donné que les applications susmentionnées sont relativement nouvelles, il n'y a pas encore beaucoup d'informations dans le domaine public sur ces dispositifs à forte puissance spécifique. La plupart des informations actuellement disponibles sont incluses dans ces tableaux. La majorité des dimensions internes des différentes machines n'étant pas facilement accessibles, il est difficile de donner des chiffres importants tels que le couple volumique, la contrainte de cisaillement de l'entrefer et la vitesse de l'extrémité du rotor. Néanmoins, les ingénieurs et les chercheurs travaillant sur ce sujet devraient trouver dans ces tableaux des données très utiles pour identifier et comprendre les tendances technologiques actuelles.

***Tableau 1-2.*** *Machine à haute densité de puissance pour aéronautique ≥ 100 kW*

| |  |  |  |  |  |
|---|---|---|---|---|---|
| Fabricant | Siemens [30] | Honeywell [31] | Siemens [30] | ENSTROJ Slovenia [22] | Rolls Royce University of Sheffield [22] |
| Topologie de la machine | Halbach array SPM | Wound-field synchronous | SPM | Axial-flux PM | SPM |
| Mass | 50 kg | 126,5 kg | 24,4 kg | 20,3 kg | 22,7 kg |
| DC Bus | 580 V | 300-600 V | 580 V | 700 V | 540 V |
| Rendement | 95 % | 97 % | 95 % | 93-98 % | 96 % |
| Puissance | 260 kW | 1000 kW | 170 kW | 100 kW | 100 kW |
| Vitesse | 2500 tr/min | 19000 tr/min | 6250 tr/min | 4000 tr/min | 27000 tr/min |
| Couple | 993 Nm | 110 Nm | 260 Nm | 250 Nm | 35 Nm |
| Puissance massique | 5,2 kW/kg | 7,9 kW/kg | 7 kW/kg | 4,9 kW/kg | 4,4 kW/kg |

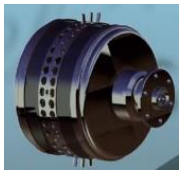
Les tendances générales sont les suivantes :

(1) Les machines électriques de plus grande puissance (>100 kW) sont utilisées dans des applications allant des petits avions (quatre sièges ou moins) aux gros avions commerciaux (machine Honeywell). Les petits avions sont principalement couverts par des machines électriques d'une puissance comprise entre 10 et 100 kW. En dessous de 10 kW, les machines électriques comprennent principalement les drones et les petits avions télécommandés.

(2) Chaque machine est de type à aimants permanents (flux axial, rotor extérieur radial et rotor intérieur radial).

(3) les machines à faible vitesse (moins de 3 000 tr/min) ont généralement un couple spécifique plus élevé, tandis que les machines à vitesse plus élevée (entre 8 000 et 24 000 tr/min) ont généralement une puissance spécifique plus élevée.

***Tableau 1-3.*** *Machine à haute densité de puissance pour aéronautique 10 ≤ P ≤ 100 kW*

| |  |  |  |  |  |
|---|---|---|---|---|---|
| Fabricant | Rotex Czech Republic [32] | Siemens and EADS Germany [30] | ACENTISS Germany [22] | Yuneec China [22] | Launchpoint [33] |

| Topologie de la machine | Outer rotor SPM | Surface PM (SPM) | Two electric motors on a common drive shaft of the propeller | Outer rotor SPM | Ironless Axial Flux Machines |
|---|---|---|---|---|---|
| Mass | 20 kg | 13 kg | 11 kg | 8.2 kg | 5.78 kg |
| DC Bus | 380 V | 545 V | 58 V | 67 V | 214 V |
| Rendement | 95 % | 95 % | - | - | 95 % |
| Puissance | 50 kW | 65 kW | 32 kW | 20 kW | 35 kW |
| Vitesse | 2200 tr/min | 5000 tr/min | 2200 tr/min | 2400 tr/min | 6500 tr/min |
| Couple | 400 Nm | 110 Nm | 139 Nm | 80 Nm | 50 Nm |
| Puissance massique | 2,5 kW/kg | 5 kW/kg | 2,9 kW/kg | 2,4 kW/kg | 6,9 kW/kg |

***Tableau 1-4.*** *Machine à haute densité de puissance pour aéronautique* $\leq$ *10 kW*

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| |  |  |  |  |
| Fabricant | Launchpoint [33] | KDE Direct [34] | Joby Motors [22] | ThinGap [22] |
| Topologie de la machine | Ironless Axial Flux Machines | Outer rotor SPM | SPM | Outer rotor SPM |
| Mass | 1,56 kg | 0,695 kg | 1,8 kg | 1,59 kg |
| DC Bus | 58 V | 50,4-67,2 V | 40-450 V | - |
| Rendement | 95 % | 93 % | 85-95 % | 91 % |
| Puissance | 5,22 kW | 7,2 kW | 8,2 kW | 4 kW |
| Vitesse | 6250 tr/min | 14900 tr/min | 6000 tr/min | 7987 tr/min |
| Couple | 9 Nm | 4,6 Nm | 13 Nm | 4,83 Nm |
| Puissance massique | 4,3 kW/kg | 10,4 kW/kg | 4,6 kW/kg | 2,5 kW/kg |

## IV.3 Machine synchrone à aimants permanents à haute puissance massique

Les aimants à haute densité énergétique comme le NdFeB et le SmCo sont utilisés dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents à Haute Puissance Massique (MSAP HPM) car ils possèdent un champ rémanent important [19]. Ces aimants en terres rares permettent de réduire les pertes dans le cuivre, d'obtenir un très bon facteur de puissance et une densité de flux élevée dans l'entrefer. Afin de réduire l'épaisseur des culasses de retour du flux magnétique, les MSAP peuvent être dimensionnées avec un pas polaire très court (nombre de

pôles élevé) comparées aux machines synchrones à rotor bobiné et aux machines à induction [35]. La force magnétomotrice (MMF) pour un pôle d'aimants permanents est indépendante de la largeur de l'aimant et est proportionnelle à la longueur de l'aimant dans la direction de l'aimantation (hauteur). Cependant, pour une densité de courant donnée dans un bobinage, la force magnétomotrice d'un pôle de champ bobiné est régie par la longueur et la largeur du pôle. Cette différence suggère que lorsque la largeur des pôles est faible, l'excitation PM est relativement plus efficace. Un modèle commercialisé de MSAP HPM avec des culasses extrêmement fines et un grand nombre de pôles est illustrés à la Figure 1-11 [36].

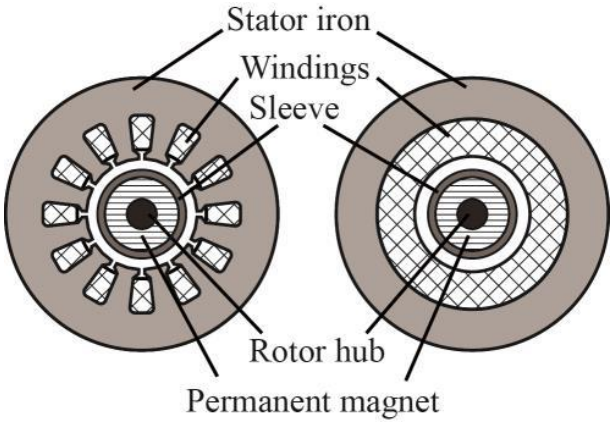



*(a) Fully housed* *(b) Fabricated rotor* *(c) Machine in FEA*

*Figure 1-11 : Machine synchrone à aimants permanents de 300 kW.*

La majorité des MSAP HPS utilisent une architecture avec des aimants montés en surface. En cas de vitesse de pointe extrêmement élevée, un anneau de rétention métallique ou non métallique est souvent nécessaire à l'extérieur des aimants pour sécuriser la structure du rotor [37]. Pour réduire les courants de Foucault et les pertes joules associées, l'anneau métallique et les aimants sont souvent divisés. En raison de sa faible densité de masse et de sa faible conductivité, la fibre de carbone est le matériau de choix pour la construction de l'anneau de retenue.

Dans les machines à grande vitesse dotées de structures statoriques traditionnelles à dents ferromagnétiques (Figure 1-12 (a)), les pertes dans le fer représentent généralement une fraction importante des pertes totales. Pour réduire les harmoniques de la MMF et les pertes dans le fer, les dents ferromagnétiques peuvent être éliminées dans les MSAP à grande vitesse. Il est alors possible de loger davantage de conducteurs. Cette architecture est appelée bobinage à entrefer (Figure 1-12 (b)). Pour réduire les pertes ~~de~~ cuivre en courant alternatif à haute fréquence, le fil de Litz (faisceau de brins de très faible section torsadée ensemble) est souvent utilisé pour créer le bobinage d'entrefer. Une MSAP HPM de 200000 tr/mn avec un enroulement d'entrefer réalisé en fil de Litz est présenté dans [38]. La puissance spécifique est améliorée par l'augmentation de la charge électrique et la diminution des pertes.




*(a) Avec dents ferromagnétiques (b) Avec enroulement dans l'entrefer*

*Figure 1-12 : Stator avec et sans dents ferromagnétiques* [39]

Un réseau d'aimants de type Halbach est un choix supplémentaire pour la réalisation de MSAP HPM. La Figure 1-13 illustre un réseau Halbach pour lequel certains aimants sont magnétisés à la fois tangentiellement et radialement. Lorsque l'entrefer est important, la charge magnétique peut être maintenue à un niveau raisonnable en utilisant un réseau de Halbach. Le poids de la machine peut être réduit en minimisant l'épaisseur de la culasse ferromagnétique rotorique. La conception et les essais de deux moteurs PM pour avions à grande vitesse qui maximisent la densité de flux de l'entrefer en utilisant la structure du réseau de Halbach sont présentés dans [40]. La puissance massique obtenue vaut environ 5 kW/kg.

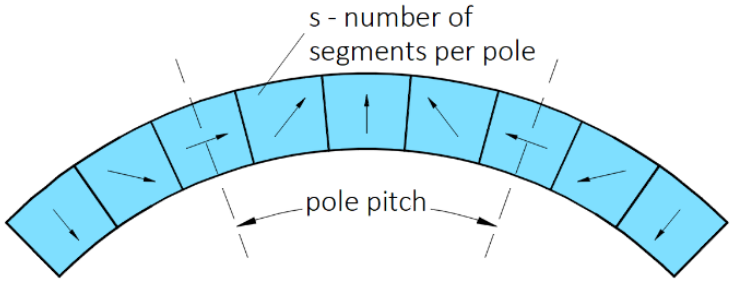



*Figure 1-13 : Aimantation de type Halbach* [40]

En raison de l'énorme diamètre du rotor et des roulements complexes requis, la conception et la construction de machines à flux axial (AFPM) à très grande vitesse est plus difficiles qu'avec une structure à flux radial. Cependant, les machines à flux axial présentent des avantages propres par rapport aux machines à flux radial, tels qu'une plus grande utilisation des matériaux du noyau et la possibilité de concevoir des machines à grand nombre de pôles. Des valeurs importantes de puissances massiques ont été atteintes par un certain nombre de moteurs de type AFPM [19]. Les enroulements dans l'entrefer et les réseaux Halbach sont deux outils que les machines AFPM, comme les machines RFPM, peuvent utiliser pour augmenter la densité de puissance. En utilisant de telles structures, Launchpoint a construit un moteur AFPM de 6.9 kW/kg [33].

Il existe des alternatives technologiques intéressantes à la MSAP pour améliorer la puissance massique. En outre, un grand nombre de ces technologies peuvent être intégrées dans

une conception unique afin d'obtenir de meilleurs résultats. L'un de ces cas est illustré à la Figure 1-14. L'architecture de ce moteur à grande vitesse est multipolaire, à rotor externe, à flux radial et "sans fer". Le concept principal consiste à utiliser des réseaux d'aimants Halbach, un enroulement à entrefer et un nombre élevé de pôles pour minimiser la quantité de fer utilisée. En raison de la topologie inhabituelle du rotor, il existe des difficultés mécaniques telles que des contraintes de force centrifuge élevée et des épaisseurs de culasse ferromagnétiques très faibles. Ces questions sont abordées dans [41]. La puissance massique prévue pour ce moteur de 1 MW est supérieur à 10 kW/kg.

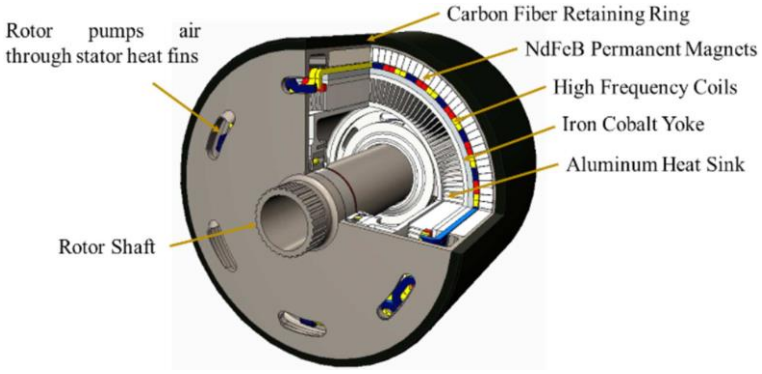



*Figure 1-14 : MSAP à flux radial* "sans fer" *à très haute fréquence, à rotor externe* [41], [42], [43]

# V. Stratégies d'alimentation pour les entraînements de moteurs à grande vitesse

Comme nous l'avons indiqué, les principales exigences pour les machines à grande vitesse et haute fréquence sont un rendement élevé, une puissance spécifique importante et une facilité de contrôle de la vitesse. Le contrôle vectoriel est une technique bien connue pour contrôler le couple ou la vitesse d'un moteur. Pour l'alimentation des moteurs à grande vitesse, nous disposons de deux techniques classiques à partir d'un bus DC et d'un onduleur :

- L'alimentation de type pleine onde
- La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

## V.1 Alimentation de type pleine onde

En général, un convertisseur DC/DC est placé entre un onduleur de tension (VSI) et une alimentation DC pour ajuster l'amplitude de la tension DC appliquée à l'entrée de l'onduleur comme indiqué dans la Figure 1-15 (a). L'onduleur fonctionne en pleine onde (6-Step :180° ou 120°) et les interrupteurs qui compose l'onduleur commutent à la fréquence de base qui dépend du nombre de pôles et de la vitesse de rotation du moteur.

L'avantage de cette technique d'alimentation en pleine onde est que la fréquence utilisée pour commander l'interrupteur de puissance est liée à la vitesse de rotation du moteur (fréquence électrique). Pour cette raison, les applications avec des vitesses de rotation très élevées qui nécessitent des fréquences électriques fondamentales aussi élevées que le kHz ne posent pas de problème pour les onduleurs à IGBT. Le principal inconvénient de cette technique est qu'elle créera un riche contenu harmonique au niveau de la tension de phase à

l'origine d'importantes oscillations de couple électromagnétique et du courant statorique, ce qui entraînera des pertes supplémentaires dans la machine.

## V.2 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La méthode la plus couramment utilisée pour produire un courant sinusoïdal dans une machine et éviter les problèmes indiqués précédemment consiste à utiliser un onduleur de tension (VSI) contrôlé par une technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) comme indiqué dans la Figure 1-15 (b) [44]. La Figure 1-16 montre la comparaison du principe de l'alimentation en pleine onde et MLI pour une période électrique du signal de sortie.

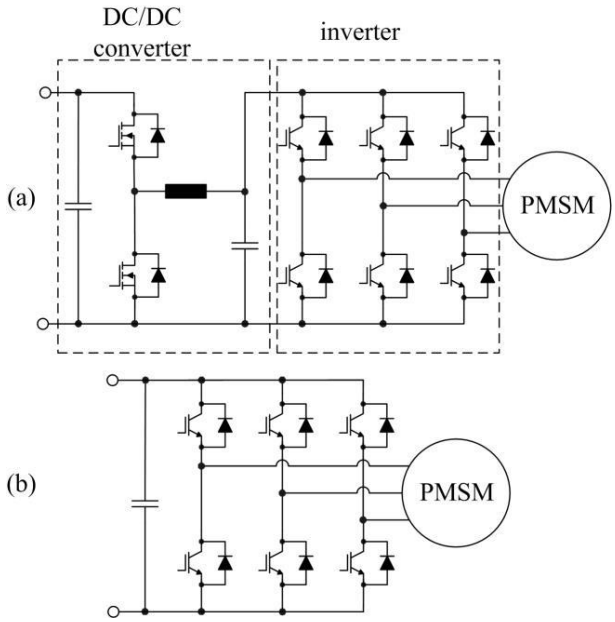



*Figure 1-15 : Système d'entraînement comprenant le convertisseur électronique de puissance et la machine (a) Onduleur PAM (b) Onduleur MLI* [39]

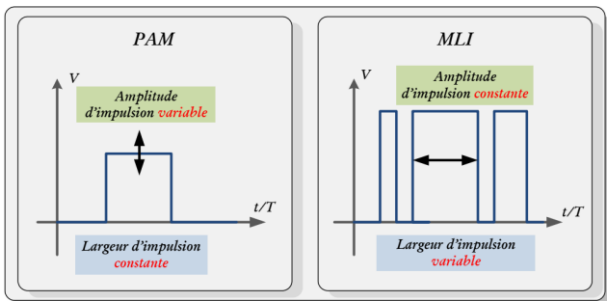



*Figure 1-16 : Principe de l'alimentation pleine onde comparé au principe MLI* [45]

## V.3 Impact de la technique de modulation

### V.3.1. Sur la distorsion hamornique totale du courant ($TDH_i$)

La Figure 1-17 compare le $TDH$ du courant de phase en fonction de la fréquence pour différentes stratégies d'alimentation [46]. Le $TDH_i$ avec le technique FBQ (Feedback

Quantizer) pour un fréquence de découpage ($f_s$) de 7875 Hz est de 7,3 %, alors que le $TDH_i$ pour la MLI classique et la MLI avec injection de l'harmonique de rang 3 est de 6,4 % et 5,8 %, respectivement. Le $TDH_i$ diminue progressivement avec une augmentation de la fréquence de découplage pour les méthodes MLI et FBQ. Une fréquence de découpage raisonnable pour l'étude menée dans [46] est de 18375 Hz, pour laquelle le $TDH_i$ est d'environ 2,5 %. Comme la fréquence de découpage pour la technique Six-Step (pleine onde) est identique à la fréquence du fondamentale, le $TDH_i$ est sensiblement plus élevé que pour les autres méthodes comme le montre la Figure 1-17 (environ 13%).

Pour les approches de modulation considérées, la Figure 1-18 montre la dépendance du $TDH_i$ du courant de phase en fonction de la fréquence fondamentale. Pour cette étude, la fréquence de commutation est fixée à 18375 Hz. La technique Six-Step (pleine onde) présente un $TDH_i$ nettement plus élevé que les autres méthodes de modulation. Au fur et à mesure que la fréquence fondamentale augmente, on constate que les harmoniques diminuent progressivement mais restent plus élevées qu'avec la technique MLI.

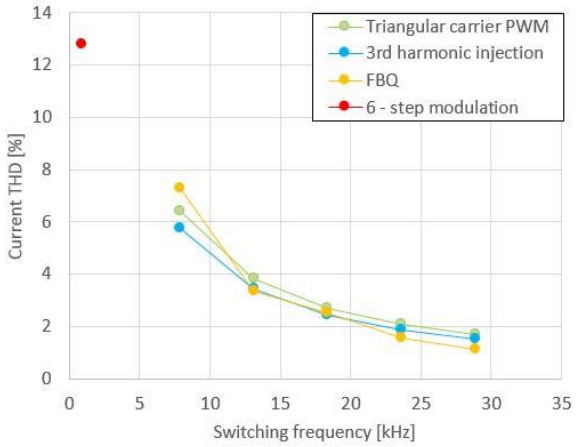



*Figure 1-17 : $TDH_i$ à 875 Hz pour la fréquence fondamentale en fonction de la fréquence MLI* [46]

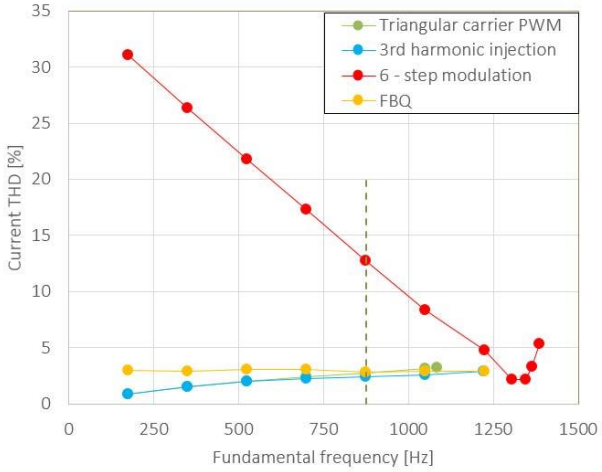



*Figure 1-18 : $TDH_i$ à 18375 Hz pour la fréquence MLI en fonction de la fréquence fondamentale* [46]

## V.3.2. Sur l'ondulation du couple de la machine

En utilisant une analyse par éléments finis, l'auteur [46] évalue et compare l'ondulation du couple résultant de différentes approches d'alimentation du moteur. La Figure 1-19 montre l'ondulation du couple pour la vitesse nominale du moteur, exprimée en pourcentage (%) du couple nominal. Si l'on suppose la machine alimentée par un courant purement sinusoïdal, la valeur de l'ondulation du couple est la plus faible et vaut 0,9 %. En fonction de la fréquence de modulation, l'ondulation du couple causée par la modulation FBQ passe de 8,5 % (7875 Hz) à 3,5 % (28875 Hz). L'ondulation du couple diminue pour les techniques MLI de 4,8 % à 7875 Hz à 1,8 % pour 28875 Hz. L'ondulation du couple pour l'alimentation en pleine onde (6-Step) vaut 4,7 % pour la fréquence nominale (875Hz).

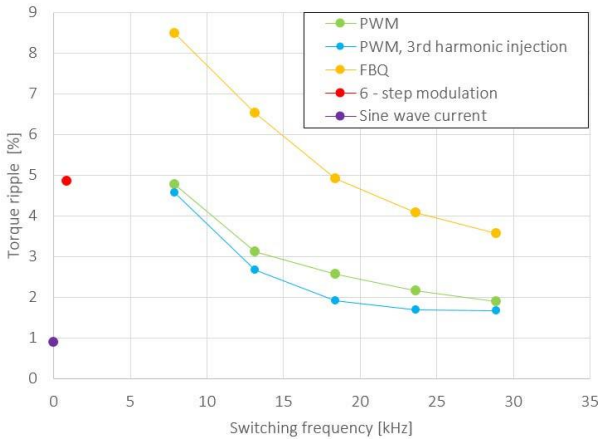



*Figure 1-19 : Comparaison de l'ondulation du couple à la fréquence fondamentale de 875 Hz* [46]

## V.3.3. Sur les pertes de la machine

Les auteurs de [46] ont également examiné les pertes dans le fer provoquée par diverses méthodes d'alimentation. Le résultat est illustré à la Figure 1-20, où les pertes fer pour chaque type d'alimentation sont représentées en fonction de la fréquence de commutation. La valeur minimale de pertes ~~de~~ fer est de 9 kW pour une forme d'onde de courant purement sinusoïdale pour la vitesse nominale de 2500 tr/min (875 Hz). Dans le cas d'une alimentation MLI, les pertes fer augmentent de 200 % (19 kW contre 9 kW) par rapport à une excitation purement sinusoïdale pour $f_s$ = 7500 Hz et de 80 % (15 kW contre 9 kW) par rapport à une excitation sinusoïdale pour $f_s$ = 28875 Hz en raison de la distorsion du courant causée par la MLI, en particulier pour les fréquences de commutation les plus basses. À des fréquences de commutation plus basses, la modulation FBQ présente des pertes fer similaires à celles de la MLI, mais à des fréquences de commutation plus élevées, elle atteint des valeurs de pertes fer réduites, jusqu'à 12 % de moins que les techniques MLI à la fréquence d'échantillonnage de 28 875 Hz. Enfin, malgré un $TDH_i$ un peu plus élevé, les pertes dans le fer pour le technique d'alimentation en pleine on (6-Step) est de 15,7 kW.

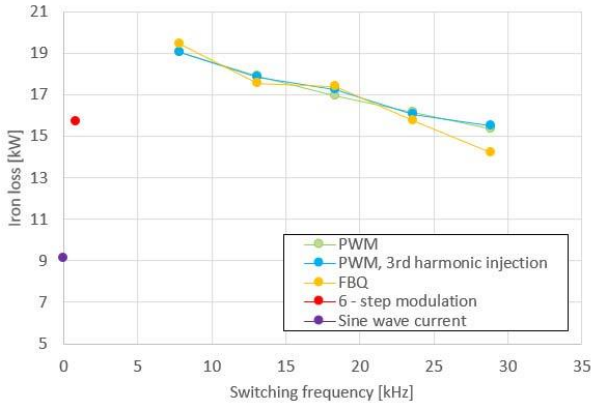



*Figure 1-20 : Pertes dans le fer en fonction de la fréquence de commutation pour une vitesse de 2500 tr/min* [46]

En outre, les auteurs de [39] ont étudié l'impact de la fréquence MLI sur les pertes totales d'un moteur à aimants à hautes vitesses. La Figure 1-21 montre les pertes de la machine pour une vitesse comprise entre 50 et 200 krpm. Avec la MLI, les pertes de la machine changent considérablement et s'améliore avec l'augmentation de la férquence de commutation. Les pertes dans le cas d'une alimentation en MLI restent inférieures aux pertes dans le cas d'une alimentation de type pleine onde (PAM) pour les fréquences de commutation supérieures à 75 kHz.

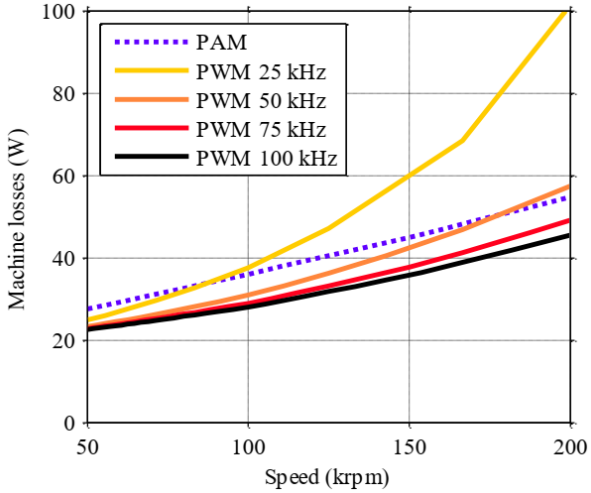
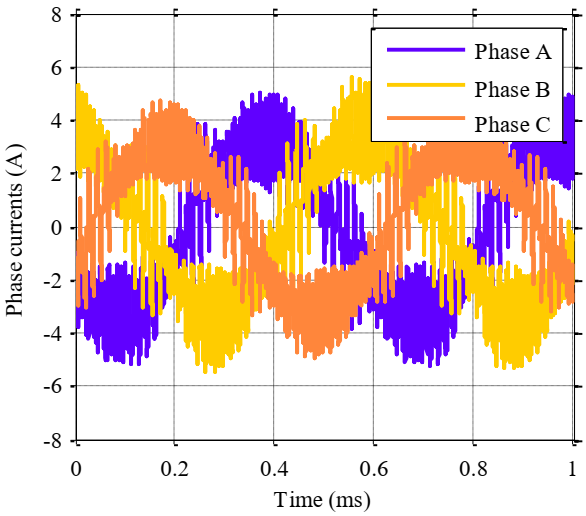
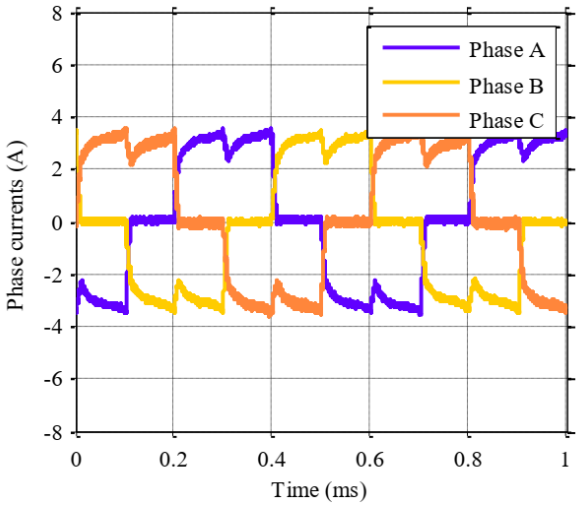



*Figure 1-21 : Pertes de la machine en fonction de la vitesse de rotation* [39]

Les courants mesurés de la machine en alimentation pleine onde et pour une alimentation MLI à 60 kHz sont illustrés à la Figure 1-22. La machine a une charge de 30 mNm et tournent à 100 krpm.




*(a) Alimentation MLI avec $f_s$ = 60 kHz*




*(b) Alimentation en pleine onde*

*Figure 1-22 : Courants de phase mesurés à 100 krpm* [39]

## V.3.4. Sur les composants de l'onduleur

La technique MLI génère des harmoniques à haute fréquence qui se répartissent selon des multiples de la fréquence de commutation du convertisseur [44]. La fréquence de commutation du convertisseur peut être modifiée tant qu'elle reste dans les limites des fréquences de commutation maximales des transistors, qui sont déterminées par la valeur maximale qu'ils peuvent tolérer. Une fréquence de commutation élevée entraîne davantage de pertes dues aux commutations et affecte le rendement du convertisseur. Les semi-conducteurs conventionnels à base de silicium (SI) sont généralement limités à une fréquence de commutation de 20 à 30 kHz. Les Semi-conducteurs à large bande interdite (WBG), qui tolèrent des vitesses de commutation plus de 100 kHz, peuvent être utilisés par les convertisseurs à haute performance. Cependant, une fréquence de commutation élevée a plusieurs effets importants sur l'onduleur et la machine électrique.

# VI. Semi-conducteurs à large bande interdite

En raison de leur bande interdite plus large, les semi-conducteurs à large bande interdite (WBG) sont très différents des semi-conducteurs ordinaires. La différence d'énergie dans les semi-conducteurs entre le haut de la bande de valence et le bas de la bande de conduction est appelée bande interdite. Les dispositifs d'alimentation à semi-conducteur à large bande interdite peuvent fonctionner à des tensions, des températures et des fréquences plus élevées en raison de la plus grande distance. Le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN), deux matériaux semi-conducteurs à large bande interdite, sont les meilleures options pour la prochaine génération de commutateurs de convertisseurs de puissance hautement efficaces. Mais chaque matériau présente des avantages par rapport aux autres. Par exemple, les semi-conducteurs de puissance en carbure de silicium offrent un blocage de tension supérieur pour les applications jusqu'à 650 V, et leurs avantages augmentent avec la tension. L'utilisation de ces nouveaux matériaux d'électronique de puissance WBG, qui permettent un meilleur rendement énergétique, une taille plus petite, un poids plus léger, un coût total plus faible, ou tous ces éléments à la fois, est essentielle pour la prochaine étape cruciale vers un monde qui consomme moins d'énergie.

Les semi-conducteurs à large bande interdite augmentent considérablement l'efficacité énergétique dans de nombreuses applications. Le portefeuille inventif de semi-conducteurs à large bande interdite d'Infineon répond aux besoins de l'électronique de pointe. Il s'agit notamment de la recharge des véhicules électriques, des télécommunications, de l'énergie solaire, des chargeurs et des adaptateurs pour les applications grand public, de la formation des batteries pour les applications industrielles, de la recharge à bord et des convertisseurs DC-DC haute tension à basse tension pour les applications automobiles [47].

La Figure 1-23 montre les domaines d'application des composants semi-conducteurs en fonction de chaque matériau ainsi que des exemples d'application. Nous savons que les applications dont les fréquences dépassent les 50 kHz nécessitent des systèmes compacts à haute densité de puissance sont construites autour de semi-conducteurs à large bande interdite.

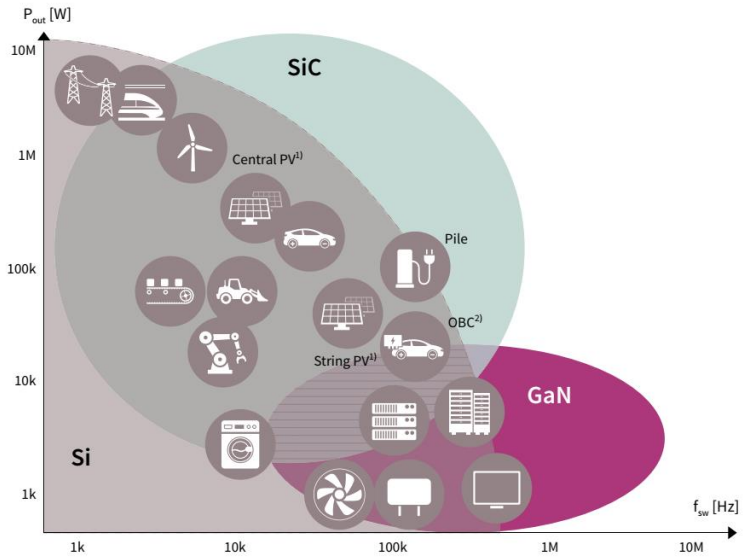



*Figure 1-23 : Application de la technologie à large bande interdite* [48]

Une comparaison de l'utilisation de dispositifs semi-conducteurs de puissance WBG et Si dans différentes parties du système d'un véhicule électrique est présentée à la Figure 1-24 pour les applications d'entraînement moteur [49]. Bien que l'efficacité et la densité énergétique soient améliorées respectivement de 1,4 à 4,4 % et de 206 à 334 %, la masse totale est considérablement réduite de 46 % par rapport au système électrique à base de Si. Pour le convertisseur, l'efficacité et la densité énergétique ont augmenté respectivement de 0,5 à 3,75 % et de 266 à 976 %, et la taille et le volume du système ont considérablement diminué. Pour le chargeur, tous ces paramètres ont été significativement améliorés par rapport aux systèmes basés sur des composants Si [50].

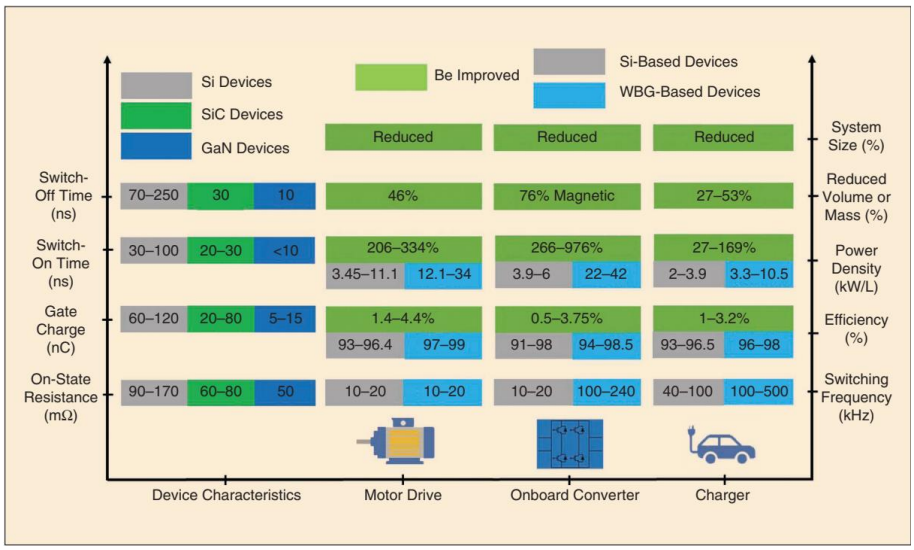



*Figure 1-24 : Comparaison des dispositifs WBG et Si dans les systèmes EV* [49].

De plus, les avantages de l'utilisation de dispositifs WBG au lieu de Si dans les systèmes EV peuvent s'expliquer par leurs caractéristiques. Une comparaison des caractéristiques des dispositifs 650 V/30 A avec différentes technologies est présentée dans la Figure 1-24, où l'on constate que les dispositifs SiC et GaN peuvent réduire la résistance à l'état passant (On-State Resistance) ce qui entraîne des pertes de puissance inférieures et des fréquences de commutation ($f_s$) plus élevées que leurs homologues en Si. De plus, les semi-conducteurs SiC et GaN peuvent fonctionner à une température supérieure à 600 °C, ce qui est supérieur à celui du Si (limité à 150-175 °C), ce qui répond aux applications des véhicules électriques hybrides utilisant la dissipation thermique (105 °C). Ces avantages attirent de nombreux chercheurs qui révolutionnent la technologie de l'électronique de puissance vers un rendement plus élevé et une densité de puissance plus élevée, ce qui aura un impact énorme sur l'industrie des véhicules électriques en augmentant le rendement, la portée et la fiabilité et en réduisant le poids global et le coût du système.

## VI.1 Choix des GaN ou SiC

En termes de tension et de courant nominaux, plusieurs convertisseurs, y compris le convertisseur DC/DC, l'onduleur de traction et le chargeur embarqué, sont illustrés à la Figure 1-25. Les interrupteurs GaN et SiC ont généralement le même courant de fonctionnement,

comme le montre la Figure 1-25. Néanmoins, les transistors SiC peuvent fonctionner à des tensions plus élevées. Ces dispositifs sont actuellement utilisés dans les onduleurs en raison des meilleures caractéristiques des matériaux SiC et des caractéristiques nominales des dispositifs supérieures à 1200 V. La conception de l'onduleur dans ce travail seront basées sur des SiC MOSFET.

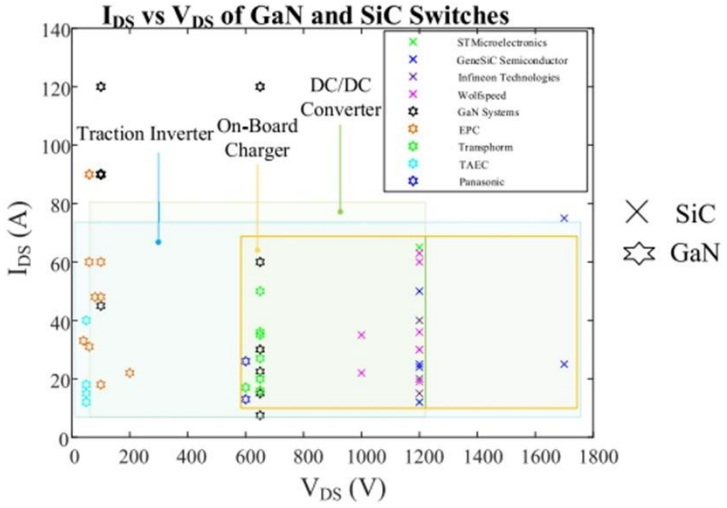



*Figure 1-25 : Application des GaN et SiC dans le domaine des transports électrifiés* [51]

# VII. Objective de la thèse

L'augmentation de la fréquence de conversion d'énergie des entrainements électriques permet la réduction du volume du moteur électrique et des composants de filtrage de l'électronique de puissance. Ceci permet d'améliorer la puissance massique de la chaine de conversion électromécanique qui représente une contrainte importante pour les systèmes embarqué (voitures et avions électriques). Les fréquences maximales actuellement obtenues pour quelques applications particulières, sont de quelques kHz pour les fréquences fondamentales des moteurs électriques et quelques dizaines de kHz pour les fréquences de commutation des onduleurs avec des composants en silicium. L'utilisation des composants à grand gap (SiC) autorise une augmentation sensible de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance composants les convertisseurs d'électroniques de puissance des entrainements électriques. L'augmentation des vitesses de rotation des machines électriques permet d'augmenter la puissance massique.

L'objectif de la thèse est de mettre en évidence d'un point de vue théorique et expérimentale ces contraintes de la montée en fréquence aussi bien sur la machine électrique que sur l'onduleur. On s'intéressera aux applications de tractions électrique de quelques kW susceptibles d'être étendues aux dizaines de kW, sous quelques centaines de volts, adaptées pour la traction électrique.

# VIII. Plan de la thèse

Dans le chapitre 2, nous allons développer un modèle d'onduleur de tension triphasé prenant en compte les imperfections de ses composants. Nous commencerons par rappeler

brièvement le principe de fonctionnement de l'onduleur idéal en introduisant l'indice de modulation d'amplitude et l'indice de modulation de fréquence ainsi que les caractéristiques de sortie. Nous étudierons ensuite les effets du temps mort, du temps de commutation des composants, de la chute de tension aux bornes des composants à l'état ON ainsi que de la présence d'une capacité parasite sur la déformation de la tension de sortie et sur l'efficacité de l'onduleur. Nous mènerons également des études sur l'apparition d'harmoniques dues aux imperfections de l'onduleur. Nous déterminerons un modèle pour calculer les pertes et le rendement des onduleurs pour chaque composant d'électronique de puissance (Si et SiC MOSFET).

Dans le chapitre 3, nous proposons de comparer les résultats de calcul avec les résultats expérimentaux pour tester la validité du modèle que nous avons présenté dans le chapitre précédent. Pour analyser la validité du modèle, nous avons testé trois onduleurs triphasés constitués de composants électroniques de puissance aux caractéristiques différentes. Deux onduleurs ont été construits à l'aide de transistors IGBT et le troisième onduleur a été construit à l'aide de modules SiC MOSFET. Pour simplifier l'analyse des résultats, l'onduleur alimentera une charge triphasée de type R-L en couplage étoile. Nous analyserons également les effets de la fréquence de découpage et l'influence du temps mort sur la distorsion harmonique totale de la tension de sortie ($TDH_v$) ainsi que sur le rendement de chaque onduleur.

Le chapitre 4 concernera le travail sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Dans ce chapitre, nous décrirons la structure et le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents retenue pour cette étude (MSAP). De plus, nous proposerons des méthodes pour spécifier les paramètres internes des machines avec un modèle analytique simplifié, un modèle numérique simplifié (FEMM) et un modèle numérique avancé (FluxMotor).

Dans le chapitre 5, nous utiliserons l'onduleur analysé aux chapitres II et III pour alimenter une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) pour étudier les performances de l'entraînement à haute fréquence d'un point de vue expérimental. Nous analyserons les effets de la montée en vitesse du moteur pour vérifier le fonctionnement du système de contrôle. Des tests seront effectués à pleine charge pour déterminer le rendement du moteur et le rendement global de la transmission incluant l'onduleur commutant jusqu'à une fréquence de 100kHz avec des composants SiC MOSFET.

# CHAPITRE 2

## Modélisation d'un onduleur de tension triphasé avec prise en compte des imperfections

# I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons développer la modélisation d'un onduleur de tension triphasé en tenant compte des imperfections des composants. Nous commencerons par un bref rappel sur le principe de fonctionnement d'un onduleur idéal en rappelant les formes d'ondes et en introduisant l'indice de modulation d'amplitude et l'indice de modulation de fréquence ainsi que la caractéristique de sortie. Nous étudierons ensuite l'impact des temps morts, des temps de commutation des composants, de la chute de tension aux bornes des composants à l'état passant ainsi que la présence des capacités parasites sur la déformation de la tension de sortie et sur le rendement de l'onduleur.

L'objectif est d'obtenir un modèle analytique relativement simple permettant de prévoir l'impact de ces imperfections sur la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie, qui correspond à la tension utile, ainsi que sur son contenu harmonique. Nous développerons également un modèle pour calculer les pertes dans les composants par conduction et par commutation. Nous analyserons en particulier les conséquences de l'augmentation de la fréquence de découpage sur les performances d'un onduleur triphasé constitué d'IGBT ou de transistors SiC, augmentation de la fréquence qui est rendue nécessaire pour l'alimentation des moteurs électriques à hautes vitesses.

# II. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé idéal

## II.1 Introduction

L'alimentation statique qui adapte les tensions et les courants continus aux formes d'onde AC est généralement connue sous le nom d'onduleur [57]. Sa fonction principale est de générer à partir d'une ou plusieurs sources DC une forme d'onde de sortie à motif commuté AC, avec une composante fondamentale ayant une phase, une fréquence et une amplitude réglables pour répondre aux besoins d'une application particulière. Un schéma fonctionnel générique décrivant cette fonction de l'onduleur est illustré à la Figure 2-1 pour une variable DC générique $x_{dc}$, généralement la tension ou le courant. Notez que $A_{dc}$ est l'amplitude fixe de $x_{dc}$, tandis que $A_{ac}$, $f$ et θ représentent respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase réglables de la composante fondamentale de la variable AC commutée ($x_{ac}\{f_1\}$) où $f_1$ est la fréquence du fondamental. Cette conversion est obtenue par le contrôle approprié, mieux connu sous le nom de modulation, des commutateurs de puissance statiques qui interconnectent la source DC à la charge AC en utilisant les différents états de configuration ou de conduction fournis par la disposition ou la topologie des interrupteurs qui le compose.

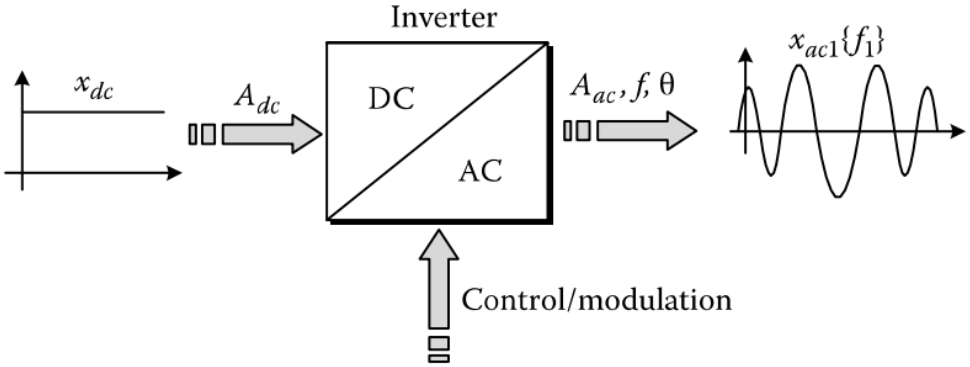


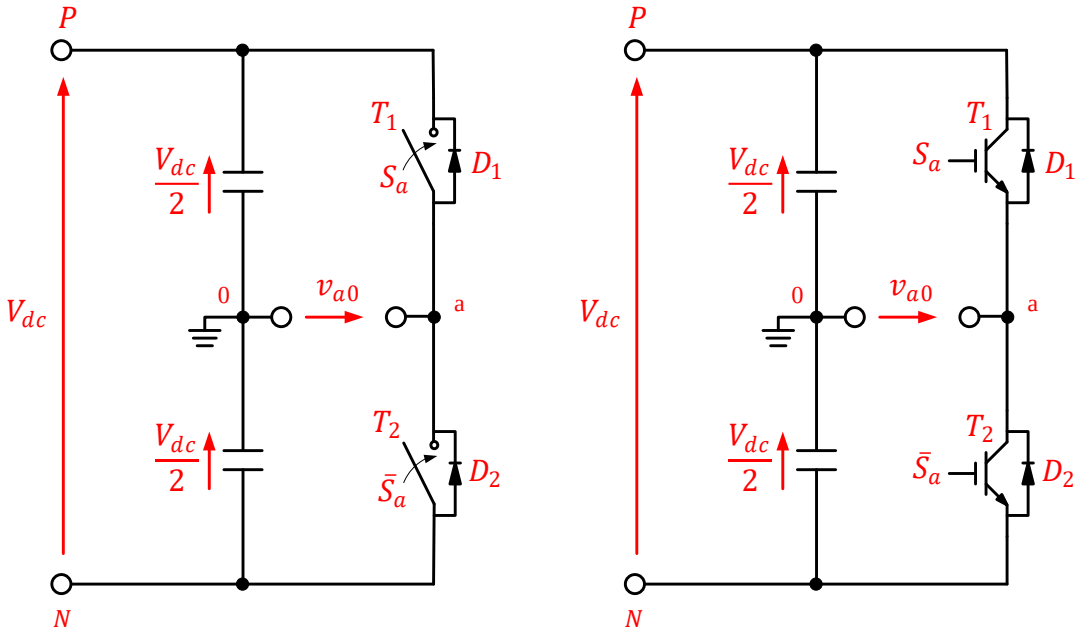

*Figure 2-1 : Principe de fonctionnement d'un onduleur [57]*

Un onduleur de tension utilise une source de tension constante généralement fournie par un redresseur relié au réseau et une liaison DC capacitive, pour générer une forme d'onde de tension commutée à la sortie avec une composante de tension fondamentale avec une fréquence, une phase et une amplitude réglables qui correspondent à une tension de référence souhaitée. D'autre part, le courant de sortie de l'onduleur est défini par la charge. Le courant est généralement très sinusoïdal pour les charges inductives telles que les moteurs électriques (filtrage naturel du courant), autrement des filtres de sortie peuvent être utilisés. Les onduleurs de tension sont les systèmes de conversion de puissance les plus courants dans les applications alimentées en DC-AC, en particulier à faibles et moyennes puissances, pour des systèmes monophasés ou triphasés avec les topologies classiques à deux niveaux.

## II.2 Onduleur de tension monophasé en demi-pont

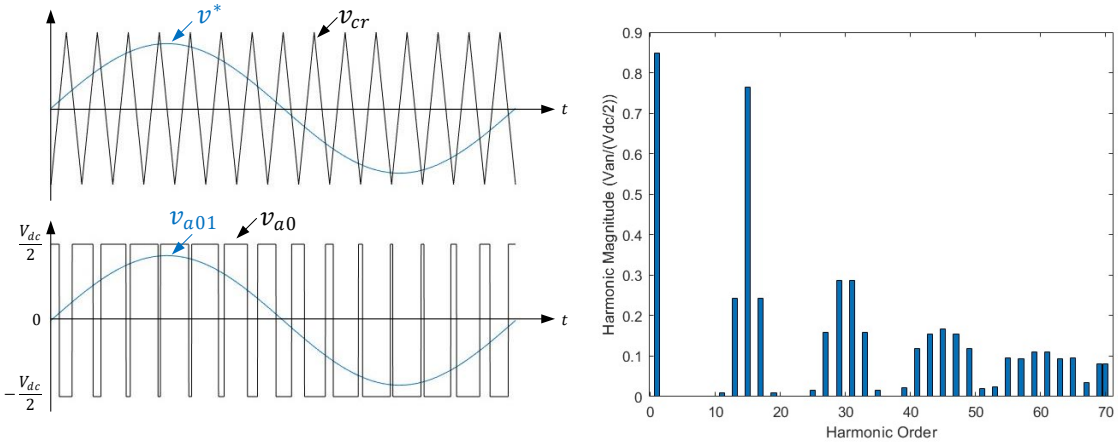
La structure d'un onduleur de tension monophasé en demi-pont est représentée sur la Figure 2-2. Les formes d'onde sont données sur la Figure 2-3. Le signal de la porteuse triangulaire $v_{cr}$ (fréquence MLI, Modulation de Largeur d'Impulsion) et le signal de modulation $v^*$ sont illustrés à la Figure 2-3 (a). Par une simple comparaison lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse ($v^* \geq v_{cr}$), le signal de commande $S_a$ défini sur la Figure 2-2 est réglé sur "1" logique et active l'interrupteur de puissance T1 qui relie le nœud de sortie à la borne positive P de la tension du bus continu $V_{dc}$, générant $v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2}$. Lorsque $v^* < v_{cr}$, le signal de commande prend la valeur $S_a$ = 0, c'est alors l'interrupteur T2 qui est activé, et le nœud de sortie est connecté à la borne négative N du bus continu générant $v_{a0} = -\frac{V_{dc}}{2}$.

Étant donné que la forme d'onde du triangle est linéaire par rapport au temps, les instants au cours desquels ces changements se produisent et, par conséquent, la largeur des impulsions seront proportionnelles à l'amplitude instantanée du signal de référence, permettant d'atteindre la moyenne temporelle souhaitée sur une période MLI.




(a) (b)

*Figure 2-2 : Onduleur monophasé en demi-pont : (a) avec des interrupteurs génériques, (b) avec des IGBT.*




(a) (b)

*Figure 2-3 : Principe de fonctionnement d'un onduleur en demi-pont monophasé. (a) Génération de formes d'onde de commutation, (b) spectre harmonique de la tension de sortie $v_{ao}$.*

Plus la fréquence de la porteuse est rapide par rapport au signal modulant, mieux les impulsions se rapprocheront de la tension moyenne temporelle souhaitée sur une période MLI, d'où un meilleur suivi de la référence. Cependant, cela se fait au détriment d'une fréquence de commutation plus élevée, affectant l'efficacité, ce qui constitue une contrainte de conception en particulier au niveau des interrupteurs.

On introduit deux concepts utiles pour mieux comprendre et analyser les onduleurs fonctionnant en MLI :

- L'indice de modulation d'amplitude noté $m_a$
- L'indice de modulation de fréquence noté $m_f$

## II.2.1. Indice de modulation d'amplitude $m_a$

L'indice de modulation d'amplitude $m_a$ définit la relation entre l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie $v_{a01}$ et l'amplitude de la forme d'onde AC commutée $v_{a0}$ définies sur la Figure 2-3(a) (qui dépend de la tension du bus continue $V_{dc}$). Pour un onduleur monophasé en demi-pont, il est défini comme :

$$m_a = \frac{\hat{v}_{a01}}{V_{dc}/2} \tag{2.1}$$

Où $\hat{v}_{a01}$ est l'amplitude de l'onde fondamentale. Étant donné que le signal de la porteuse est défini de manière à couvrir toute la plage de modulation, il est proportionnel à la tension du circuit intermédiaire de l'onduleur.

De la même manière, la composante fondamentale de sortie est la moyenne temporelle de la tension de référence sur une période MLI. Par conséquent, l'indice de modulation d'amplitude peut également être défini comme :

$$m_a = \frac{\hat{v}^*}{\hat{v}_{cr}} \tag{2.2}$$

Tant que $\hat{v}^* \leq \hat{v}_{cr}$, on parle de sous-modulation et on retrouve des commutations à la période de la MLI. Si $\hat{v}^* > \hat{v}_{cr}$, on parle de sur-modulation avec moins de commutation et l'apparition d'harmoniques basses fréquences comme on le verra par la suite.

## II.2.2. Indice de modulation de fréquence $m_f$

D'autre part, on définit l'indice de modulation de fréquence $m_f$ comme le rapport entre la fréquence de la porteuse $f_s$ (ou fréquence MLI) et la fréquence de la tension de référence $f_1$ :

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{2.3}$$

L'indice de modulation de fréquence est utile pour savoir où se situe le contenu harmonique de la tension de sortie dans le spectre correspondant, comme cela est illustré à la Figure 2-3(b). Il faut noter que pour le cas qualitatif illustré à la Figure 2-3, le signal de la porteuse présente 15 cycles par rapport à la référence, donc $m_f$=15. Par conséquent, la composante harmonique principale qui présente la plus grande amplitude est située à n = 15. Chaque harmonique principale est accompagnée d'un groupe d'harmoniques de bande latérale situés à $m_f$ ± 2 et $m_f$ ± 4. Par conséquent, on peut observer dans le spectre de la Figure 2-3

(b), certains rangs harmoniques d'ordre inférieur situées à n = 11 et n = 13. Ces harmoniques apparaissent en raison d'un effet de convolution entre la fréquence fondamentale et la fréquence de la porteuse lors de la comparaison effectuée par la MLI. De plus, du fait du découpage, il apparait des harmoniques autour des multiples de la fréquence centrale situés à $2m_f$, $3m_f$, etc. Ces harmoniques de tension hautes fréquences, d'amplitudes importantes, seront filtrés au niveau du courant de sortie de l'onduleur si la charge est de nature inductive (enroulement d'une machine électrique). Il convient de mentionner que la fréquence de la porteuse $f_s$ est dans ce cas égale à la fréquence de commutation des interrupteurs $f_{sw}$ et à la fréquence de commutation de la tension de sortie $f_{a0}$.

# II.3 Onduleur de tension triphasé

## II.3.1. Formes d'ondes

La Figure 2-4 représente la structure d'un onduleur de tension triphasé. Il s'agit de l'association de 3 onduleurs monophasés demi-pont partageant le même bus continu. L'onduleur alimente une charge de nature inductive couplée en étoile dont le point neutre est noté N.

La Figure 2-5 montre les signaux de la porteuse triangulaire et des trois tensions de référence $v_a, v_b, v_c$ formant un système triphasé équilibré (± 120°) à la fréquence désirée. Cette figure donne également la tension de sortie au point "a" de l'onduleur notée $v_{an}$ ainsi que la tension entre deux phases notée $v_{ab}$ et enfin la tension par phase notée $v_{aN}$ obtenue avec cette modulation. On peut noter que la tension entre deux phases présente trois niveaux (0 et $\pm V_{dc}$).

Comme la porteuse est commune à toutes les phases, l'harmonique dominante à $m_f$ est éliminée en connexion triphasée, réduisant le TDH (Taux de Distorsion Harmonique) de la tension aux bornes de la charge. De plus, on peut remarquer que la tension aux bornes d'une phase $v_{aN}$ présente une forme d'onde à cinq niveaux (0, $\pm\frac{1}{3}V_{dc}$ , $\pm\frac{2}{3}V_{dc}$), qui reflète également un meilleur TDH et réduit les $\frac{dv}{dt}$.

A noter que pour l'exemple qualitatif de la Figure 2-5, une fréquence porteuse de dix fois le fondamental est considérée ($m_f$ = 10) à titre illustratif pour pouvoir apprécier les commutations. Cependant, dans la pratique, des fréquences porteuses plus élevées sont utilisées ($m_f$ > 20) pour éloigner les rangs des harmoniques de celui du fondamental, en particulier dans les applications à faibles puissances.

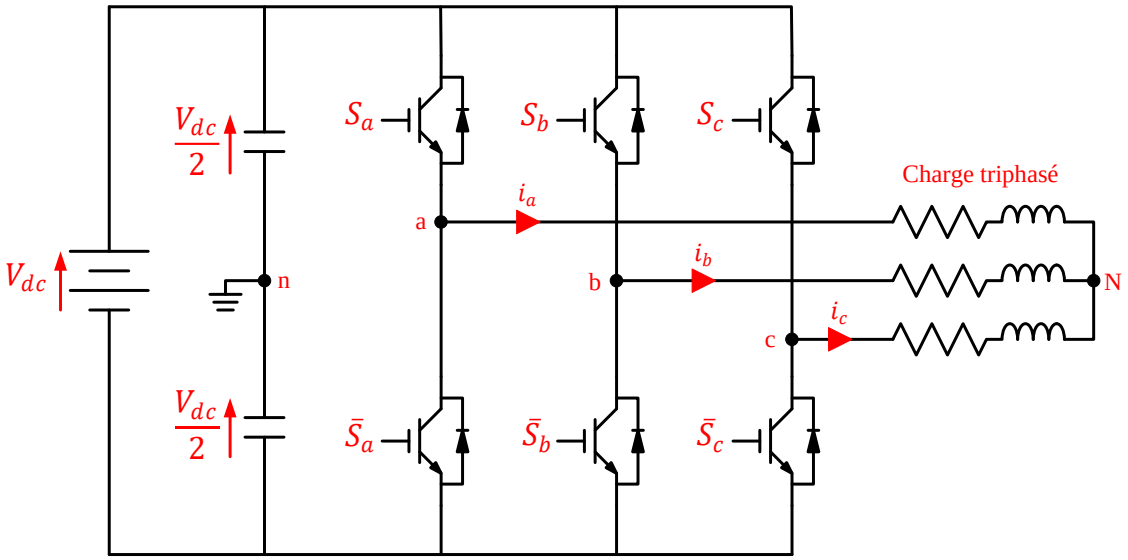
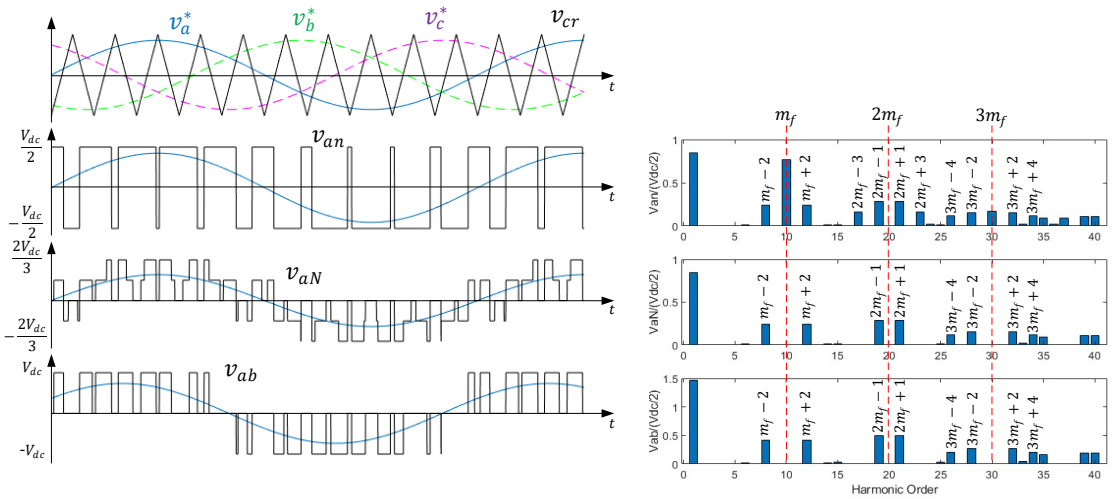



*Figure 2-4 : Topologie d'un onduleur de tension triphasé*




*(a)* *(b)*

*Figure 2-5 : Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.*
*(a) Génération de la forme d'onde de commutation, (b) spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur*

Comme nous l'avons indiqué précédemment, l'amplitude maximale de la tension instantanée aux bornes d'une phase pour un onduleur triphasé à trois bras de pont est de $\frac{2}{3}V_{dc}$, avec une amplitude pour le fondamental qui tend vers $\frac{2}{\pi}V_{dc}$ pour un fonctionnement en pleine onde (amplitude du signal de référence très supérieure à l'amplitude de la porteuse, soit $m_a$ qui tend vers l'infini). Lorsque nous limitons l'indice de modulation d'amplitude $m_a$ de la MLI à 1, la tension fondamentale maximale de sortie n'est que de $\frac{V_{dc}}{2}$. Pour obtenir des tensions fondamentales de sortie plus élevées, il faut augmenter $m_a$ au-delà de 1, mais alors des

impulsions se perdent et les harmoniques de rangs bas apparaissent comme le montre la Figure 2-6 obtenue pour $m_a$ = 2,5 et $m_f$ = 15.

De plus, la tension de sortie fondamentale n'est plus proportionnelle à l'indice de modulation d'amplitude, ce qui est problématique pour établir les lois de commande car la relation n'est plus linéaire comme nous allons le montrer par la suite.

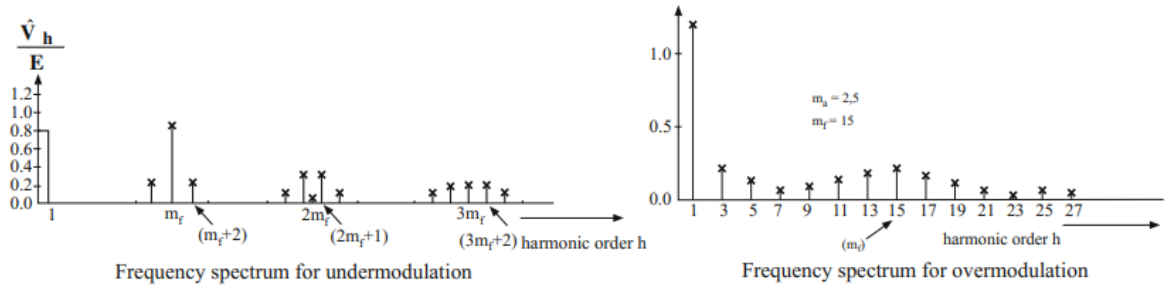



*Figure 2-6 : Spectres de la MLI en sous-modulation et en sur-modulation* [57]

## II.3.2. Caractéristique de sortie

La modélisation de l'onduleur de tension triphasé est développée dans un premier temps sans tenir compte des imperfections : temps morts, retards à l'allumage et à l'extinction des composants, chutes de tension, capacités parasites.

Ainsi, la fonction de commutation idéale peut être écrite comme une simple relation arithmétique entre les signaux de commande des interrupteurs définis sur la Figure 2-4 telle que $S_i + \bar{S}_i = 1$ $(i: a, b\ ou\ c)$. En conséquence, les tensions $V_{an}$, $V_{bn}$, $V_{cn}$ peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{an} &= (2.S_a - 1).\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bn} &= (2.S_b - 1).\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{cn} &= (2.S_c - 1).\frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \tag{2.4}$$

En supposant que la charge est connectée en étoile et est équilibrée, les tensions de sortie triphasées $V_{aN}$, $V_{bN}$, $V_{cN}$ s'écrivent selon la relation matricielle (2.5).

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

A partir de la relation (2.5), on peut définir une modélisation de l'onduleur au sens des valeurs moyennes sur une période MLI. L'onduleur est alors vu comme un simple amplificateur

du signal de référence et on fait abstraction du découpage MLI. De cette façon, nous obtenons l'expression de la tension fondamentale (repérée par l'indice 1) de sortie entre deux phases où $m_a$ est l'indice de modulation d'amplitude défini en (2.2) :

$$v_{ab1} = \sqrt{3}\frac{V_{dc}}{2} m_a \sin(\omega_1 t) \tag{2.6}$$

Pour la tension fondamentale de sortie entre phase et neutre, nous obtenons :

$$v_{aN1} = \frac{V_{dc}}{2} m_a \sin(\omega_1 t - \frac{\pi}{6}) \tag{2.7}$$

Pour un onduleur triphasé, la composante fondamentale de la tension de sortie aux bornes d'une phase peut atteindre une valeur maximale égale à $\frac{V_{dc}}{2}$ pour $m_a$ = 1. Si l'indice de modulation d'amplitude est limité à $m_a \leq 1$, on a une relation linéaire entre la tension de référence et la tension de sortie comme le montre la Figure 2-7.

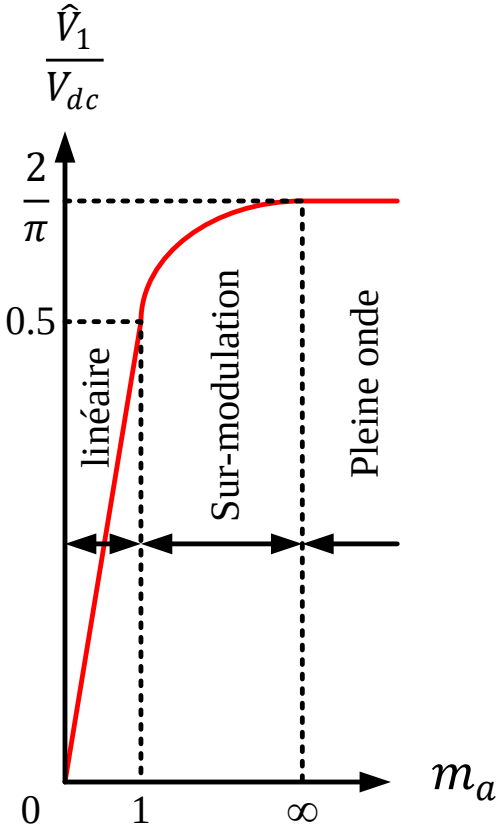



*Figure 2-7 : Amplitude du fondamental de la tension aux bornes d'une phase en fonction de l'indice de modulation d'amplitude*

Lorsque $m_a$ > 1, on passe en sur-modulation et la relation n'est plus linéaire. La limite correspond au fonctionnement en pleine onde qui permet d'atteindre une valeur maximale égale à $\frac{2}{\pi} V_{dc}$ pour le fondamental de la tension entre phase et neutre mais au détriment de son contenu harmonique. La cause en est qu'un indice de modulation d'amplitude supérieur à 1 entraîne la disparition des impulsions (il n'y a plus de croisement entre la référence et la porteuse) et leur

remplacement par des créneaux plus larges. Des harmoniques basses fréquences (5, 7, 11, 13, …) apparaissent alors dans la tension de sortie. Ce mode de fonctionnement est à éviter pour l'alimentation d'un moteur électrique car cela donne naissance à des harmoniques de courant basses fréquences à l'origine de vibration et de pertes supplémentaires.

À partir de l'équation (2.7) et en considérant la zone linéaire de la Figure 2-7, la tension efficace du fondamental aux bornes d'une phase peut être obtenue comme suit :

$$V_{aN1}^{eff} = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} m_a \tag{2.8}$$

# III. Modélisation analytique des imperfections

## III.1 Introduction

Dans cette partie, la modélisation d'un onduleur de tension triphasée avec prise en compte des imperfections est réalisée. Nous allons développer un modèle analytique permettant de prendre en compte les effets des temps morts entre les signaux de commutation, les temps de commutation et les chutes de tension introduites par les interrupteurs de puissance (IGBT, SiC, diode), ainsi que les effets des capacités parasites. L'étude est menée sur un bras de pont comme l'illustre la Figure 2-8. Ces phénomènes parasites vont avoir un effet sur la tension de sortie en modifiant la valeur efficace de son fondamental (tension utile) et en faisant apparaître des rangs harmoniques supplémentaires ce qui va déformer l'onde de tension (augmentation du TDH) et par conséquent une déformation du courant. Par ailleurs, les imperfections des composants seront à l'origine de pertes que nous allons déterminer.

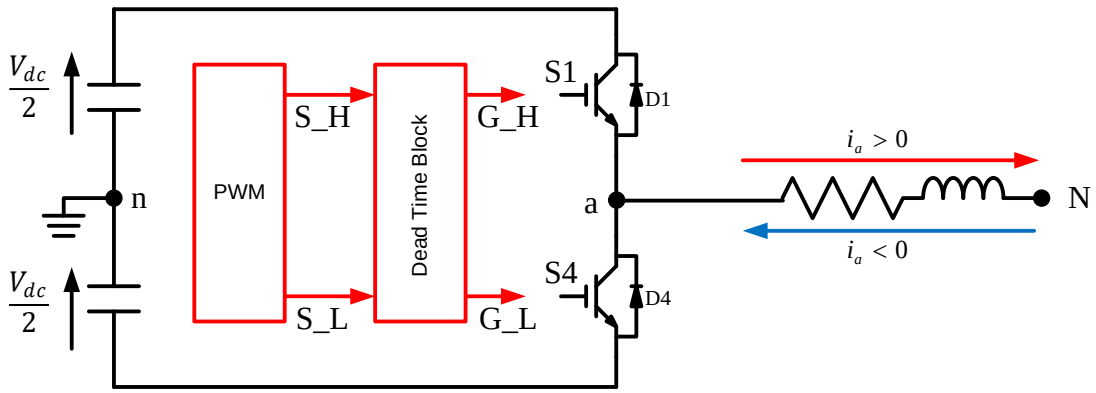



*Figure 2-8 : Mise en évidence des imperfections pour un bras de pont*

L'objectif est donc de prévoir à partir d'un modèle analytique relativement simple les effets de ces imperfections et les conséquences de la montée en fréquence sur les performances de l'onduleur. Nous proposerons des modèles pour des onduleurs à base d'IGBT et à base de transistors SiC-MOSFET.

Dans la suite, nous définissons la tension de distorsion due aux imperfections qui sera notée $v_{an}^{err}$ comme la différence entre la tension de sortie réelle ($v_{an}$) et la tension de sortie idéale ($v_{an}^{*}$) qui correspond à un onduleur parfait :

$$v_{an}^{err} = v_{an} - v_{an}^{*} \tag{2.9}$$

Nous noterons $V_{an}^{err1}$ la chute de tension moyenne sur une période MLI due aux temps morts, $V_{an}^{err2}$ la chute de tension moyenne due aux temps de commutation des composants, $V_{an}^{err3}$ la chute de tension moyenne due aux chutes de tension aux bornes des interrupteurs de puissance, et enfin $V_{an}^{err4}$ la chute de tension moyenne provoquée par les effets des capacités parasites $C_1$ et $C_4$ définis sur la Figure 2-14.

## III.2 Prise en compte des temps morts

Idéalement, à partir de la Figure 2-8, les interrupteurs de puissance S1 et S4 sont commandés par des signaux MLI idéaux (S_H, S_L). Lorsque S1 est allumé (ON), la tension de sortie $v_{an}$ est positive et vaut $\frac{V_{dc}}{2}$. Dès que S1 est éteint et que S4 est allumé, la tension de sortie devient négative et égale à $-\frac{V_{dc}}{2}$. Dans la réalité, il faut introduire un retard où S1 et S4 s'arrêtent en même temps. Par conséquent, un temps mort $(t_d)$ doit être inséré pour éviter le court-circuit de la source via S1 et S4. Pendant l'intervalle de temps mort, le courant de phase traverse la diode D4, ce qui entraîne une tension de sortie égale à $-\frac{V_{dc}}{2}$ lorsque le courant est positif ($i_a > 0$). Lorsque le courant est négatif ($i_a < 0$), le courant de phase traverse la diode D1 ce qui fait que la tension de sortie devient positive $\frac{V_{dc}}{2}$. Comme l'illustre la Figure 8, pendant le temps mort $(t_d)$, les deux interrupteurs d'un bras de pont cessent de conduire, et l'une des diodes conduit. Si la polarité du courant est positive, la diode inférieure est conductrice. Sinon, la diode supérieure est conductrice. Par conséquent, la tension de sortie dépend du sens du courant de la phase a $(i_a)$, comme l'illustre les graphes de la Figure 2-9.

La Figure 2-9 montre les signaux de déclenchement et les formes d'onde de tension pour un cycle MLI incluant le temps mort $t_d$ et où $T_S$ correspond à la période MLI. Le gain ou la perte de tension entre les commutations idéales et réelles sont mis en évidence par des zones colorées en jaune et identifiés par les termes $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$, qui représentent la contribution correspondante à l'augmentation ou à la diminution de la tension de sortie en moyenne sur la période MLI. Les Figure 2-9 (1) et (2) montrent les signaux de déclenchement pour les deux interrupteurs en condition idéale et en présence d'un temps mort, respectivement. La tension déformée causée par le temps mort est décrite dans les Figure 2-9 (4) et (5) en fonction de la direction du courant dans la phase "a".

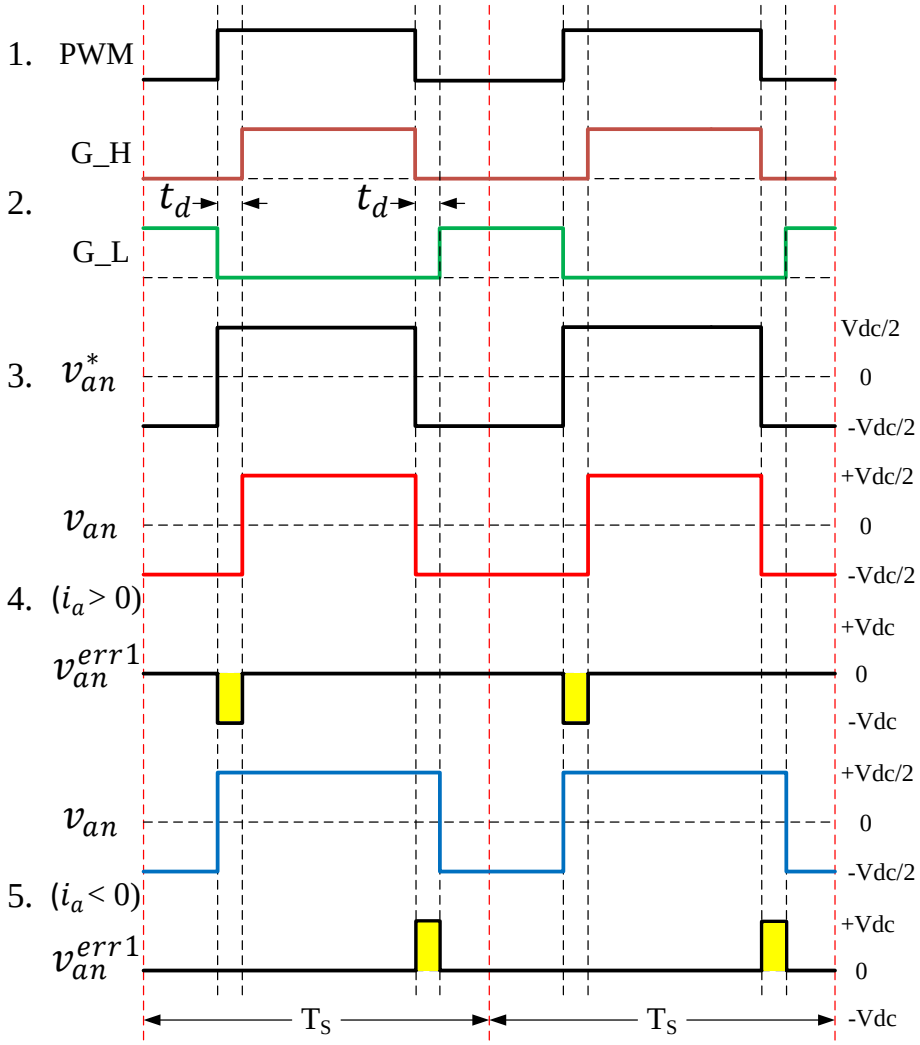



*Figure 2-9 : Forme d'onde de la tension de sortie en tenant compte des effets du temps mort $t_d$ pour $i_a > 0$ et $i_a < 0$.*

Lorsque $i_a > 0$, les deux interrupteurs d'un bras de pont cessent de conduire pendant le temps mort $(t_d)$, tandis que la diode inférieure conduit. La tension de sortie $(V_{an})$ est ramenée à $-\frac{V_{dc}}{2}$ pendant le temps mort. Par conséquent, la chute de tension moyenne induite par le temps mort peut être exprimée comme suit,

$$V_{an}^{err1} = -V_{dc}\left(\frac{t_d}{T_S}\right) \tag{2.10}$$

Lorsque $i_a < 0$, et que les deux interrupteurs d'un bras de pont cessent de conduire pendant le temps mort $(t_d)$, la diode de l'interrupteur supérieur conduit. La tension de sortie $(V_{an})$ prend une valeur positive égale à $\frac{V_{dc}}{2}$ pendant le temps mort. Par conséquent, la chute de tension moyenne induite par le temps mort peut être exprimée comme suit :

$$V_{an}^{err1} = V_{dc}\left(\frac{t_d}{T_S}\right) \tag{2.11}$$

Ainsi, en combinant (2.10) et (2.11), la chute de tension moyenne due aux temps morts peut-être réécrite en fonction du signe du courant de phase :

$$V_{an}^{err1} = \Delta V_1 sign(i_a) \tag{2.12}$$

En introduisant $\Delta V_1$, la chute de tension moyenne aux bornes d'une phase peut être écrite comme

$$\Delta V_1 = -V_{dc}\left(\frac{t_d}{T_S}\right) \tag{2.13}$$

avec

$$\text{sign}(i_x) = \begin{cases} 1, & i > 0 \\ -1, & i < 0 \end{cases}, x = (a, b, c) \tag{2.14}$$

La relation (2.13) montre que la chute de tension moyenne provoquée par le temps mort est proportionnelle au rapport $\frac{t_d}{T_s}$. Lorsque la fréquence MLI augmente ($T_s$ diminue), la chute de tension devient plus importante si le temps mort ne peut être réduit dans les mêmes proportions à cause des limitations des drivers ou des interrupteurs de puissance IGBT ou SIC, nous analyserons plus en détail ce phénomène dans la suite.

A partir de l'équation (2.13), la tension moyenne de distorsion aux bornes de la phase "a" induite par le temps mort peut être exprimée selon les directions des trois courants de phase comme suit :

$$V_{aN}^{err1} = \frac{\Delta V_1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} sign(i_a) \\ sign(i_b) \\ sign(i_c) \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

La Figure 2-10 représente les tensions de distorsion $V_{aN}^{err1}$, $V_{bN}^{err1}$, et $V_{cN}^{err1}$, pour les phases a, b et c. On remarque qu'elles sont en opposition de phase par rapport à leur courant respectif. L'allure obtenue pour chaque phase est identique à celle correspondante à une commande pleine onde d'un onduleur triphasé mais dont l'amplitude dépend de $\Delta V_1$. Cette tension de distorsion va se superposer à l'onde MLI principale issue d'un onduleur parfait. Elle va être à l'origine d'une diminution de la valeur efficace du fondamental de la tension aux bornes d'une phase et va provoquer l'apparition d'harmoniques basses fréquences (rangs 5, 7, 11, …) comme nous le verrons par la suite.

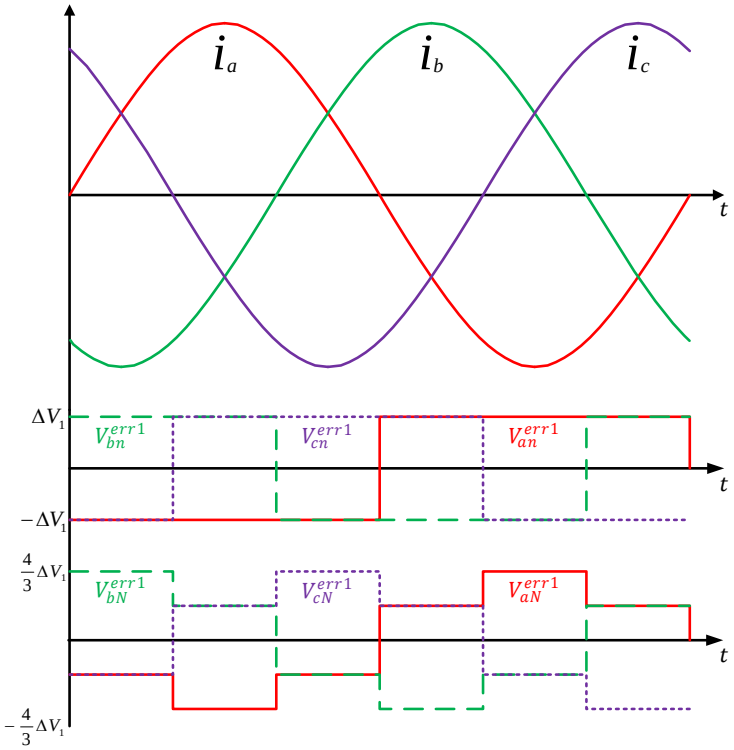



*Figure 2-10 : Courants dans chaque phase et formes d'ondes des tensions de distorsion par phase.*

## III.3 Prise en compte des temps de commutation des composants

La commutation des composants de l'électronique de puissance n'est pas instantanée. En pratique, il faut un certain temps pour la mise en conduction et un certain temps pour assurer le blocage d'un interrupteur. Ces temps de commutation se cumulent avec le temps mort défini dans le chapitre précédent et doivent être pris en compte pour déterminer avec précision la forme d'onde de la tension $V_{an}$.

La Figure 2-11 montre une caractéristique temporelle idéalisée d'un IGBT pendant la mise en conduction et pendant le blocage. Le signal PWM représente l'ordre de mise en route et d'arrêt de l'interrupteur. Le temps mort n'est pas pris en compte sur cette figure. Sur la Figure 2-11 sont définis les temps suivants :

$t_{on}$ : le temps d'allumage ($t_{on_d} + t_r$)
$t_{on_d}$ : temps de propagation à l'allumage
$t_r$ : temps de montée (de 10%Ic à 90%Ic)
$t_{off}$ : temps de blocage ($t_{off_d} + t_f$)
$t_{off_d}$: temps de propagation au blocage
$t_f$ : temps de descente (de 90%Ic à 10%Ic)

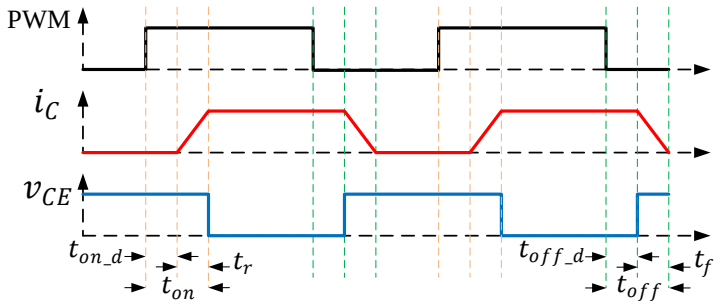



*Figure 2-11 : Temps de commutation idéalisés d'un IGBT*

Les délais de commutation sont associés à la tension de seuil et à la constante de temps de la borne grille-source (grille-émetteur) de l'interrupteur, tandis que les temps de montée et de descente dépendent de manière critique de la tension du bus continu, de la capacité de sortie et du courant de phase.

Dans cette section, la chute de tension moyenne $V_{aN}^{err2}$ induite par les temps de commutation est modélisée. La Figure 2-11 montre les signaux de déclenchement et les formes d'onde de tension pour un cycle MLI incluant le temps mort et les temps de commutation $t_{on}$ et $t_{off}$.

La Figure 2-12 (4) correspond au cas où $i_a > 0$ pendant la commutation. Après le temps mort $t_d$, l'interrupteur supérieur du bras de pont commence à conduire. La tension de sortie $v_{an}$ reste égale à $-\frac{V_{dc}}{2}$ jusqu'à ce que le processus de retard d'activation du dispositif de commutation se termine, comme l'illustre la zone verte de la Figure 2-12 (4). Le temps d'allumage $t_{on}$ s'ajoute donc au temps mort $t_d$. Après le processus de retard à l'allumage, la tension de sortie $v_{an}$ prend la valeur $\frac{V_{dc}}{2}$. Lors du blocage, la tension $v_{an}$ reste égale à $\frac{V_{dc}}{2}$ pendant un temps $t_{off}$ qui correspond à la zone rouge. Par conséquent, lorsque $i_a > 0$, la chute de tension moyenne induite par les temps de commutation $t_{on}$ et $t_{off}$ peut être exprimée comme suit :

$$V_{an}^{err2} = -V_{dc}\left(\frac{t_{on} - t_{off}}{T_S}\right) \tag{2.16}$$

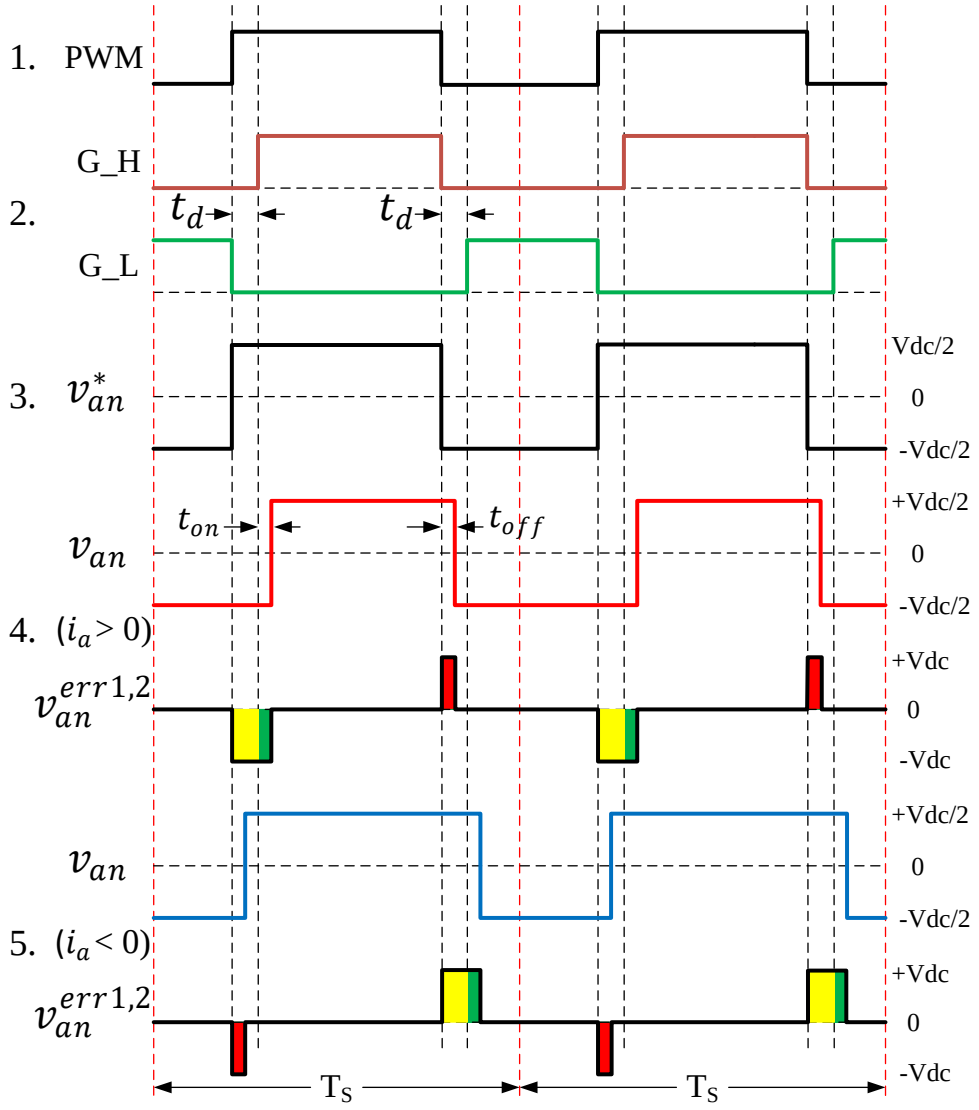



*Figure 2-12 : Forme d'onde de la tension de sortie en tenant compte des effets du temps mort et des temps de commutation $t_{on}$ et $t_{off}$.*

La Figure 2-12 (5) correspond au cas où $i_a < 0$ pendant la commutation. Après le temps mort $t_d$, l'interrupteur inférieur du bras de pont commence à conduire. La tension de sortie $v_{an}$ est toujours égale à $\frac{V_{dc}}{2}$ jusqu'à ce que le processus de retard de mise en marche du dispositif de commutation se termine, comme l'illustre la zone verte de la Figure 2-12 (5). Après le processus de retard à l'allumage, la tension de sortie $v_{an}$ prend la valeur $-\frac{V_{dc}}{2}$. Lors du blocage, la tension $v_{an}$ reste égale à $-\frac{V_{dc}}{2}$ pendant le temps $t_{off}$ qui correspond à la zone rouge. Par conséquent, lorsque $i_a < 0$, la chute de tension moyenne induite par le temps de commutation peut être exprimée comme suit :

$$V_{an}^{err2} = V_{dc}\left(\frac{t_{on} - t_{off}}{T_S}\right) \tag{2.17}$$

En combinant (2.16) et (2.17), la chute de tension moyenne peut être réécrite en fonction du signe du courant de la phase concernée (ici la phase a) :

$$V_{an}^{err2} = \Delta V_2 sign(i_a) \tag{2.18}$$

En introduisant $\Delta V_2$ , la chute de tension moyenne aux bornes d'une phase peut être écrit comme :

$$\Delta V_2 = -V_{dc}\left(\frac{t_{on} - t_{off}}{T_S}\right) \tag{2.19}$$

A partir de l'équation (2.19), la chute de tension aux bornes de la phase "a" induite par les temps de commutation peut être exprimée selon les directions des trois courants de phase comme suit :

$$V_{aN}^{err2} = \frac{\Delta V_2}{3}\begin{bmatrix}2 & -1 & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}sign(i_a)\\ sign(i_b)\\ sign(i_c)\end{bmatrix} \tag{2.20}$$

On obtient finalement les mêmes caractéristiques que celles données sur la Figure 2-10 en remplaçant $\Delta V_1$ par $\Delta V_2$. On peut donc dire que sur la valeur moyenne de la tension de sortie, les distorsions de tension dues aux temps morts et aux temps de commutation se cumulent.

## III.4 Prise en compte des chutes de tension dans les composants

Une analyse est effectuée sur la base de la chute de tension aux bornes des interrupteurs de puissance (IGBT, SiC, diodes) qui dépend de la direction du courant de phase $i_a$. Les chemins possibles du courant $i_a$ sont illustrés à la Figure 2-8. Lorsque le courant $i_a > 0$, le courant passe par les chemins possibles indiqués en rouge (interrupteur S1 ou diode D4). Lorsque le courant $i_a < 0$, le courant peut passer par le chemin indiqué en bleu (interrupteur S4 ou diode D1).

Soit $V_{SW}$ la chute de tension aux bornes d'un interrupteur à l'état passant (IGBT ou SiC) qui est repérée par la surface en bleu sur la Figure 2-13, on peut alors écrire :

Si $i_a > 0$, la Figure 2-13 (4) nous donne :

$$v_{an} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{SW} \tag{2.21}$$

avec $V_{SW} = V_{sw0} + R_{sw_on}|I_a|$ qui est la chute de tension aux bornes de l'interrupteur en conduction, $V_{sw0}$ et $R_{sw_on}$ sont respectivement la chute de tension directe de l'interrupteur et la résistance à l'état passant de l'interrupteur. Pour le calcul de la chute de tension, le courant $|I_a|$ est considéré constant sur une période MLI.

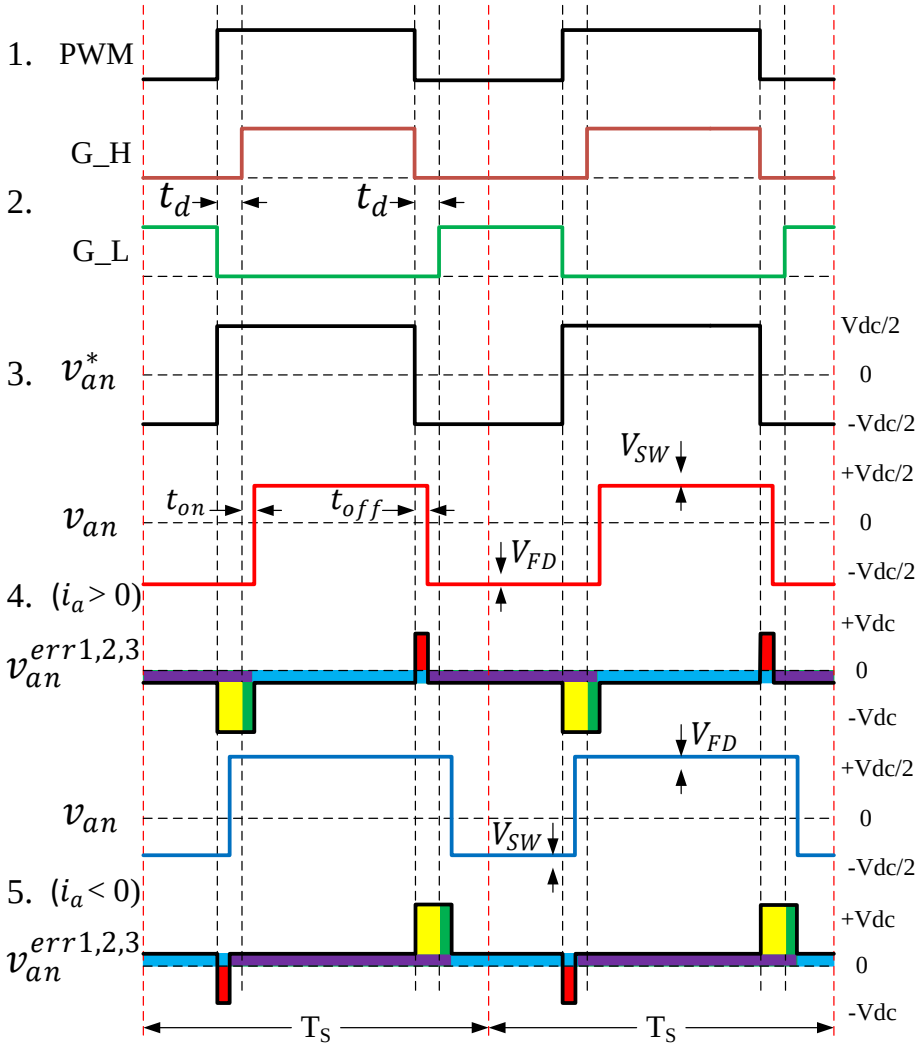



*Figure 2-13: Forme d'onde de la tension de sortie en tenant compte des chutes de tension, du temps mort et des temps de commutation.*

Si $i_a$ < 0, la Figure 2-13 (5) nous donne :

$$v_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} + V_{SW} \tag{2.22}$$

Comme l'illustre la Figure 2-8, lorsque le courant $i_a$ > 0 et si G_H est à l'état bas tandis que G_L est en état de conduction, le courant traverse alors la diode D4. Pendant cette phase de conduction, la tension de sortie $v_{an}$ prend la valeur :

$$v_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{FD} \tag{2.23}$$

avec $V_{FD} = V_{F0} + r_f|I_a|$ qui est la chute de tension aux bornes de la diode en conduction, $V_{F0}$ et $r_f$ sont respectivement la chute de tension directe de la diode et la résistance à l'état passant de la diode. Pour le calcul de la chute de tension, le courant $|I_a|$ est considéré constant sur une période MLI

Lorsque le courant $i_a$ < 0, et que le courant traverse la diode D1, la tension de sortie $v_{an}$ peut être calculée comme suit :

$$v_{an} = \frac{V_{dc}}{2} + V_{FD} \tag{2.24}$$

Ces résultats montrent logiquement que la chute de tension aux bornes des composants diminue la tension moyenne disponible en sortie de l'onduleur lorsque le courant de phase est positif, et augmente la tension de sortie moyenne lorsque le courant de phase est négatif, comme l'illustre la Figure 2-13 où la chute de tension aux bornes d'une diode $V_{FD}$est représentée en violet et la chute de tension aux bornes d'un interrupteur $V_{SW}$ (IGBT ou SiC) est représentée en bleu.

Par conséquent, la chute de tension moyenne en sortie de l'onduleur induite par la chute de tension dans les composants notée $V_{an}^{err3}$ peut être exprimée comme suit [58] où le terme *D* représente le rapport cyclique du signal $V_{an}$ :

Lorsque $i_a$ > 0 ;

$$V_{an}^{err3} = -V_{SW}.D - V_{FD}.(1-D) \tag{2.25}$$

Lorsque $i_a$ < 0 ;

$$V_{an}^{err3} = V_{SW}.D + V_{FD}.(1-D) \tag{2.26}$$

En combinant (2.25) et (2.26), la chute de tension moyenne en sortie due aux chutes de tension dans les composants peut être réécrite en fonction du signe du courant de la phase concernée (ici la phase a) :

$$V_{an}^{err3} = \Delta V_3 sign(i_a) \tag{2.27}$$

où $\Delta V_3$ est la chute de tension moyenne en sortie de l'onduleur qui peut être écrit comme:

$$\Delta V_3 = -(V_{SW}.D + V_{FD}.(1-D)) \tag{2.28}$$

La chute de tension moyenne aux bornes de la phase "a" induite par les chutes de tension dans les composants peut être exprimée en fonction des directions des trois courants de phase comme suit :

$$V_{aN}^{err3} = \frac{\Delta V_3}{3}\begin{bmatrix}2 & -1 & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}sign(i_a)\\ sign(i_b)\\ sign(i_c)\end{bmatrix} \tag{2.29}$$

Cette expression étant identique à (2.18) et (2.27), cette chute de tension moyenne va se superposer à celle due au temps mort et à celle provoquée par les temps de commutation des composants.

## III.5 Prise en compte des capacités parasites

Les modèles des semiconducteurs de puissance (IGBT, SiC) font apparaitre des capacités parasites, en particulier la capacité de sortie située entre l'émetteur et le collecteur pour un IGBT et entre le drain et la source pour le SiC, comme le montre la Figure 2-14. Comme nous allons le montrer, la présence de ces capacités parasites influence la commutation et a un effet sur la distorsion de la tension de sortie pendant les temps morts [58], [59], [60]. Ces capacités parasites présentent des valeurs de l'ordre de quelques nF et dépendent du type d'interrupteur (IGBT ou SiC). Elles intègrent également les capacités parasites de câblage.

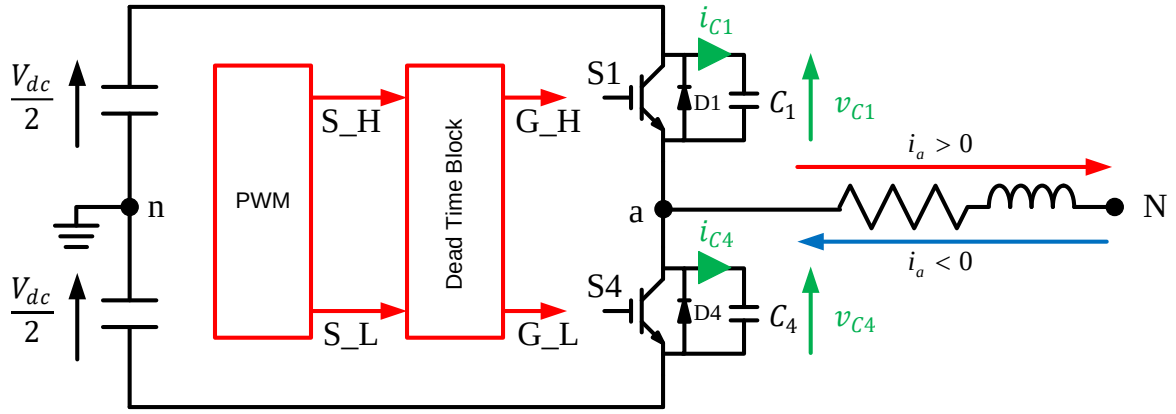
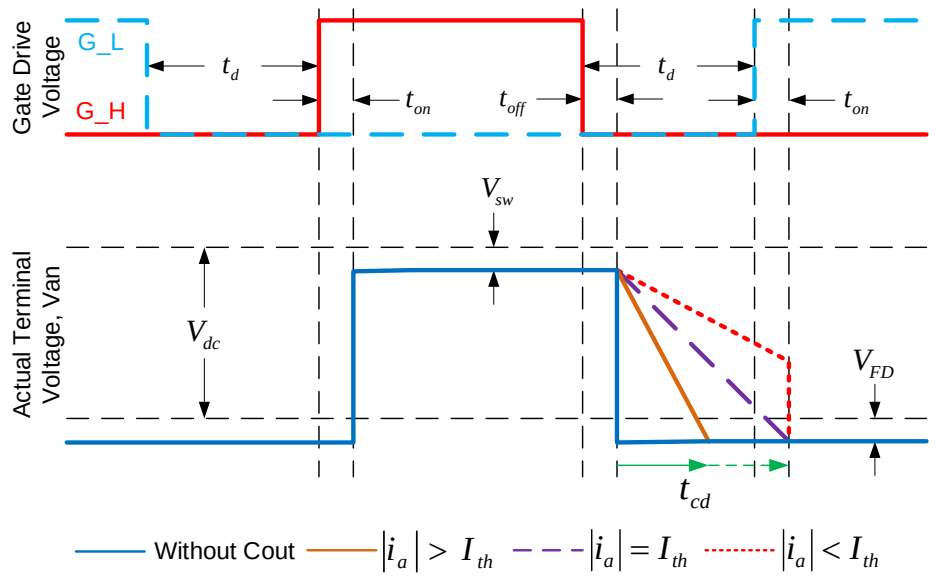



*Figure 2-14 : Prise en compte des capacités parasites.*

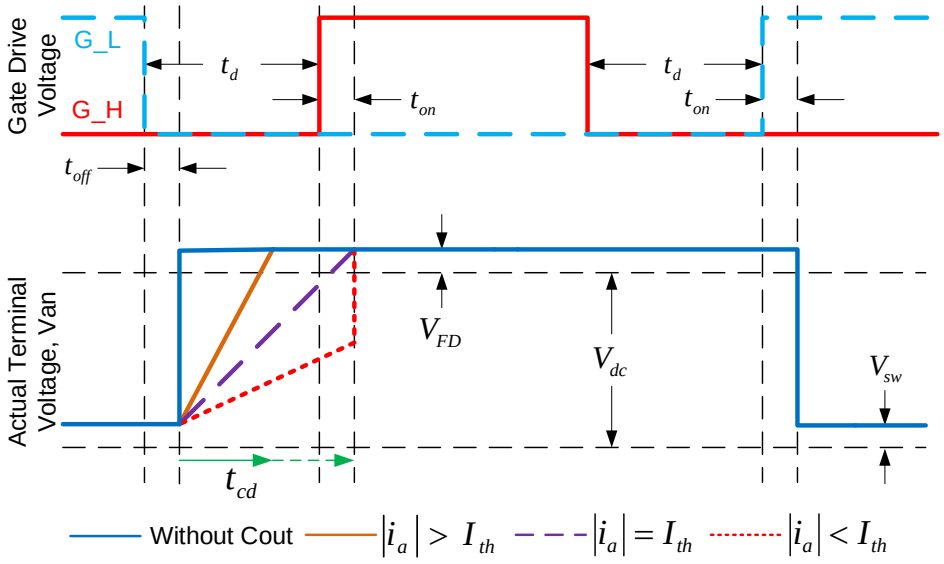
Le processus de charge et de décharge des capacités parasites $C_1$ et $C_4$ connectés en parallèles sur les interrupteurs (S1, S4) est montré sur les Figure 2-15 (a) et (b). La Figure 2-15 (a) correspond au cas où $i_a > 0$ pendant la commutation et la Figure 2-15 (b) au cas où $i_a < 0$.

Comme on peut le voir sur la Figure 2-15 (a), la tension de sortie avant la commutation vaut $V_{an} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{sw}$ et la capacité parasite ($C_4$) est chargée sous la tension $V_{C4} = V_{dc} - V_{sw}$. Au moment de la commutation et pendant toute la durée définie par le temps $t_{cd}$, la capacité parasite ($C_1$) se charge et la capacité ($C_4$) se décharge pour faire circuler le courant de phase que l'on suppose constant et égal à $|i_a|$ (on néglige la variation du courant dans la charge pendant la durée de commutation) exprimé par la somme du courant de charge $i_{C1}$ et du courant de décharge $i_{C4}$, nous pouvons donc écrire :

$$|i_a| = i_{C1} - i_{C4} \tag{2.30}$$




*(a)*




*(b)*

*Figure 2-15 : Effets des capacités parasites sur l'évolution de la tension de sortie*

*(a) : $i_a > 0$ ; (b) $i_a < 0$.*

La tension de sortie prend alors la valeur $V_{an}(t) = -\frac{V_{dc}}{2} + V_{C4}(t)$. Une fois que la capacité parasite ($C_4$) est totalement déchargée, nous obtenons $V_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{FD}$. Pour la suite on suppose que les capacités parasites $C_1$, $C_4$ sont égales et indépendantes de la tension à leurs bornes :

$$C_1 = C_4 = C_{out} \tag{2.31}$$

En développant les équations de charge et décharge des condensateurs, on obtient l'expression du temps de charge ou de décharge ($t_{cd}$) qui est défini sur la Figure 2-15 et qui est donné par :

$$t_{cd} = \frac{2C_{out}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})}{|i_a|} \tag{2.32}$$

Par conséquent, on constate d'après (2.32) que le temps $t_{cd}$ dépend de l'amplitude du courant de phase $|i_a|$ au moment de la commutation, de la valeur de la capacité parasite $C_{cout}$, de la tension du bus continu $V_{dc}$ et des chutes de tension aux bornes des composants. Plus le courant $|i_a|$ est important au moment de la commutation, plus le temps $t_{cd}$ est rapide. Ainsi, pendant la transition d'activation de G_H à G_L, la forme d'onde de tension aux bornes de l'onduleur ($V_{an}$) peut-être illustrée comme indiqué sur la Figure 2-15 (a), où la variation de la tension $V_{an}$ correspond à une décroissance linéaire (décharge à courant constant). De la même façon, lorsque le courant de phase est négatif, la transition de commutation peut être obtenue comme illustré sur la Figure 2-15 (b) avec une croissance linéaire de la tension de sortie pendant la commutation.

Nous avons fait apparaitre sur les courbes de la Figure 2-15 trois cas possibles pour le temps $t_{cd}$ en fonction de la valeur de $|i_a|$ au moment de la commutation. La courbe représentée en trait plein orange correspond au cas où le courant dans la charge $|i_a|$ est important et où la capacité est totalement déchargée avant la commutation et nous avons $t_{cd} < t_d - t_{off} + t_{on}$. La courbe en trait pointillée rouge correspond au cas où la décharge n'est pas terminée au moment de la commutation (courant dans la charge faible) et on voit apparaître alors une discontinuité sur la tension de sortie. Enfin, la courbe en pointillé violet correspond à une valeur particulière de $|i_a|$ pour laquelle la décharge s'effectue en un temps exactement égale à $t_{cd} = t_d - t_{off} + t_{on}$. On définit alors le courant de seuil ($I_{th}$) qui est donné par [59]:

$$I_{th} = \frac{2C_{out}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})}{t_d - t_{off} + t_{on}} \tag{2.33}$$

La Figure 2-16 fait la synthèse des résultats précédents en tenant compte des chutes de tension dues au temps mort, aux délais de commutation des composants, aux chutes de tension dans les composants et aux effets des capacités parasites dans le cas où $i_a > 0$ et dans le cas où $i_a < 0$. La chute de tension moyenne de sortie due aux capacités parasites est représentée par la surface en marron.

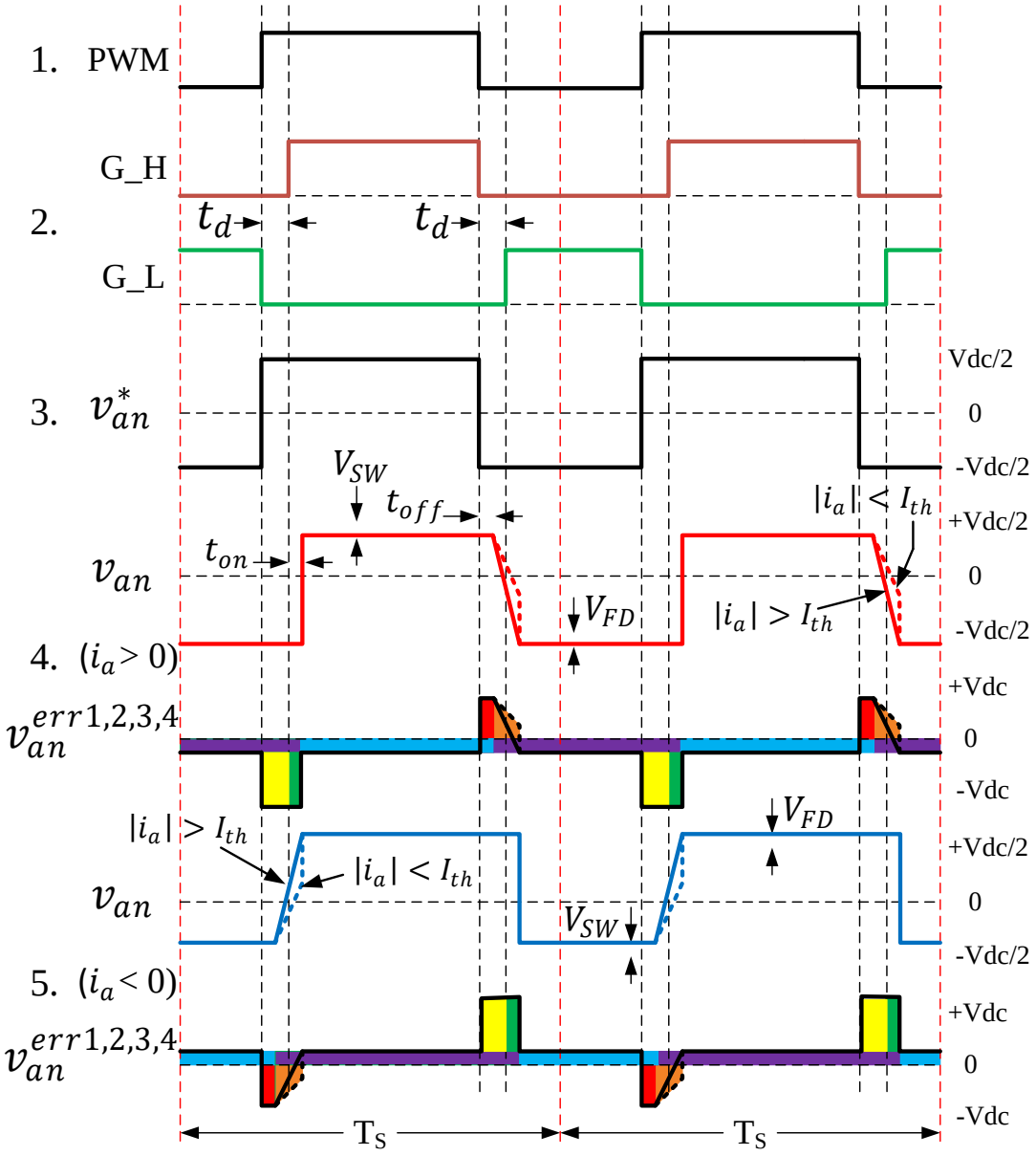



*Figure 2-16 : Forme d'onde de la tension de sortie en tenant compte des effets des capacités parasites*

Par conséquent, la chute de tension moyenne induite par la présence des capacités parasites notée $V_{an}^{err4}$ dépend de la valeur de $|i_a|$ au moment de la commutation et du signe du courant, nous pouvons donc distinguer 3 cas pour le calcul de la valeur moyenne de la chute de tension $V_{an}^{err4}$ :

Lorsque $i_a > 0$ :

Si $|i_a| < I_{th}$ :

$$V_{an}^{err4} = \frac{t_{cd}}{T_s}\left((V_{dc} - V_{sw} + V_{FD}) - \frac{|i_a| t_{cd}}{4C_{out}}\right) \tag{2.34}$$

Si $|i_a| = I_{th}$ :

$$V_{an}^{err4} = \frac{t_{cd}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})}{2T_s} \tag{2.35}$$

Si $|i_a| > I_{th}$ :

$$V_{an}^{err4} = \frac{C_{out}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})^2}{T_s|i_a|} \tag{2.36}$$

Lorsque $i_a < 0$ :

Si $|i_a| < I_{th}$ :

$$V_{an}^{err4} = -\frac{t_{cd}}{T_s}\left((V_{dc} - V_{sw} + V_{FD}) - \frac{|i_a|t_{cd}}{4C_{out}}\right) \tag{2.37}$$

Si $|i_a| = I_{th}$ :

$$V_{an}^{err4} = -\frac{t_{cd}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})}{2T_s} \tag{2.38}$$

Si $|i_a| > I_{th}$ :

$$V_{an}^{err4} = -\frac{C_{out}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})^2}{T_s|i_a|} \tag{2.39}$$

On peut réécrire (2.34) à (2.39) de manière plus synthétique en tenant compte du sens du courant de phase comme suit :

$$V_{an}^{err4} = \begin{cases} \frac{t_{cd}}{T_s}\left((V_{dc} - V_{sw} + V_{FD}) - \frac{|i_a|t_{cd}}{4C_{out}}\right).sign(i_a), |i_a| < I_{th} \\ \frac{C_{out}}{T_s|i_a|}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})^2.sign(i_a), |i_a| \geq I_{th} \end{cases} \tag{2.40}$$

A partir de (2.40), la chute de tension moyenne due aux capacités parasites $V_{an}^{err4}$ peut-être réécrite en fonction du signe du courant de la phase concernée (ici la phase a) :

$$V_{an}^{err4} = \Delta V_4 sign(i_a) \tag{2.41}$$

où $\Delta V_4$ est la chute de tension moyenne en sortie de l'onduleur qui peut être écrit comme:

$$\Delta V_4 = \begin{cases} \frac{t_{cd}}{T_s}\left((V_{dc} - V_{sw} + V_{FD}) - \frac{|i_a|t_{cd}}{4C_{out}}\right), |i_a| < I_{th} \\ \frac{C_{out}}{T_s|i_a|}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})^2, |i_a| \geq I_{th} \end{cases} \tag{2.42}$$

D'une manière assez générale, l'amplitude du courant de seuil ($I_{th}$) est très inférieure au courant de phase $|i_a|$ et la relation (2.42) peut se limiter à (2.43):

$$\Delta V_4 = \frac{C_{out}}{T_s|i_a|}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})^2, i_a \neq 0 \qquad (2.43)$$

Les variations de $V_{an}^{err4}$ en fonction des valeur prises par le courant de phase $i_a$ sont alors représentées en vert sur la Figure 2-17 (courbe en $\frac{1}{|i_a|}$ pour $|i_a| \geq I_{th}$). On a également fait apparaitre en rouge sur cette figure la chute de tension dues aux autres imperfections $V_{an}^{err1,2,3}$ (temps morts, temps de commutation et chute de tension dans les composants) ainsi que la chute de tension résultante en bleu. On voit que les capacités parasites ont plutôt un effet bénéfique sur la chute de tension qui prend alors des valeurs plus faibles mais cela dépend de la valeur du courant de charge.

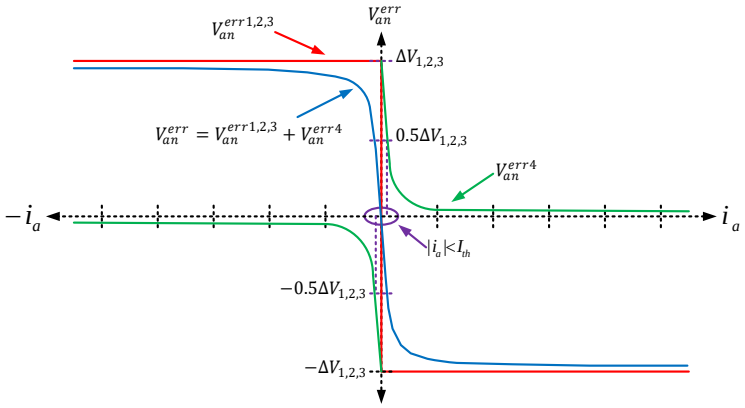



*Figure 2-17 : Chute de tension moyenne due aux capacités parasites en fonction de $i_a$ (courbe verte) et chute de tension globale (courbe bleu)*

La Figure 2-18 montre l'effet de la valeur de la capacité parasite sur la chute de tension globale (courbe limitée à $i_a > 0$). On voit sur cette courbe que plus la capacité parasite est importante, plus la chute de tension sera limitée pour les courants faibles. Pour les courants importants, cette courbe montre que la capacité parasite n'a pratiquement aucun effet sur la chute de tension moyenne globale à la sortie de l'onduleur.

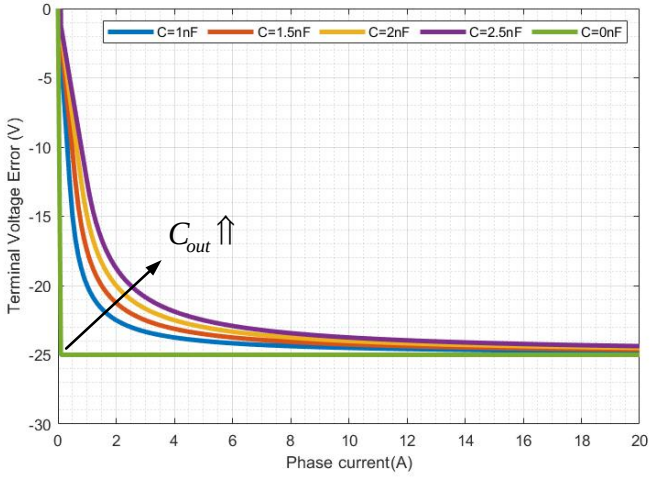



*Figure 2-18 : Effet de la valeur de la capacité parasite sur la chute de tension de sortie*

La chute de tension moyenne aux bornes de la phase "a" induite par les capacités parasites peut être exprimée en fonction des directions des trois courants de phase comme suit :

$$V_{aN}^{err4} = \frac{\Delta V_4}{3}[2 \quad -1 \quad -1]\begin{bmatrix} sign(i_a) \\ sign(i_b) \\ sign(i_c) \end{bmatrix} \tag{2.44}$$

Cette expression étant identique à (2.18), (2.27) et (2.41), cette chute de tension moyenne va se superposer à celle due au temps mort, aux temps de commutation et aux chutes de tension des interrupteurs de puissance.

## III.6 Expression de la chute de tension totale

Nous avons déterminé dans les sections III.2 à III.5, les expressions des chutes de tension moyennes dues aux différentes imperfections de l'onduleur. La chute de tension totale aux bornes de la phase "a" s'écrit alors :

$$V_{aN}^{err} = \frac{\Delta V}{3}[2 \quad -1 \quad -1]\begin{bmatrix} sign(i_a) \\ sign(i_b) \\ sign(i_c) \end{bmatrix} \tag{2.45}$$

Où :

$$\Delta V = \Delta V_1 + \Delta V_2 + \Delta V_3 + \Delta V_4 \tag{2.46}$$

Enfin, on peut à partir de (2.46) exprimée cette chute de tension pour les 3 phases en fonction des signes des différents courants :

$$\begin{bmatrix} V_{aN}^{err} \\ V_{bN}^{err} \\ V_{cN}^{err} \end{bmatrix} = \frac{\Delta V}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} sign(i_a) \\ sign(i_b) \\ sign(i_c) \end{bmatrix} \tag{2.47}$$

La Figure 2-19 représente l'allure de $V_{aN}^{err}(t), V_{bN}^{err}(t), V_{cN}^{err}(t)$ en lien avec les courants dans chaque phase. Ces tensions vont se superposer à la tension utile définie par l'équation (2.47) et vont être à l'origine d'une chute de tension de phase au niveau du fondamental et provoquer l'apparition d'harmoniques basses fréquences supplémentaires qui ne sont pas présents pour un onduleur idéal. C'est ce que nous allons développer dans la suite.

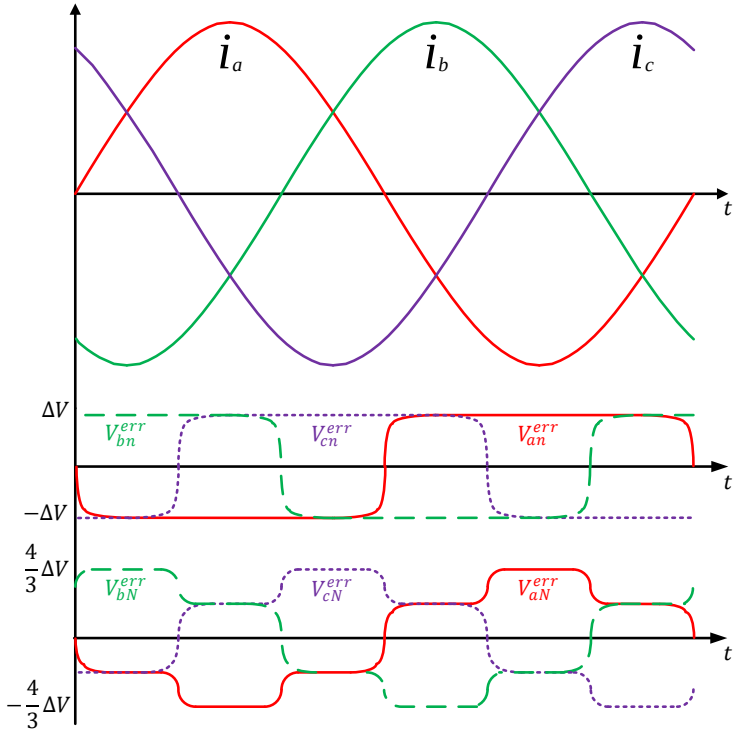



*Figure 2-19 : Allure des chutes de tension par phase provoquées par les imperfections de l'onduleur*

# IV. Influence des imperfections sur la tension de sortie de l'onduleur

Nous avons mis en évidence dans les paragraphes précédents les chutes de tension moyennes provoquées par les imperfections de l'onduleur. Ces imperfections vont avoir deux effets importants vue de la charge. D'une part, la tension utile aux bornes de la charge qui correspond à la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur va subir une chute de tension. D'autres part, les imperfections vont être à l'origine d'harmoniques de tension supplémentaires qui se répercuterons sur le courant dans la charge, en particulier les harmoniques basses fréquences. Nous allons dans la suite développer ces deux points.

## IV.1 Valeur efficace du fondamental de la tension de sortie

### IV.1.1. Expression de la tension de sortie

Les imperfections de l'onduleur vont avoir pour effet de diminuer la valeur du fondamental de la tension disponible à la sortie de l'onduleur. Ce phénomène est bien connu concernant les temps morts mais beaucoup moins en ce qui concerne l'effet des capacités

parasites. Cette chute de tension dépend également du facteur de puissance de la charge qui est défini par le déphasage du fondamental du courant par rapport au fondamental de la tension.

L'erreur de tension de phase dépend de la direction du courant indiquée sur la Figure 2-20. Sur cette figure, la tension $V_{aref}(t)$ représente le fondamental de la tension aux bornes de la phase "a" qui se produirait s'il n'y avait pas d'imperfection.

À partir de l'équation (2.8), on peut obtenir l'expression de la valeur efficace du fondamental aux bornes d'une phase ($V_{aN1}$) en fonction de l'indice de modulation ($m_a$) et de la tension du bus continu $V_{dc}$ :

$$V_{aN1} = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} m_a \tag{2.48}$$

Si la charge est de nature inductive, la forme d'onde du courant de phase $i_a(t)$ est en retard sur $V_{aref}(t)$ d'un angle $\varphi_1$ comme indiqué sur la Figure 2-20. La distorsion de la tension de phase $V_{aN}^{err}(t)$ sur une période du fondamental est également représentée sur la Figure 2-20 (courbe rouge). Comme nous l'avons vu, celle-ci est en opposition de phase par rapport au courant. On appelle $V_{aN1}^{err}(t)$ la composante fondamentale de la distorsion de tension. Sa valeur efficace est donnée par [61]:

$$V_{aN1}^{err} = \frac{4\Delta V}{\pi\sqrt{2}} \tag{2.49}$$

où le terme ΔV a été défini dans l'équation (2.46) et inclus l'ensemble des chutes de tension dues aux imperfections de l'onduleur.

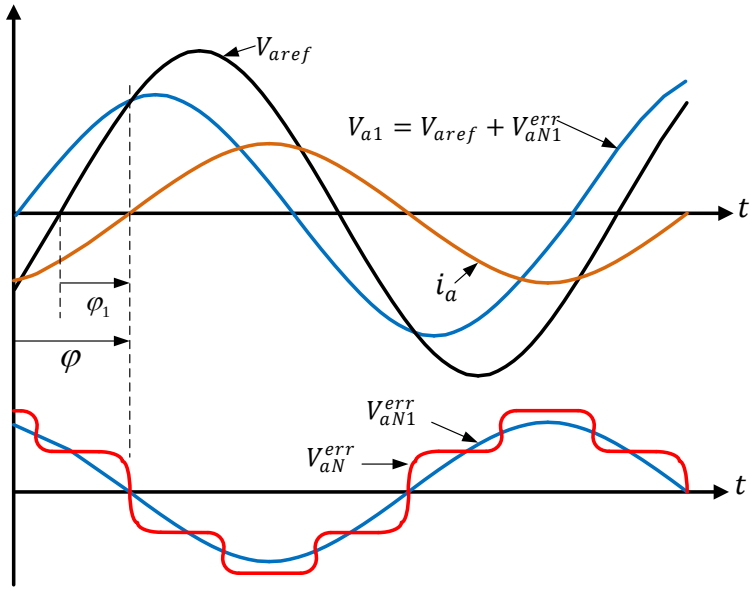



*Figure 2-20: Allure de la tension fondamentale aux bornes d'une phase en tenant compte des imperfections.*

D'après (2.9), la tension de sortie réelle $V_{a1}(t)$ pour le fondamental est la somme de $V_{aref}(t)$ et $V_{aN1}^{err}(t)$ . Le déphasage $\varphi$ entre $V_{a1}(t)$ et $i_a(t)$ correspond à l'angle du facteur de

puissance de la charge. On peut alors définir le diagramme de Fresnel de la Figure 2-21 où apparait toutes les grandeurs à la fréquence du fondamental et les déphasages.

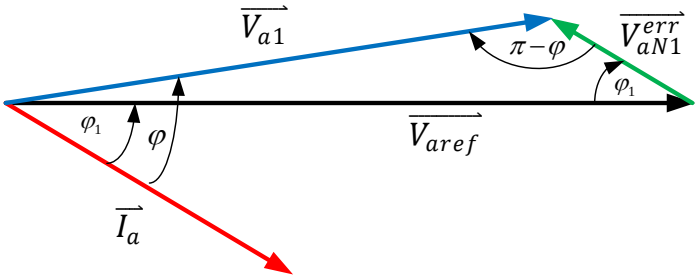



*Figure 2-21 : Diagramme de Fresnel pour le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur*

La tension $\overrightarrow{V_{a1}}$ est en avance sur le courant d'un angle $\varphi$, donc la différence de phase entre $\overrightarrow{V_{a1}}$ et $\overrightarrow{V_{aN1}^{err}}$ est de $\pi - \varphi$. En appliquant le théorème de Pythagore généralisé, on peut alors obtenir la relation liant la valeur efficace de la tension de sortie $V_{a1}$aux tensions $V_{aref}\ et\ V_{aN1}^{err}$ ainsi qu'au déphasage φ :

$$V_{aref}^2 = V_{a1}^2 + V_{aN1}^{err2} - 2V_{a1}V_{aN1}^{err}\cos(\pi - \varphi) \tag{2.50}$$

En réarrangeant (2.50), nous obtenons l'expression de la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie en fonction de la chute de tension due aux imperfections et en fonction du facteur de puissance de la charge :

$$V_{a1} = -V_{aN1}^{err}\cos\varphi + \sqrt{V_{aref}^2 - (V_{aN1}^{err}\sin\varphi)^2} \tag{2.51}$$

Si $cos\varphi$ est proche de 1, l'équation peut se simplifier de la façon suivante :

$$V_{a1} = V_{aref} - V_{aN1}^{err} \tag{2.52}$$

L'expression (2.52) nous sera utile dans le chapitre III pour pouvoir évaluer la valeur de la chute de tension $V_{aN1}^{err}$ à partir de la mesure de $V_{a1}$ :

$$V_{aN1}^{err} = \frac{-2V_{a1}\cos\varphi \pm \sqrt{(2V_{a1}\cos\varphi)^2 + 4(V_{a_ref}^2 - V_{a1}^2)}}{2} \tag{2.53}$$

## IV.1.2. Effet de la montée en fréquence sur la chute de tension

Pour faire fonctionner une machine électrique à haute vitesse, il est nécessaire d'avoir une pulsation $\omega_1$ importante pour le fondamental de la tension. Cette pulsation dépend du nombre de paires de pôles de la machine et de la vitesse mécanique $\Omega$ :

$$\omega_1 = p\Omega \tag{2.54}$$

Pour éviter d'avoir des ondulations de courant importantes dans la machine, il est bien connu que la fréquence de la MLI doit être bien supérieure à celle du fondamental, dans la limite des capacités des composants qui assure les commutations. L'augmentation de cette fréquence de découpage a un effet direct sur la chute de tension du fondamental aux bornes de la machine. En effet, les relations (2.13), (2.19) et (2.43) montrent que les chutes de tension provoquées par certaines imperfections sont directement proportionnelles à la fréquence de découpage $f_s = \frac{1}{T_s}$, en particulier celle due au temps mort.

La Figure 2-22 montre les effets de l'augmentation de la fréquence de découpage sur la chute de tension aux bornes d'une phase. Pour tracer ces courbes, nous avons considéré 4 valeurs différentes pour le temps mort allant de 1µs à 4µs. Ces courbes ont été obtenues en considérant des interrupteurs de type SiC dont les paramètres sont donnés dans le Tableau 2-1.

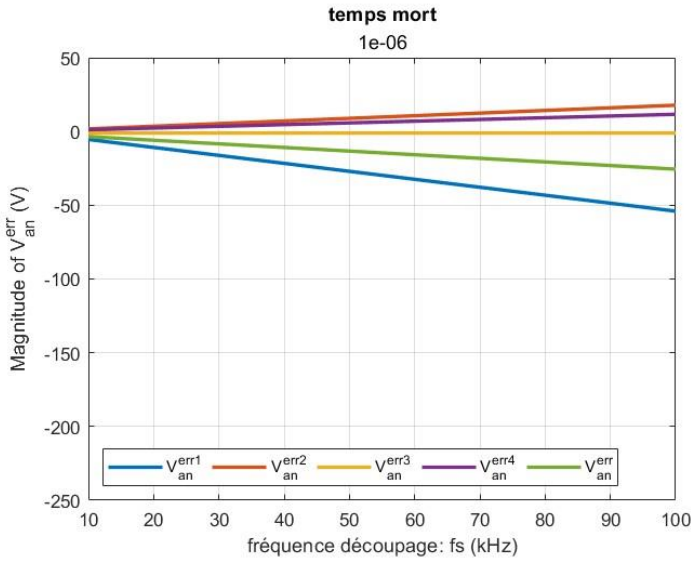
***Tableau 2-1.*** *Paramètres utilisés pour le calcul des chutes de tension*

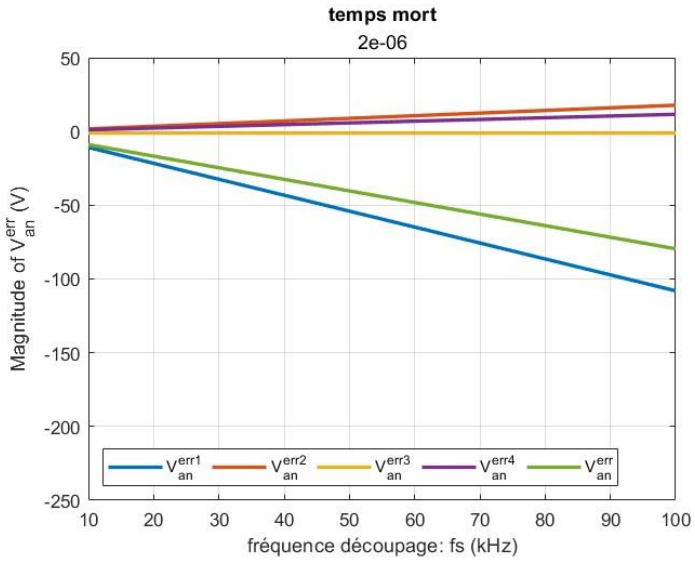
| Paramètres | SiC (CCS050M12CM) |
|---|---|
| $r_{CE}\ ou\ R_{DS(on)}$ (mΩ) | 43 |
| $r_F$ (mΩ) | 20 |
| $V_{CE0}$ (V) | - |
| $V_{F0}$ (V) | 0,8 |
| $I_{ref}\ (A)$ | 50 |
| cos $(\varphi)$ | 0,85 |
| $m_a$ | 0,7 |
| $V_{DC}\ (V)$ | 500 |

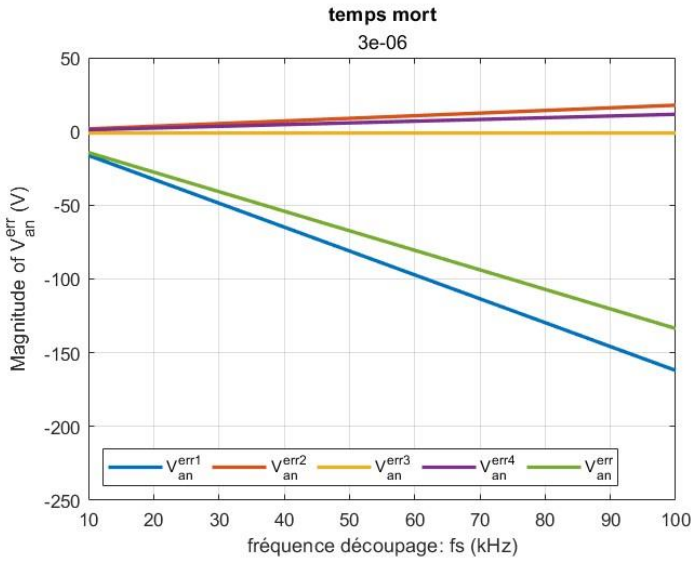
La Figure 2-22 montre que lorsque la fréquence de découpage augmente, la chute de tension induite par le temps mort ($V_{an}^{err1}$) augmente de manière la plus importante, et cela d'autant plus que la durée du temps mort est importante par rapport à la période de découpage. On note une chute de tension d'environ 100V pour une fréquence MLI de 100kHz et un temps mort de 2µs.

D'autre part, on remarque que la chute de tension induite par les temps de commutation ($V_{an}^{err2}$) et la présence des capacités parasites ($V_{an}^{err4}$) est positive, ce qui est bénéfique car cela a pour effet de réduire la chute de tension globale ($V_{an}^{err}$). La chute de tension dans les composants ($V_{an}^{err3}$) est indépendante de la fréquence et elle est globalement très faible par rapport aux autres chutes de tension, en particulier lorsque la fréquence de découpage est importante.

Finalement, la chute de tension qui a le plus d'effet est celle due aux temps morts ($V_{an}^{err1}$), mais on ne peut pas négliger celle due aux capacités parasites comme cela sera confirmé de manière expérimentale dans le chapitre suivant.


temps mort
1e-06
Magnitude of $V_{an}^{err}$ (V)
fréquence découpage: fs (kHz)
$V_{an}^{err1}$
$V_{an}^{err2}$
$V_{an}^{err3}$
$V_{an}^{err4}$
$V_{an}^{err}$


temps mort
2e-06
Magnitude of $V_{an}^{err}$ (V)
fréquence découpage: fs (kHz)
$V_{an}^{err1}$
$V_{an}^{err2}$
$V_{an}^{err3}$
$V_{an}^{err4}$
$V_{an}^{err}$


temps mort
3e-06
Magnitude of $V_{an}^{err}$ (V)
fréquence découpage: fs (kHz)
$V_{an}^{err1}$
$V_{an}^{err2}$
$V_{an}^{err3}$
$V_{an}^{err4}$
$V_{an}^{err}$

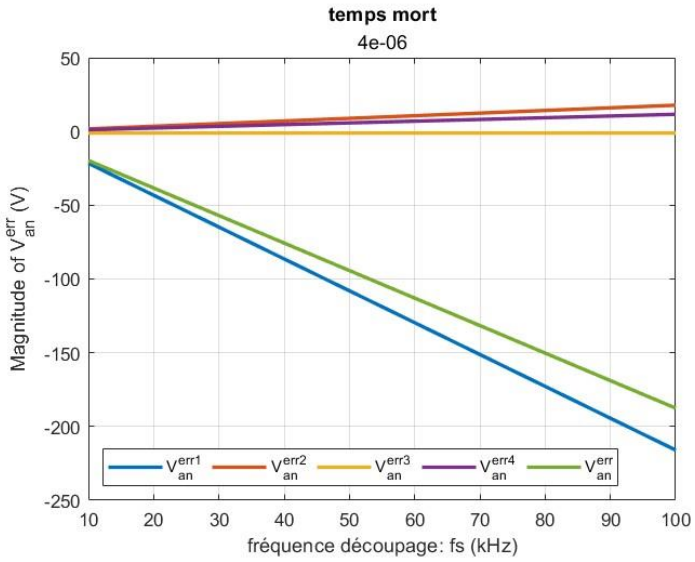



*Figure 2-22 : Effet de l'augmentation de la fréquences MLI sur la chute de tension du fondamental pour 4 valeurs différentes du temps mort.*

# IV.2 Harmoniques générés par les imperfections de l'onduleur

## IV.2.1. Harmoniques générés par un onduleur parfait

Nous avions présenté au début de ce chapitre (Figure 2-5) le spectre harmonique de la tension à la sortie d'un onduleur triphasé parfait. On retrouve sur ce spectre le fondamental qui est à la fréquence du signal de référence et les harmoniques situées autour des multiples de la fréquence de la porteuse. Il est très difficile de déterminer de manière analytique les amplitudes de ces harmoniques car cela nécessite des développement mathématiques conséquents [62], [63], [64]. La relation pour la valeur efficace du fondamental est plus simple et a été donné par l'équation (2.55).

Comme l'indique la Figure 2-23 issue des Techniques de l'Ingénieur [65], la relation mathématique correspondant à la série de Fourier de la tension de sortie fait apparaître une double somme et des fonctions de Bessel d'ordre $J_{2p}$ et $J_{2p+1}$. Dans cette relation $\omega_s$ correspond à la pulsation du fondamental. On peut observer sur cette figure une raie sur le fondamental (n = 1) et la variation de son amplitude en fonction de la valeur prise par l'indice de modulation $m_a$. On voit également apparaitre les raies harmoniques autour du rang 20 qui correspond à l'indice de modulation de fréquence pour cet exemple, et également autour du rang 40. Les harmoniques de rangs supérieurs ne sont pas représentés.

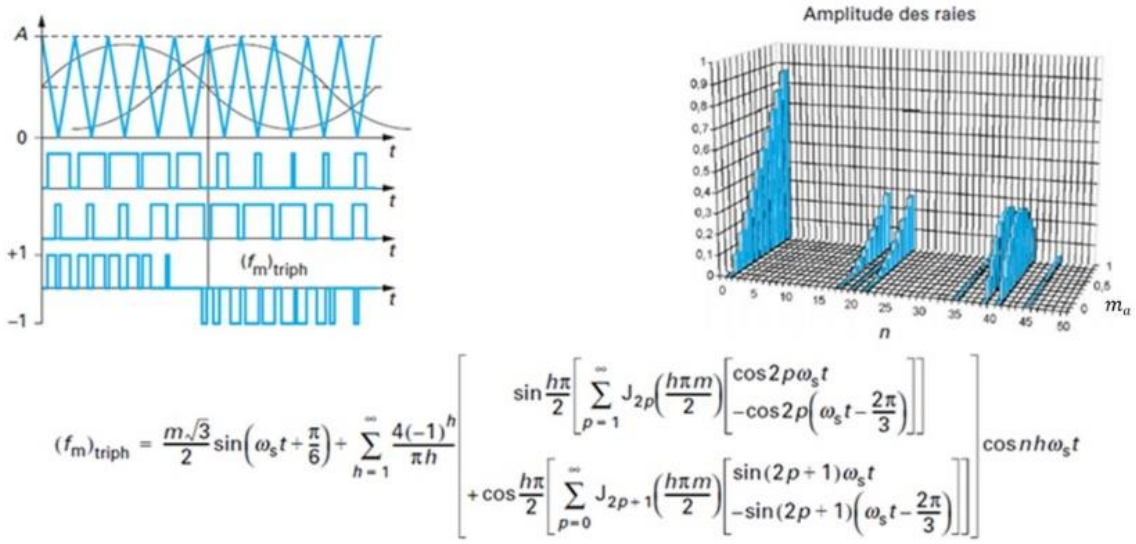



*Figure 2-23 : Harmonique de tension générés par un onduleur triphasé parfait (avec $m_f$ = 20 et $V_{dc}$= 1)*

Si l'onduleur alimente une charge R-L, le spectre du courant peut être déduit simplement du spectre de la tension par la relation suivante :

$$I_n = \frac{V_n}{\sqrt{(R)^2 + (Ln\omega_1)^2}} \tag{2.55}$$

où $I_n$ représente la valeur efficace du courant pour l'harmonique de rang $n$ ($n$ = 1 est le fondamental), $R$ et $L$ représentent la résistance et l'inductance de la charge, et $\omega_1$ est la pulsation du fondamental.

Comme le montre la Figure 2-23, l'utilisation de la MLI permet de rejeter les rangs harmoniques de la tension vers les hautes fréquences mais cela dépend de la valeur prise par le coefficient de modulation de fréquence $m_f$ (2.3). La relation (2.55) indique que la charge R-L se comporte comme un filtre passe bas du 1$^{er}$ ordre pour le courant avec une pulsation de coupure égale à L/R. Les harmoniques de tension seront d'autant plus filtrés au niveau du courant que la fréquence de la MLI sera haute par rapport à la fréquence de coupure de la charge. La Figure 2-24, montre l'allure du courant dans une charge R-L en considérant une fréquence MLI $f_s$ = 6kHz et une fréquence de référence $f_1$ = 50Hz, ce qui correspond à un indice de modulation de fréquence $m_f$ = 120. Ces résultats sont obtenus en considérant l'onduleur parfait. Les raies autour de la fréquence MLI sont toujours présentent mais sont très atténuées et ne valent plus que 0,5% du fondamental du courant pour cet exemple. Le Taux de Distorsion Harmonique du courant est pratiquement nul.

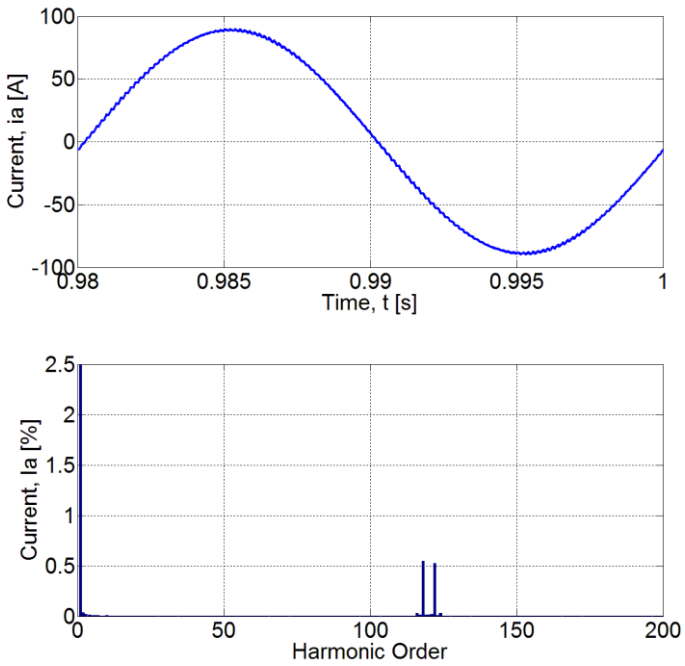



*Figure 2-24 : Allure et décomposition spectrale du courant dans une charge R-L alimentée par un onduleur de tension triphasé avec $m_f$ = 120 ; Onduleur parfait* [66].

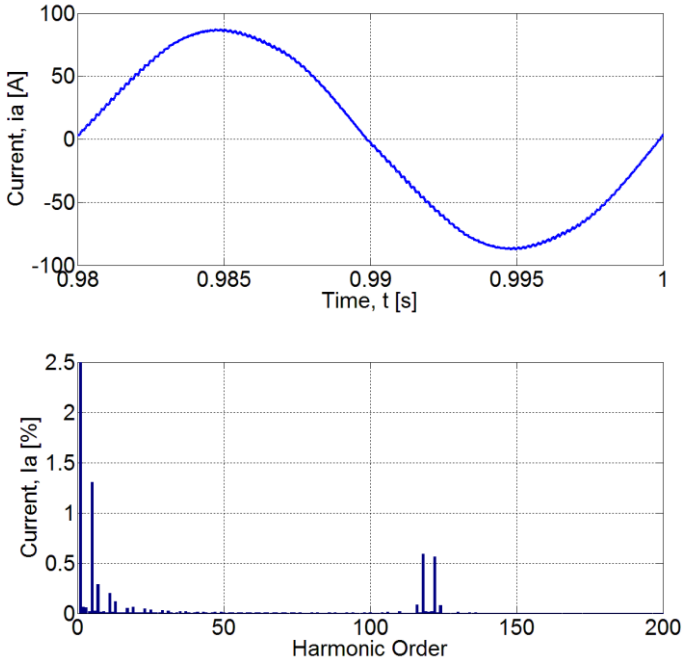



*Figure 2-25 : Allure et décomposition spectrale du courant dans une charge R-L alimentée par un onduleur de tension triphasé avec $m_f$ = 120 ; temps morts ($t_d$ = 6$\mu$s)* [66].

## IV.2.2. Effets des imperfections sur le contenu harmonique

Les études théoriques que l'on trouve dans la littérature se limite à l'impact des temps morts sur l'amplitude des harmoniques mais les développements sont déjà très complexes et amènent à des formules analytiques compliquées. Il est montré que les temps morts ont pour effets d'augmenter l'amplitudes des harmoniques et de diminuer l'amplitude du fondamental.

Pour déterminer l'expression analytique de l'amplitude des harmoniques et obtenir le spectre de la tension MLI à la sortie de l'onduleur en tenant compte du temps mort, la méthode consiste à calculer les angles de commutation, puis à utiliser la méthode de Fourier pour reconstituer le spectre [67].

Les équations suivantes fournissent une explication de la méthode utilisée pour calculer les angles de commutation de la MLI bipolaire. Pour une fréquence MLI donnée ($f_s$), la tension de référence $v_a^*$ , dont l'amplitude change à chaque période MLI en fonction du fondamental ($f_1$), est définie en (2.56).

$$v_a^*(\alpha) = \frac{1}{2}[1 + m_a \sin(\alpha)] \tag{2.56}$$

Le calcul des angles de commutation est illustré à la Figure 2-26.

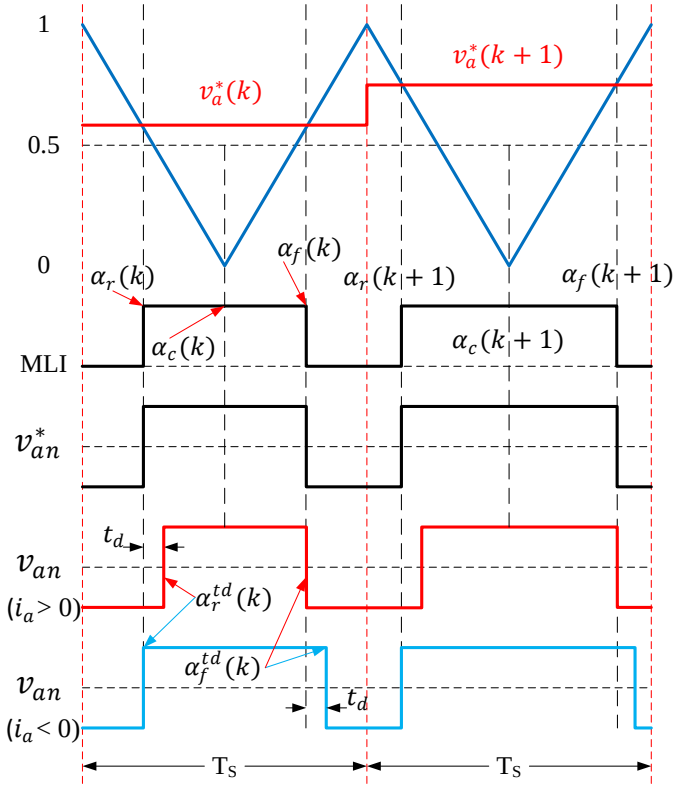



*Figure 2-26 : Signaux MLI avec les effets du temps mort pendant la période de commutation*

L'angle $\alpha_c(k)$ qui apparaît sur la Figure 2-26 est donné par la relation (2.57) [67]:

$$\alpha_c(k) = \frac{1}{2}(2k-1)T_s\omega_1 \tag{2.57}$$

Les angles pour le front montant $\alpha_r(k)$ et pour le front descendant $\alpha_f(k)$ peuvent être exprimés comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} \alpha_r(k) &= \alpha_c(k) - \frac{1}{2}v_a^*(\alpha_c(k))T_s\omega_1 \\ \alpha_f(k) &= \alpha_c(k) + \frac{1}{2}v_a^*(\alpha_c(k))T_s\omega_1 \end{aligned} \tag{2.58}$$

D'après la théorie des séries de Fourier, toute fonction variant dans le temps $f(t)$ peut être exprimée sous la forme d'une somme de composantes harmoniques [68]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty}[a_n\cos(n\omega t) + b_n\sin(n\omega t)] \tag{2.59}$$

Où

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\cos(n\omega t)\,d(\omega t) \\ b_n &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\sin(n\omega t)\,d(\omega t) \end{aligned} \tag{2.60}$$

En substituant la fonction de $v_{an}^*(t)$ et les angles de commutation $(\alpha_r, \alpha_f)$ de la Figure 2-26 dans (2.60), les valeurs $a_n$ et $b_n$ peuvent être calculées où $n$ est un entier impair comme suit :

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{V_{dc}}{n\pi}\sum_{k=1}^{m_f}\left[\sin\left(n\alpha_f(k)\right) - \sin(n\alpha_r(k))\right] \\ b_n &= -\frac{V_{dc}}{n\pi}\sum_{k=1}^{m_f}\left[\cos\left(n\alpha_f(k)\right) - \cos(n\alpha_r(k))\right] \end{aligned} \tag{2.61}$$

On peut également utiliser la forme complexe pour exprimer les 2 coefficients de Fourier ($a_n$ et $b_n$) :

$$C_n = a_n + jb_n \tag{2.62}$$

L'amplitude $C_h$ de l'harmonique d'ordre $h$ peut être obtenue à partir du module de (2.63).

$$C_h = \frac{V_{dc}}{j\pi h}\sum_{k=1}^{m_f}\left(e^{jh\alpha_f(k)} - e^{jh\alpha_r(k)}\right) \tag{2.63}$$

L'amplitude de la tension $V_{an}(h)$ pour l'harmonique d'ordre $h$ peut alors être calculée comme suit (2.64).

$$V_{an}(h) = |C_h| \tag{2.64}$$

L'état du front d'impulsion et la direction du courant ont un impact sur le changement de l'angle de commutation, comme le montre la Figure 2-26. Les angles de commutation en tenant compte des effets du temps mort peuvent être exprimés comme suit (2.65) [69].

$$\begin{aligned} \alpha_r^{td}(k) &= \alpha_r(k) + \frac{(1+sign(i_a))}{2} t_d\omega_1 \\ \alpha_f^{td}(k) &= \alpha_f(k) + \frac{(1-sign(i_a))}{2} t_d\omega_1 \end{aligned} \tag{2.65}$$

Il est alors possible de déterminer l'amplitude harmonique d'ordre h ($C_h^{td}$) avec le temps mort en utilisant (2.66).

$$C_h^{td} = \frac{V_{dc}}{j\pi h}\sum_{k=1}^{m_f}\left(e^{-jh\alpha_r^{td}(k)} - e^{-jh\alpha_f^{td}(k)}\right) \tag{2.66}$$

L'amplitude de l'harmonique d'ordre $h$ de la tension $V_{an}^{td}(h)$ avec les effets des temps morts peut alors être calculée comme suit (2.67).

$$V_{an}^{td}(h) = \left|C_h^{td}\right| \tag{2.67}$$

Nous pouvons alors obtenir le spectre harmonique de la tension aux bornes d'une phase ($V_{aN}(h)$) comme représenté sur la Figure 2-5(b) par l'expression suivante.

$$V_{aN}(h) = \begin{cases} 0\ ; \begin{cases} h = zm_f,\ \ zm_f \pm 6,\ \ zm_f \pm 12, \dots \\ h = (z+1)m_f \pm 3,\ \ (z+1)m_f \pm 9, \dots \end{cases} \\ V_{an}(h)\ ;\ sinon \end{cases} \tag{2.68}$$

Où z est un entier impair.

Nous avons utilisé (2.67) pour étudier l'impact du temps mort sur le contenu harmonique. Comme le montre la Figure 2-27, cela se traduit par une augmentation du TDH

de la tension de sortie en fonction de la valeur prise par le temps mort. On remarque que cette augmentation est pratiquement linaire.

Par ailleurs, l'existence des temps morts donne naissance à des harmoniques basses fréquences comme le montre le spectre du courant de la Figure 2-25 [66] obtenu pour $t_d$ = 6µs et $m_f$ =120. On voit apparaitre sur ce spectre des harmoniques de rang 5, 7, 11, 13 … dont l'amplitude est plus importante que celles dues à la MLI (rang 100). En effet, ces harmoniques de courant basses fréquences sont plus difficiles à filtrer par la charge R-L et peuvent devenir les harmoniques prépondérantes et dégrader le TDH du courant. Dans le cas de l'alimentation d'une machine synchrone, ces harmoniques de courant donneront naissance à des harmoniques de couple et sont donc néfastes.

La présence de ces harmoniques basses fréquences s'expliquent à partir de la tension $V_{aN}^{err}(t)$ représentée sur la Figure 2-27 et dont la décomposition spectrale est donnée par :

$$V_{aN}^{err}(t) = \frac{4}{\pi}\Delta V \sum_{n}^{\infty} \frac{1}{n}\sin(n\omega_1 t) \tag{2.69}$$

où *ΔV* a été définie dans l'équation (2.46), *n* représente le rang harmonique (*n* = 5, 7, 11, 13, …) et ω₁ la pulsation du fondamental. Le développement des calculs nous permet d'obtenir la relation suivante.

$$\begin{aligned} v_{aN}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} m_a \sin(\omega_1 t + \varphi) + V_{aN}^{err}(t) \\ &= \left[\frac{V_{dc}}{2} m_a \sin(\omega_1 t + \varphi) + \frac{4}{\pi}\Delta V \sin(\omega_1 t)\right] + \frac{4}{\pi}\Delta V \left[\frac{1}{5}\sin(5\omega_1 t) + \frac{1}{7}\sin(7\omega_1 t) + \cdots\right] \end{aligned} \tag{2.70}$$

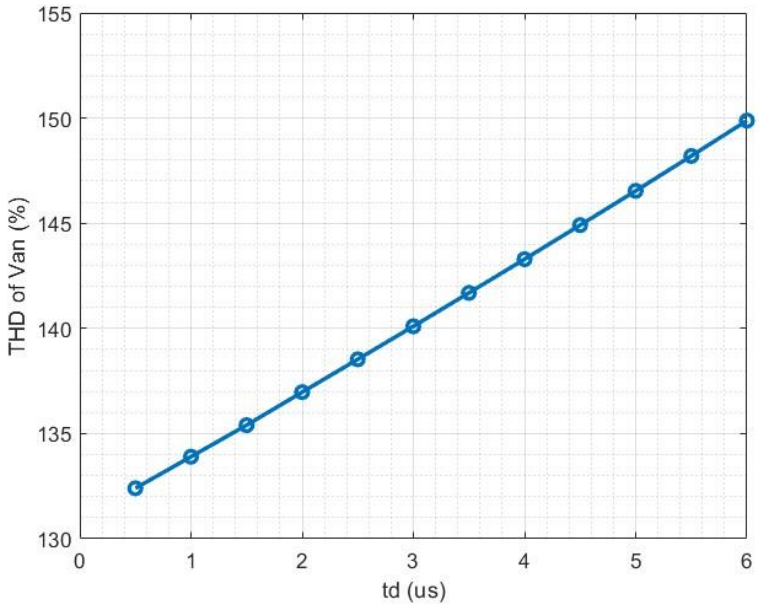



*Figure 2-27 : Impact du temps mort ($t_d$) sur le TDH de la tension de sortie d'un onduleur triphasé avec $m_f$ = 100, $m_a = 0.85$ et $V_{dc} = 500V$*

A cause des imperfections de l'onduleur, la tension aux bornes de la charge comportera donc des harmoniques basses fréquences comme le montre la représentation (courbe verte) de la Figure 2-28. Dans le chapitre suivant, nous mettrons en évidence ces harmoniques basses fréquences de manière expérimentale.

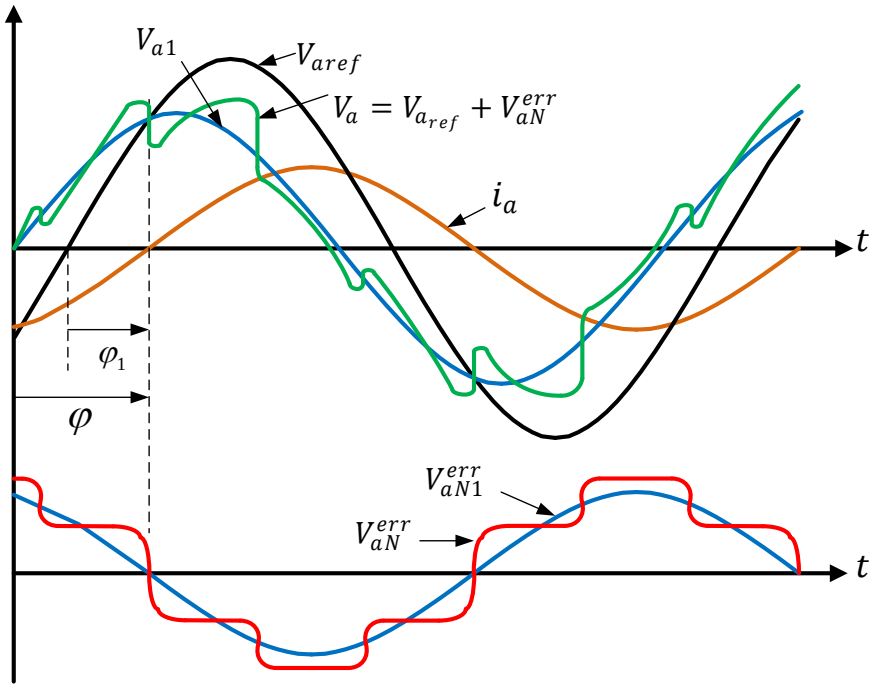



*Figure 2-28 : Représentation simplifiée de la tension de sortie de l'onduleur en tenant compte des harmoniques basses fréquences générés par les imperfections de l'onduleur.*

# V. Calcul des pertes et du rendement

## V.1 Formes d'ondes simplifiées lors de la commutation

En général, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs de puissance sont divisées en deux groupes, à savoir les pertes statiques et les pertes dynamiques. Les pertes statiques comprennent les pertes par conduction (pertes de puissance à l'état passant) et les pertes à l'état bloqué, tandis que les pertes dynamiques comprennent les pertes à l'allumage et à l'extinction. Cependant, les pertes à l'état bloqué de l'interrupteur sont négligées car le courant de fuite est négligeable. Les pertes les plus importantes qui doivent être calculées dans un IGBT et dans un transistor SiC MOSFET sont les pertes par conduction et les pertes par commutation. La Figure 2-29 illustre les formes d'onde idéalisées (variations linéaires des différentes grandeurs) sur une période MLI de la tension $V_{CE}$ et du courant $I_C$ dans l'interrupteur ainsi que les pertes de puissance par conduction, à la mise en route ($P_{Eon}$) et au blocage ($P_{Eoff}$).

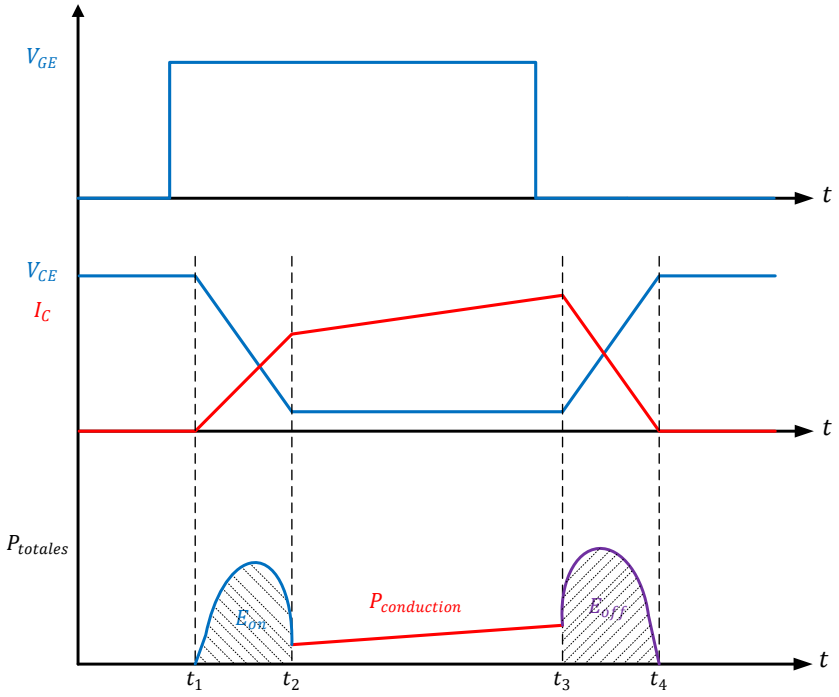



*Figure 2-29 : Commutations dans les interrupteurs en conduction, à l'amorçage, et au blocage*

# V.2 Pertes dans un IGBT

## V.2.1. Pertes par conduction d'un l'IGBT ($P_{cond}^{IGBT}$)

Pendant la phase de conduction, un IGBT est équivalent à deux composants connectés en série, une résistance collecteur-émetteur à l'état passant ($r_{CE}$) qui est un paramètre dépendant de la température de jonction, et une source de tension continue ($V_{CE0}$) représentant la tension collecteur-émetteur en conduction de l'IGBT pour un courant nul. La Figure 2-30 montre le modèle équivalent d'un IGBT en conduction. Habituellement, les valeurs de $V_{CE0}$ et $r_{CE}$ sont obtenues à partir de la fiche technique du composant.

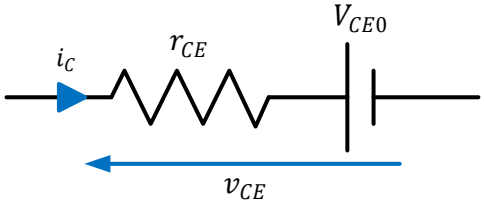



*Figure 2-30: Circuit équivalent d'un IGBT en conduction*

De ce modèle, on obtient la relation suivante qui correspond à la tension collecteur-émetteur de l'IGBT à l'état passant :

$$v_{CE} = r_{CE}.i_C + V_{CE0} \tag{2.71}$$

où $i_C$ est le courant collecteur.

Par conséquent, la valeur instantanée des pertes par conduction de l'IGBT est donnée par la relation suivante :

$$p_{cond}^{IGBT}(t) = v_{CE}(t).i_C(t) = r_{CE}.i_C^2(t) + V_{CE0}.i_C(t) \tag{2.72}$$

La valeur moyenne des pertes par conduction d'un IGBT est obtenue en intégrant les pertes de puissance instantanées entre les temps $t_2$ et $t_3$ définis sur la Figure 2-29 où $T_s$ est la période de la MLI :

$$P_{cond}^{IGBT} = \frac{1}{T_s}\int_{t_2}^{t_3}\left(r_{CE}.i_C^2(t) + V_{CE0}.i_C(t)\right).dt \tag{2.73}$$

On obtient:

$$P_{cond}^{IGBT} = r_{CE}.I_{C_eff}^2 + V_{CE0}.I_{C_moy} \tag{2.74}$$

où $I_{C_{eff}}, I_{C_moy}$ sont respectivement le courant efficace et le courant moyen traversant l'IGBT lors de la phase de conduction.

## V.2.2. Pertes par commutation dans l'IGBT ($P_{com}^{IGBT}$)

Les pertes moyennes par commutation d'un IGBT sont obtenues en effectuant le calcul suivant avec les temps $t_1$, $t_2$, $t_3$ et $t_4$ définis sur la Figure 2-29.

$$P_{com}^{IGBT} = \frac{1}{T_s}\int_{t_1}^{t_2} v_{CE}(t).i_C(t).dt + \frac{1}{T_s}\int_{t_3}^{t_4} v_{CE}(t).i_C(t).dt \tag{2.75}$$

On définit habituellement les énergies dissipées à l'amorçage notée $\mathrm{E}_{\mathrm{on}}^{\mathrm{IGBT}}$ et au blocage notée $E_{off}^{IGBT}$ de l'IGBT par :

$$\begin{aligned} \mathrm{E}_{\mathrm{on}}^{\mathrm{IGBT}} &= \int_{t_1}^{t_2} v_{CE}(t).i_C(t).dt \\ \mathrm{E}_{\mathrm{off}}^{\mathrm{IGBT}} &= \int_{t_3}^{t_4} v_{CE}(t).i_C(t).dt \end{aligned} \tag{2.76}$$

Le calcul des énergies dissipées à partir des caractéristiques idéalisées de la Figure 2-29 amène souvent à une mauvaise prédétermination des pertes par commutation. En effet, les caractéristiques réelles au blocage et à l'amorçage sont beaucoup plus complexes comme le montre la Figure 2-31 obtenue à partir d'un document technique constructeur [70]. Sur ces figures apparaissent les variations de $V_{CE}(t)$ et $I_C(t)$ à l'amorçage (entre $t_1$ et $t_2$) et au blocage (entre $t_3$ et $t_4$) d'un IGBT ainsi que les pertes associées notée $P_v$.

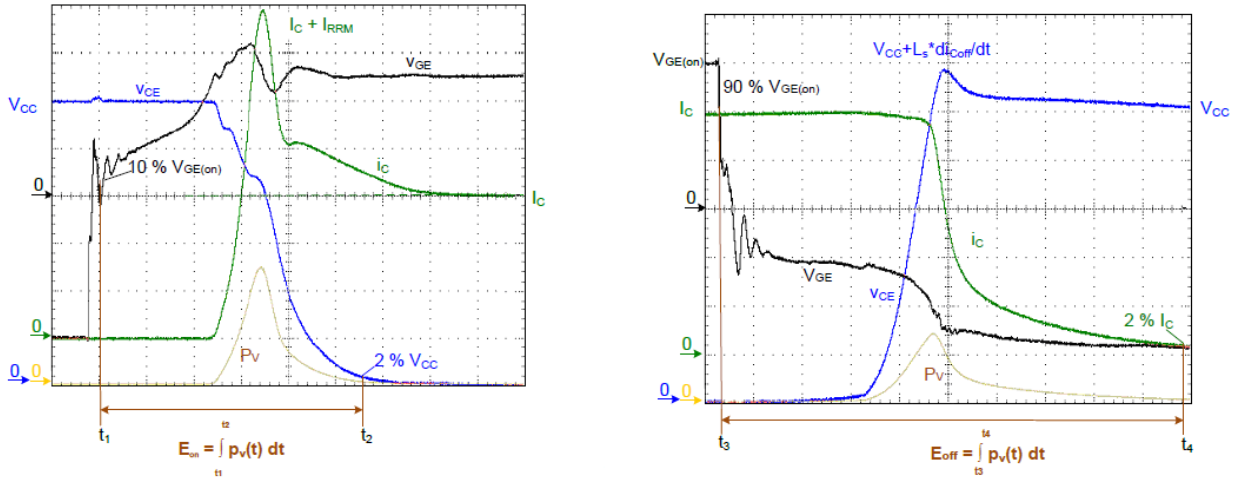



*Figure 2-31 : Commutation d'un IGBT issu d'un document constructeur à l'amorçage et au blocage* [70].

Les pertes moyennes lors de la commutation de l'IGBT sont alors calculées à partir de l'équation suivante où $f_s$ est la fréquence MLI :

$$P_{com}^{IGBT} = f_s.(E_{on}^{IGBT} + E_{off}^{IGBT}) \tag{2.77}$$

Les énergies dissipées par commutation dans un IGBT, $E_{on}^{IGBT}$ et $E_{off}^{IGBT}$, sont fournies dans les fiches techniques des fabricants sous la forme de graphiques de données. Néanmoins, la plupart de ces données sont acquises dans des conditions de test (tension, courant, et température de jonction de référence) qui sont généralement différentes des conditions de fonctionnement de l'onduleur. Ainsi, en utilisant les valeurs de référence données dans les fiches techniques, les pertes d'énergie lors des commutations peuvent être estimées à partir des relations empiriques suivantes [70] :

$$E_{on}^{IGBT} = E_{on_ref}.\left(\frac{i_C}{I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.78}$$

$$E_{off}^{IGBT} = E_{off_ref}.\left(\frac{i_C}{I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.79}$$

avec :

$V_{ref}, I_{ref}, T_{jref}$ : valeurs de référence indiquées par le constructeur
$E_{onref}, E_{offref}$ : Energie dissipée dans l'IGBT pour les valeurs de référence
$K_i$ : exposant de la dépendance du courant (≈ 1)
$K_v$ : exposant de la dépendance de la tension (≈ 1,3…1,4)
$TC_{sw}$ : coefficient de température (≈ 0,003)

Les expressions (2.78) et (2.79) sont généralement obtenus pour des IGBT placés au sein d'un hacheur où le courant $I_{ref}$ est continu en régime établi (hors ondulation). Pour pouvoir utiliser ces relations pour un onduleur où le courant dans la charge est alternatif en régime permanent, on considère pour $i_C$ un courant "équivalent" égal à la valeur moyenne du courant dans la charge sur une demi-période de la fréquence fondamentale, courant dans la charge que l'on suppose sinusoïdal et de valeur efficace $I_{Ceff}$, soit :

$$i_C = \frac{1}{\pi}\sqrt{2}I_{Ceff} \tag{2.80}$$

On obtient alors :

$$E_{on}^{IGBT} = E_{onref}^{IGBT}.\left(\frac{\sqrt{2}I_{Ceff}}{\pi I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.81}$$

$$E_{off}^{IGBT} = E_{offref}^{IGBT}.\left(\frac{\sqrt{2}I_{Ceff}}{\pi I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{V_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.82}$$

# V.3 Pertes dans une diode

## V.3.1. Pertes par conduction dans la diode ($P_{cond}^{diode}$)

Le circuit équivalent d'une diode à l'état passant est présenté dans la Figure 2-32, qui est un modèle équivalent similaire à celui d'un IGBT.

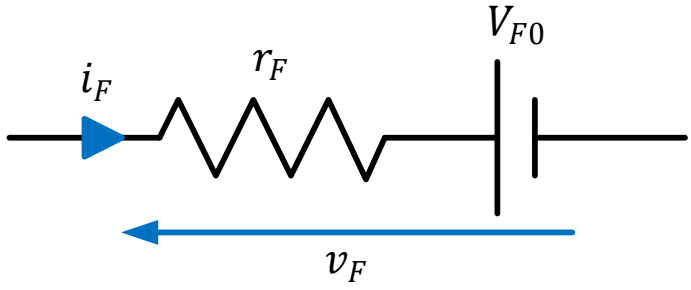



*Figure 2-32 : Circuit équivalent d'une diode en conduction*

Par conséquent, le calcul des pertes par conduction de la diode est similaire à celui de l'IGBT, comme indiqué dans (2.83) et (2.84).

$$v_F(i_F) = r_F.i_F + V_{F0} \tag{2.83}$$

$$P_{cond}^{Diode}(t) = v_F(t).i_F(t) = r_F.i_F^2(t) + V_{F0}.i_F(t) \tag{2.84}$$

avec $i_F$ le courant traversant la diode, $r_F$ la résistance équivalente de la diode à l'état passant et $V_{F0}$ la tension anode-cathode .

Si le courant moyen traversant la diode est noté $I_{F_moy}$, et le courant efficace dans la diode est $I_{F_eff}$, la valeur moyenne des pertes par conduction de la diode sur une période MLI est égale à :

$$P_{cond}^{Diode} = \frac{1}{T_s}\int_{t_2}^{t_3} \left(r_F . i_F^2(t) + V_{F0} . i_F(t)\right) . dt \tag{2.85}$$

On obtient alors :

$$P_{cond}^{Diode} = r_F . I_{F_eff}^2 + V_{F0} . I_{F_moy} \tag{2.86}$$

## V.3.2. Pertes par commutation dans la diode ($P_{com}^{diode}$)

Les pertes d'énergie liées à la commutation d'une diode sont principalement générées par sa récupération inverse pendant la transition vers le blocage. D'une manière générale, les pertes d'énergie liées à l'amorçage de la diode sont beaucoup plus faibles et peuvent être négligées. Ainsi, la perte d'énergie de commutation de la diode est également appelée perte d'énergie de recouvrement de charges de diode ($E_{rr}^D$). La Figure 2-33, obtenue à partir d'un document technique constructeur [70], représente l'évolution des grandeurs électriques lors du blocage d'une diode. Sur cette figure apparaissent les variations de la tension aux bornes de la diode $V_R(t)$ et le courant traversant la diode $I_R(t)$ lors du blocage ainsi que les pertes associées notée $P_v$.

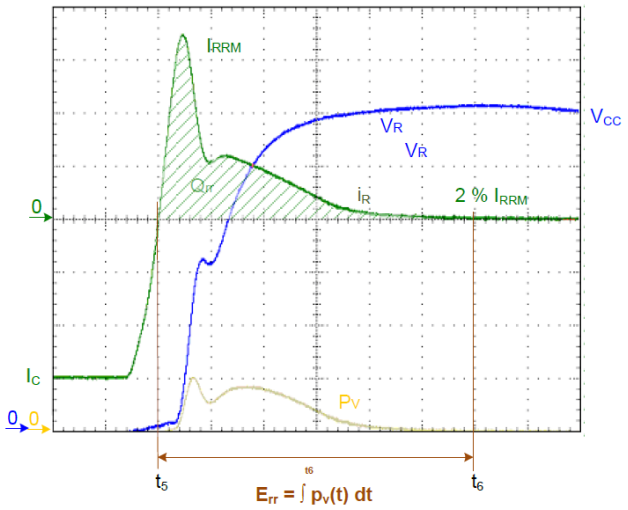



*Figure 2-33 : Caractéristiques de commutation d'une diode au blocage issu d'un document technique* [70].

Comme pour les IGBT, les fiches techniques des diodes fournissent les valeurs de l'énergie dissipée dans la diode pendant le blocage $E_{rr_ref}^D$ pour des conditions d'essai définies par $I_{ref}$, $V_{ref}$ et $T_{j_ref}$. La méthode pour déterminer $E_{rr}^D$ est la même que celle suivie pour les IGBT :

$$E_{rr}^{Diode} = E_{rr_ref}^{D}.\left(\frac{i_F}{I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{v_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{j_ref})] \quad (2.87)$$

avec

$V_{ref}, I_{ref}, T_{jref}$ : valeurs de référence indiquées par le constructeur
$E_{rr_ref}^{D}$ : Energie dissipée dans la diode pour les valeurs de référence
$K_i$ : exposant de la dépendance du courant (≈ 0,5…0,6)
$K_v$ : exposant de la dépendance de la tension (≈ 0,6)
$TC_{sw}$ : coefficient de température (≈ 0,006)

Comme pour l'IGBT, on considère le courant sinusoïdal dans la charge et on retient la valeur moyenne sur une demi-période du fondamental. La valeur de $E_{rr}^{D}$ est alors donnée par (2.88):

$$E_{rr}^{Diode} = E_{rr_ref}.\left(\frac{\sqrt{2}I_{Feff}}{\pi I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{v_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{j_ref})] \quad (2.88)$$

Les pertes moyennes lors du blocage de la diode sont alors calculées à partir de l'équation suivante où $f_s$ est la fréquence MLI :

$$P_{com}^{Diode} = f_s.E_{rr}^{D} \quad (2.89)$$

# V.4 Pertes dans un SiC MOSFET

## V.4.1. Pertes par conduction dans le SiC MOSFET ($P_{cond}^{SiC}$)

Les pertes par conduction est due au paramètre résistif du SiC MOSFET lorsqu'il est à l'état passant. Le circuit équivalent d'un MOSFET en conduction est présenté dans la Figure 32. Lorsque le courant traverse la résistance dynamique en conduction du MOSFET ($R_{DS(on)}$), la puissance est dissipée sous forme de chaleur. La taille physique du composant joue également un rôle dans la perte de conduction. En effet, l'augmentation de la taille physique diminuera le $R_{DS(on)}$) et, par conséquent, diminuera les pertes.

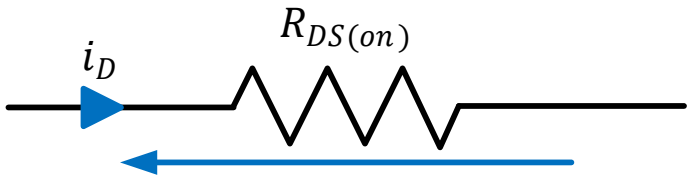



*Figure 2-34 : Circuit équivalent d'un SiC MOSFET en conduction*

Ainsi, les pertes par conduction du SiC MOSFET ($P_{cond}^{SiC}$) peuvent être exprimées mathématiquement comme suit :

$$P_{cond}^{SiC}(t) = v_{DS}(t).i_D(t) = R_{DS(on)}.i_D^2(t) \tag{2.90}$$

La valeur moyenne des pertes par conduction du SiC MOSFET est obtenue en intégrant les pertes de puissance instantanées sur le cycle de commutation :

$$P_{cond}^{SiC} = \frac{1}{T_s}\int_{t_2}^{t_3}\left(R_{DS(on)}.i_D^2(t)\right).dt \tag{2.91}$$

On obtient :

$$P_{cond}^{SiC} = R_{DS(on)}.I_{D_eff}^2 \tag{2.92}$$

## V.4.2. Pertes par commutation dans le SiC MOSFET ($P_{com}^{SiC}$)

Les pertes par commutation à l'amorçage et au blocage des dispositifs à semi-conducteurs SiC peuvent se calculer avec les formules empiriques fournies par le constructeur, de la même manière que pour les IGBT. Ces pertes dépendent de la fréquence de commutation, du courant qui traverse l'interrupteur et de la tension à ses bornes. Les énergies dissipées à l'amorçage $E_{on}^{SiC}$ et au blocage $E_{off}^{SiC}$ pour le SiC MOSFET sont exprimées par (2.93) et (2.94).

$$E_{on}^{SiC} = E_{onref}^{SiC}.\left(\frac{i_D}{I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{v_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.93}$$

$$E_{off}^{SiC} = E_{offref}^{SiC}.\left(\frac{i_D}{I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{v_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.94}$$

Pour pouvoir utiliser ces relations pour un onduleur, on considère pour $i_D$ un courant équivalent égal à la valeur moyenne du courant dans la charge sur une demi-période de la fréquence fondamentale, courant dans la charge que l'on suppose sinusoïdal et de valeur efficace $I_{Deff}$, soit :

$$i_D = \frac{1}{\pi}\sqrt{2}I_{Deff}. \tag{2.95}$$

On obtient alors:

$$E_{on}^{SiC} = E_{onref}^{SiC}.\left(\frac{\sqrt{2}I_{Deff}}{\pi I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{v_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.96}$$

$$E_{off}^{SiC} = E_{offref}^{SiC}.\left(\frac{\sqrt{2}I_{Deff}}{\pi I_{ref}}\right)^{K_i}.\left(\frac{v_{DC}}{V_{ref}}\right)^{K_v}.[1 + TC_{sw}.(T_j - T_{jref})] \tag{2.97}$$

avec :

$V_{ref}, I_{ref}, T_{jref}$ : valeurs de référence indiquées par le constructeur
$E_{onref}^{SiC}, E_{offref}^{SiC}$ : Energie dissipée dans le SiC pour les valeurs de référence
$K_i$ : exposant de la dépendance du courant (≈ 1)
$K_v$ : exposant de la dépendance de la tension (≈ 1,3…1,4)
$TC_{sw}$ : coefficient de température (≈ 0.003)

Enfin, les pertes de commutation du MOSFET sont calculées dans (2.98).

$$P_{com}^{SiC} = f_s.(E_{on}^{SiC} + E_{off}^{SiC}) \tag{2.98}$$

# V.5 Pertes totales et rendement de l'onduleur

## V.5.1. Courants moyens et efficaces dans les composants

Comme nous l'avons vu, la plupart des paramètres utilisés pour le calcul des pertes sont fournis par les fiches techniques des composants. Cependant, les courants efficace et moyen à travers l'interrupteur et la diode doivent être déterminés en fonction des conditions de fonctionnement de l'onduleur pour calculer les pertes par conduction de ces composants [71]. En supposant qu'une charge triphasée équilibrée est connectée à la sortie de l'onduleur et que la charge soit suffisamment inductive pour filtrer les harmoniques hautes fréquences de la MLI, on peut alors supposer que le courant dans la charge est sinusoïdal, ce qui nous permet d'écrire pour la phase "a" :

$$i_a(t) = I_p \sin(\omega_1 t - \varphi) \tag{2.99}$$

où $I_p$ est la valeur maximale du courant de sortie de l'onduleur, $\omega_1$ est la pulsation du fondamental du courant, $\varphi$ est le déphasage entre le courant et la composante fondamentale de la tension.

La Figure 2-35 représente le courant dans l'interrupteur supérieur ($S_1$ ; $D_1$) du bras de pont représenté sur la Figure 2-8. Cette figure est obtenue pour une certaine valeur de l'indice de modulation d'amplitude et pour une fréquence MLI suffisamment basse pour mettre en évidence les commutations. Lorsque que le courant est positif, c'est l'interrupteur $S_1$ qui conduit (la diode $D_4$ assure la continuité du courant au blocage de $S_1$), lorsque que le courant est négatif, c'est la diode $D_1$ qui conduit.

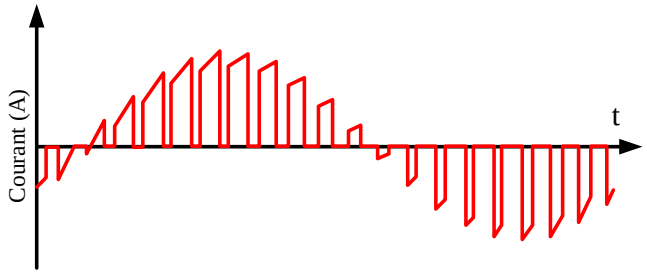



*Figure 2-35 : Allure du courant dans un interrupteur*

La Figure 2-35 montre que le temps de conduction d'un composant sur une période MLI est variable et dépend du rapport cyclique qui est donné par :

$$D(t) = \frac{1}{2}[1 + m_a \sin(\omega_1 t)] \tag{2.100}$$

où $m_a$ est l'indice de modulation d'amplitude.

Le courant dans un interrupteur ($i_{sw}$) peut alors être exprimé par $i_a(t)$ et $D(t)$ dans (2.101) où l'indice "sw" désigne un IGBT ou un SiC MOSFET selon le type de dispositifs semi-conducteurs utilisé dans l'onduleur :

$$i_{sw} = D(t).i_a(t) = \frac{1}{2}[1 + m_a \sin(\omega_1 t)].I_p \sin(\omega_1 t - \varphi) \tag{2.101}$$

Comme on peut l'observer sur la Figure 2-35, le temps de conduction de la diode $D_1$ est complémentaire au temps de conduction de l'interrupteur $S_1$. Le courant dans la diode $D_1$ peut donc s'écrire de la façon suivante :

$$i_F = (1 - D(t)).i_a(t) = \frac{1}{2}[1 - m_a \sin(\omega_1 t)].I_p \sin(\omega_1 t - \varphi) \tag{2.102}$$

Le courant moyen dans un interrupteur (IGBT ou SiC) se calcule sur une demi- période du fondamental du courant :

$$I_{sw_moy} = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S/2} D(t) i_a(t).dt \tag{2.103}$$

En substituant (2.99) dans (2.103), on obtient l'expression suivante :

$$I_{sw_moy} = I_p\left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a.\cos(\varphi)}{8}\right) \tag{2.104}$$

La valeur efficace du courant dans un IGBT (ou un SiC) est obtenue par :

$$I^2_{sw_eff} = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S/2} [D(t) i_a(t)]^2.dt \tag{2.105}$$

En développant les calculs, on obtient :

$$I_{sw_eff} = I_p\sqrt{\left(\frac{1}{8} + \frac{m_a.\cos(\varphi)}{3\pi}\right)} \tag{2.106}$$

De la même façon, la valeur moyenne du courant traversant une diode est obtenue à partir de (2.107):

$$I_{F_moy} = \frac{1}{T_S}\int_0^{Ts/2}(1 - D(t)).\, i_a(t).\, dt \tag{2.107}$$

En substituant l'équation (2.99) dans (2.107), on obtient l'expression de la valeur moyenne du courant traversant une diode :

$$I_{F_moy} = I_p\left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m_a.\cos(\varphi)}{8}\right) \tag{2.108}$$

La valeur efficace du courant dans la diode est donnée par :

$$I_{F_eff}^2 = \frac{1}{T_S}\int_0^{Ts/2}\left[\left(1 - D(t)\right)i_a(t)\right]^2.\, dt \tag{2.109}$$

En substituant l'équation (2.99) dans (2.109), on obtient la valeur efficace du courant dans une diode :

$$I_{F_eff} = I_p\sqrt{\left(\frac{1}{8} - \frac{m_a.\cos(\varphi)}{3\pi}\right)} \tag{2.110}$$

Les expressions des valeurs moyennes et efficaces des courants dans les composants seront utilisées en lien avec les expressions des pertes par conduction qui ont été développées dans la partie précédente.

## V.5.2. Pertes supplémentaires dues au temps mort

Nous avons vu que pendant le temps mort $t_d$, une diode entre en conduction pour assurer la continuité du courant dans la charge. Ainsi, pendant le temps mort, les pertes par conduction peuvent être déterminées comme suit [72]:

$$P_{cond}^{mort} = \frac{1}{T_S}\int_0^{Ts/2}\left(r_F.\, i_a^2(t) + V_{F0}.\, i_a(t)\right)(2.\, t_d).\, f_s.\, dt \tag{2.111}$$

Soit:

$$P_{cond}^{mort} = 2.\, t_d.\, f_s.\left(\frac{r_F.\, I_p^2}{4} + \frac{V_{F0}.\, I_p}{\pi}\right) \tag{2.112}$$

où $I_p$ est la valeur maximale du courant dans une phase.

## V.5.3. Rendement de l'onduleur

A partir des pertes par conduction $P_{cond}^{totales}$ et par commutation $P_{com}^{totales}$ calculées dans un interrupteur et une diode, les pertes totales de l'onduleur peuvent être obtenues :

$$P_{perte}^{ond} = (P_{cond}^{totales} + P_{com}^{totales}) \times 6 \tag{2.113}$$

Avec :

$$P_{cond}^{totales} = P_{cond}^{IGBT\ ou\ SiC} + P_{cond}^{diode} + P_{cond}^{mort} \quad (2.114)$$

$$P_{com}^{totales} = P_{com}^{IGBT\ ou\ SiC} + P_{com}^{diode} \quad (2.115)$$

Si on considère la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie en fonction de la chute de tension due aux imperfections (2.52), le courant dans la charge purement sinusoïdal et le facteur de puissance de la charge, la puissance de sortie de l'onduleur ($P_{sort}^{ond}$) est donnée par (2.116)

$$P_{sort}^{ond} = 3(\frac{m_a V_{dc}}{2\sqrt{2}} - \frac{4\Delta V}{\pi\sqrt{2}}).\frac{I_p}{\sqrt{2}}\cos(\varphi) = \frac{3}{2}(\frac{m_a V_{dc}}{2} - \frac{4\Delta V}{\pi}).I_p\cos(\varphi) \quad (2.116)$$

Le calcul du rendement s'obtient simplement en faisant un bilan de puissance, il est donné par :

$$\eta = \frac{P_{sort}^{ond}}{P_{sort}^{ond} + P_{perte}^{ond}} \quad (2.117)$$

## V.5.4. Influence de la fréquence de découpage sur les pertes.

Pour étudier l'influence de la fréquence de découpage sur les pertes, nous allons considérer un onduleur triphasé en considérant 3 types d'interrupteurs différents (IGBT1, IGBT2 et SiC) dont les paramètres, issus de documents constructeurs, sont donnés dans le Tableau 2-2:

***Tableau 2-2.*** *Paramètres utilisés pour le calcul des pertes d'un onduleur triphasé*

| | IGBT1 (SEMiX251GD126HD) | IGBT2 (SKM100GB125DN) | SiC (CCS050M12CM) |
|---|---|---|---|
| $r_{CE}\ ou\ R_{DS(on)}$ (mΩ) | 7,3 | 22,5 | 43 |
| $r_F$ (mΩ) | 5,3 | 11,11 | 20 |
| $V_{CE0}$ (V) | 0,9 | 2.3 | - |
| $V_{F0}$ (V) | 0,8 | 1 | 0,8 |
| $E_{onref}\ (mJ)$ | 19 | 9 | 1,1 |
| $E_{offref}\ (mJ)$ | 22 | 3,5 | 0,6 |
| $E_{rrref}\ (mJ)$ | 12,5 | 4 | - |
| $I_{ref}\ (A)$ | 150 | 75 | 50 |
| $V_{ref}\ (V)$ | 600 | 600 | 600 |
| $T_{jref}$ (°C) | 125 | 125 | 150 |
| $\cos(\varphi)$ | 0,85 | 0,85 | 0,85 |
| $m_a$ | 0,7 | 0,7 | 0,7 |

| $V_{DC}\ (V)$ | 500 | 500 | 500 |
|---|---|---|---|
| $t_d\ (\mu)$ | 1,5 | 1,5 | 1,5 |

Pour les 3 cas considérés, la tension du bus continu est fixée à $V_{dc}$ = 500V. L'onduleur alimente une charge triphasée équilibrée présentant un facteur de puissance cosφ = 0,85. L'indice de modulation d'amplitude est imposé à $m_a = 0{,}7$. Nous calculons les pertes pour 2 niveaux de courant dans la charge : $I_p$ = 5A qui correspond d'après (2.116) à une puissance absorbée par la charge $P_{sort}^{ond}$ = 1115 W et $I_p$ = 10A qui correspond à $P_{sort}^{ond}$ = 2230 W. Comparé à l'IGBT1, l'IGBT2 est un composant dit "rapide" avec des énergies dissipées à la commutation plus faibles comme l'indique le Tableau 2-2. Pour étudier l'impact de la montée en fréquence sur les pertes, nous faisons varier la fréquence MLI entre 10kHz et 100kHz.

La Figure 2-36 présente les pertes par conduction pour les 3 types de composant. On remarque que globalement les pertes par conduction dépendent peu de la fréquence de la MLI. On constate que les pertes par conduction du SiC restent bien plus faibles (autour de 1W/5A) que celles des IGBT (autour de 4W/5A pour l'IGBT rapide qui présente une résistance à l'état passant plus importante).

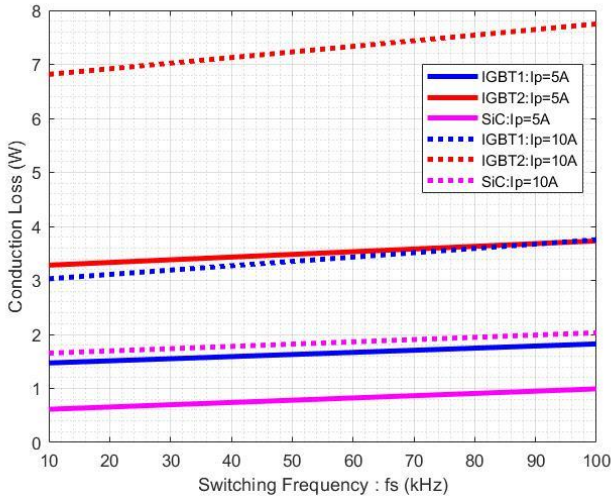



*Figure 2-36 : Pertes par conduction de l'onduleur.*

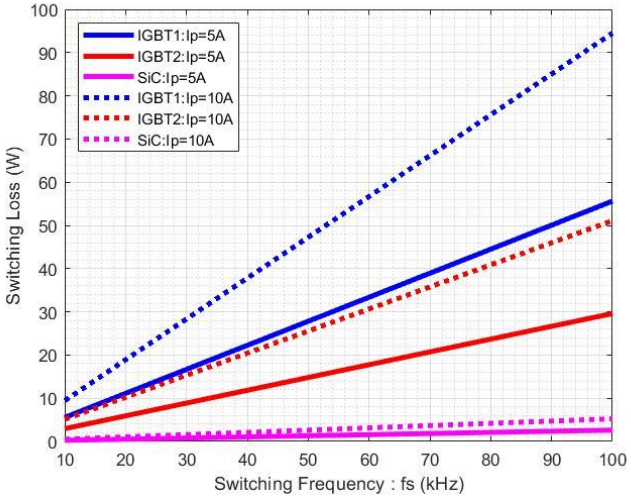



*Figure 2-37 : Pertes par commutation de de l'onduleur.*

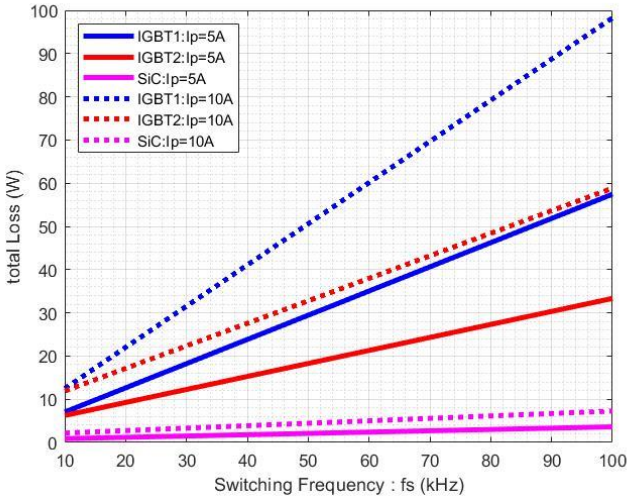



*Figure 2-38 : Pertes totales de l'onduleur.*

Les pertes par commutation des SiC sont beaucoup plus faibles (autour de 5W à 100kHz) que celles des IGBT (30W à 100kHz pour l'IGBT2), en particulier lorsque la fréquence de commutation augmente comme l'illustre la Figure 2-37. Ceci est dû à la capacité de commutation rapide du SiC MOSFET, la faible énergie de commutation et l'absence d'énergie de recouvrement de charges de diode comme indiqué dans le Tableau 2-2. Pour les faibles fréquences de commutation, les pertes pour l'ensemble des composants restent inférieures à 10W pour cet exemple.

La Figure 2-38 représente les pertes totales ($P_{perte}^{ond}$) de l'onduleur triphasé. On remarque que pour les IGBT, les pertes augmentent de manière très importante avec la fréquence pour atteindre environ 100W pour l'IGBT1 à 10A, ce qui correspond à un rendement d'environ 95% alors qu'elles restent maitrisées à une valeur inférieure à 10W avec le SiC MOSFET, ce qui donne un rendement supérieur à 99%.

# VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un modèle analytique pour l'onduleur triphasé permettant de prendre en compte les effets des temps morts, des temps de commutation et des chutes de tension des composants ainsi que les effets des capacités parasites. A l'aide de ce modèle, nous avons obtenu une expression analytique permettant de prévoir la chute de tension sur le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur. Nous avons vu qu'il était important de ne pas négliger les effets des capacités parasites sous peine de surestimer cette chute de tension. Nous avons également montré que c'est les temps morts qui sont à l'origine de la chute de tension la plus importante. L'analyse a également démontré que ces imperfections sont également à l'origine de la présence d'harmoniques basses fréquences qui vont se répercuter sur le courant dans la charge.

Dans un deuxième temps, nous avons développé un modèle de pertes pour l'onduleur triphasé en tenant compte des pertes par conduction et par commutation des composants. Nous avons étudié le cas d'un onduleur à base d'IGBT ou de transistors SiC-MOSFET. Pour établir le modèle des pertes par commutation, nous nous sommes basés sur des formules approchées fournies par les fabricants des composants. Le modèle a permis de chiffrer les pertes de l'onduleur pour trois types de composant et à clairement démontré l'intérêt de l'utilisation des transistors SiC pour les applications hautes fréquences.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la validité de ces différents modèles en comparant les résultats de prédétermination avec ceux obtenus expérimentalement sur 3 types d'onduleur composés soit d'IGBT classiques, soit d'IGBT dit "rapides" ou de transistors SiC.

# CHAPITRE 3

## Validation expérimentale des performances d'un onduleur à base d'IGBT ou de SiC MOSFET sur charge R-L

# I. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons développé un modèle d'onduleur de tension triphasé en tenant compte des imperfections de ses composants qui inclut l'impact des temps morts, des temps de commutation des composants, de la chute de tension aux bornes des composants à l'état passant, et des effets des capacités parasites. Nous avons proposé des modèles analytiques capables de prédire l'effet de ces imperfections sur la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie, le TDH de la tension de sortie et du courant de sortie. Nous avons également développé un modèle pour calculer les pertes dans les composants et déterminer le rendement du convertisseur en fonction des courants transités et de la fréquence des commutations.

Pour démontrer la validité des modèles analytiques, nous proposons dans ce chapitre de comparer les résultats de calcul aux résultats expérimentaux. Pour cela, nous avons effectué des essais sur 3 onduleurs triphasés réalisés avec des composants d'électronique de puissance ayant des caractéristiques différentes. Deux onduleurs ont été réalisés à base de transistors IGBT utilisant soit des modules ayant des performances classiques (SEMiX251GD126HD), soit des modules dit "rapides" présentant de meilleures performances lors des commutation (SKM100GB125DN). Le troisième onduleur a été réalisé à l'aide de modules SiC MOSFET (CCS050M12CM). Comme ces 3 onduleurs présentent des caractéristiques différentes (temps de commutation, chute de tension et résistance interne des composants, énergie dissipée…), cela permettra d'analyser la validité de nos modèles d'une manière assez large. Nous analyserons également l'impact de la montée en fréquence (pour le fondamental et pour la MLI) sur les performances de chaque onduleur. Pour simplifier la mise en œuvre et l'analyse des résultats, les onduleurs débiteront sur une charge triphasée de type R-L couplée en étoile. L'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents en haute fréquence sera présentée dans le chapitre suivant.

# II. Conception des onduleurs

## II.1 Cahier des charges

Notre objectif est de développer des onduleurs triphasés pour des applications d'entraînement de moteurs électriques à haute fréquence et de montrer les limites des onduleurs à base d'IGBT lorsque la fréquence des commutations devient importante. La montée en fréquence permet de rendre la densité de puissance du moteur aussi élevée que possible en augmentant la vitesse du moteur. Cela amène des contraintes aussi bien sur le moteur (augmentation des pertes liées à la fréquence, contraintes mécaniques) que sur l'onduleur. Un aspect clé pour atteindre cet objectif est d'optimiser les performances de l'onduleur pour fonctionner à des fréquences élevées.

Les principales spécifications du cahier des charges que nous nous sommes fixées pour réaliser les onduleurs sont répertoriées dans le Tableau 3-1. La tension du bus continu doit être suffisante pour pouvoir appliquer la tension nécessaire aux bornes d'une phase du moteur correspondant à son point nominal et doit pouvoir être adaptée si nécessaire en cas de montée en vitesse. La gamme de fréquence MLI doit nous permettre de conserver un indice de modulation de fréquence suffisant, même en haute vitesse. La valeur efficace maximale du courant pouvant être débité par l'onduleur est fixée à 30A pour garder une marge par rapport au courant nominal du moteur qui sera présenté dans le chapitre 4. Les valeurs indiquées dans

le Tableau 3-1 seront donc utilisées comme données d'entrée pour dimensionner les composants des onduleurs et pour la validation de tous les modèles.

***Tableau 3-1.*** *Spécifications de l'onduleur triphasé*

| Paramètres | Valeur |
|---|---|
| Tension du bus continu ($V_{dc}$) | > 540 V |
| Courant sortie de l'onduleur ($I_{eff}$) | 30 Arms |
| Fréquence MLI ($f_s$) | 10-100 kHz |
| Fréquence fondamentale ($f_1$) | 50-3000 Hz |
| Rendement ($\eta$) | >90% |

# II.2 Caractéristiques des composants

## II.2.1. Choix des modules semi-conducteurs

Le choix des composants de puissance se fait en fonction de la tension appliquée à leurs bornes à l'état bloqué et de la valeur du courant maximal pouvant les traverser. Tout d'abord, la sélection de l'interrupteur de puissance se fait en tenant compte de la tension mise en jeu. Dans notre cas, la tension nominale du bus DC est fixée sur une base de 540V. Cependant, pour augmenter la vitesse du moteur il peut être nécessaire d'augmenter la tension disponible sur ce bus. Pour répondre à ce besoin et pour garder une marge de sécurité pour les composants, nous partons du principe que le composant devra tenir le double de la tension nominale du bus à l'état bloqué comme cela est indiqué dans l'équation (3.1) [67].

$$V_{interrupteur} \geq 2V_{dc} \tag{3.1}$$

De cette contrainte, nous obtenons que la tension que doit pouvoir tenir un interrupteur à l'état bloqué doit être supérieure à 1080 V. Dans les documents techniques des constructeurs, nous trouvons deux niveaux pour la tension maximale Collecteur-Emetteur (ou Drain-Source) normalisée qui peuvent répondre à cette contrainte : $V_{CE}$ = 1200V et $V_{CE}$ = 1700V. Étant donné qu'un interrupteur de puissance qui présente une tension maximale de 1700 V est presque deux fois plus cher que celui de 1200V [73], les interrupteurs de puissance que nous avons choisis seront limités à 1200V. Cependant, en regardant la tension maximale susceptible d'être appliquée (1080V), qui est proche de la valeur maximale admissible aux bornes de l'interrupteur de puissance, un circuit "Crawbar" [74] est nécessaire pour éviter les surtensions. De plus, en examinant les documents constructeurs des interrupteurs de puissance à tension maximale égale à 1200 V, nous constatons que les modules de puissance peuvent être des IGBT ou des SiC MOSFET.

Une fois que nous avons déterminé la tension maximale que peut tenir l'interrupteur de puissance, il faut choisir le courant maximal pouvant le traverser en tenant compte de l'équation suivante où $I_{eff}$ est la valeur indiquée dans le Tableau 3-1 :

$$I_{interrupteur} \geq \sqrt{2} I_{eff} \tag{3.2}$$

D'après le Tableau 3-1, le courant de sortie requis de l'onduleur est de 30 Arms, de sorte que le courant maximal pouvant traverser les modules de puissance ne doit pas être inférieur à 43 A si nous considérons un courant sinusoïdal. A partir de ces données d'entrée, il est possible de sélectionner les composants à partir des documents constructeurs. Compte tenu des niveaux requis pour la tension et pour le courant de l'interrupteur de puissance, nous pouvons utiliser des modules de puissance à base d'IGBT ou à base de SiC MOSFET. Pour étudier les performances de l'onduleur réalisé avec des IGBT, nous avons choisi 2 types de module : normal (IGBT1) et rapide (IGBT2). Les paramètres des modules de puissance utilisés pour réaliser les onduleurs triphasés sont indiqués dans le Tableau 3-2.

***Tableau 3-2.*** *Paramètres des modules de puissance*

| Paramètres | IGBT1 (SEMiX251GD126HD) | IGBT2 (SKM100GB125DN) | SiC MOSFET (CCS050M12CM) |
|---|---|---|---|
| $V_{CE}$ *ou* $V_{DS}$ (V) | 1200 | 1200 | 1200 |
| $I_C$ *ou* $I_D$ (A) à 25ºC | 242 | 100 | 87 |
| $I_F$ (A) à 25ºC | 207 | 95 | 102 |
| $r_{CE}$ *ou* $r_{DS(on)}$ (mΩ) | 7 | 22,5 | 25 |
| $r_F$ (mΩ) | 5 | 11,11 | 20 |
| $V_{CE0}$ (V) | 0,9 | 2.3 | 0 |
| $V_{F0}$ (V) | 1,1 | 1 | 1,5 |
| $E_{onref}$ $(mJ)$ | 37 | 11 | 1,1 |
| $E_{offref}$ $(mJ)$ | 22 | 4 | 0,6 |
| $E_{rrref}$ $(mJ)$ | 12 | 4 | - |
| $t_{on}$ $(ns)$ | 295 | 75 | 51 |
| $t_{off}$ $(ns)$ | 625 | 600 | 69 |
| $R_G$ (Ω) | 10 | 10 | 20 |

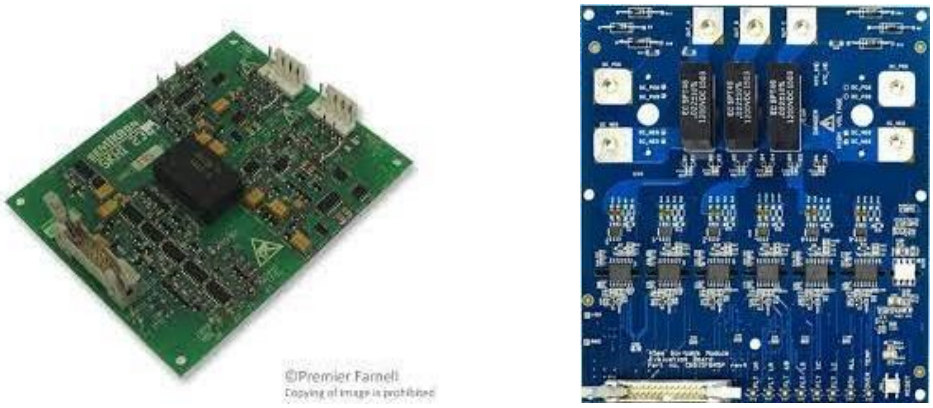
On conste que le courant limite va bien au-delà des besoins pour l'IGBT1 (avec $I_C$ = 242A). Nous avons fait ce choix volontairement pour avoir des paramètres très différents entre les onduleurs IGBT1 et IGBT2 car notre objectif est de vérifier la validité des modèles. Les paramètres des composants indiqués dans le Tableau 3-2 associés aux modèles analytiques développés dans le chapitre 2 nous permettrons de prévoir les performances de chaque onduleur et de les comparer aux mesures.

## II.2.3. Choix des Drivers

Il est important de choisir le bon driver pour les interrupteurs de puissance devant fonctionner à des fréquences de commutation élevées. En général, les exigences suivantes sont prises en compte : fréquence maximale de la MLI, valeur du courant de sortie des drivers, tension de commande et circuits de protection. Comme nous allons construire des onduleurs utilisant deux types d'interrupteurs de puissance, IGBT et SiC MOSFET, il nous faut sélectionner deux types de drivers adaptés à chaque module de puissance.

Pour la commande des IGBT, nous utilisons un driver de la marque Semikron qui est adapté aux IGBT que nous avons choisi dans le Tableau 3-2 (même fabriquant). Les deux onduleurs à IGBT (IGBT1 et IGBT2) utiliseront le même driver. Pour réaliser les essais sur les onduleurs IGBT1 et IGBT2 nous utiliserons la même carte et nous auront à remplacer uniquement les modules IGBT. Le driver utilisé est le modèle SKHI23/12R comme indiqué sur la Figure 3-1, qui peut contrôler efficacement le fonctionnement des deux IGBT, et surtout, qui peut fonctionner à une fréquence MLI allant jusqu'à 100 kHz.

Le driver pour SiC MOSFET est de la même marque (Wolfspeed) que le module SiC MOSFET. Il s'agit du modèle CGD15FB45P1 comme indiqué sur la Figure 3-1, qui est spécialement conçu pour être utilisé avec le module SiC CCS050M12CM. Les informations des deux drivers peuvent être trouvées dans le Tableau 3-3.




**SKHI23/12R** **CGD15FB45P1**

*Figure 3-1 : Drivers pour la commande des IGBT* [75] *et des SiC MOSFET* [76]

***Tableau 3-3.*** *Caractéristiques des Drivers pour IGBT et SiC MOSFET*

| **Paramètres** | **SKHI23/12R** | **CGD15FB45P1** |
|---|---|---|
| $V_{ce}$ | 1200 V | 1200 V |
| Tension de grille à l'allumage: $V_{Gon}$ | 15 V | 20 V |
| Tension de grille à l'arrêt: $V_{Goff}$ | -8 V | -5 V |
| Courant de crête de sortie: $\hat{I}_{out}$ | ±8 A | ±9 A |
| Fréquence de découpage maximale: $f_s$ | 100 kHz | 250 kHz |
| Temps de propogation | 1,4 µs | 0,3 µs |
| Résistance de grille: $R_G$ | 10 Ω | 20 Ω |
| Circuit de protection | Oui | Oui |

Le driver pour SiC MOSFET peut commuter jusqu'à 250 kHz et le signal de commande présente un temps de propagation pratiquement 5 fois inférieur à celui utilisé pour les modules IGBT (0,3 µs pour 1,4 µs).

## II.2.3. Choix du condensateur de bus DC

Un onduleur triphasé est constitué de condensateurs disposés sur le bus DC. Le rôle des condensateurs est de maintenir une tension continue constante pour s'assurer qu'il n'y a pas d'ondulation de la tension qui se propagent à la sortie de l'onduleur vers la charge. Les condensateurs de bus DC doivent être conçus pour supporter la valeur efficace de l'ondulation du courant $I_{eff}$ qui les traverse et avoir une valeur suffisamment importante pour maintenir l'ondulation de tension à un niveau spécifié. Le condensateur requis peut être calculé en tenant compte de l'ondulation de tension désirée $\Delta V_{dc}$ comme indiqué dans l'équation (3.3) [77] où $f_s$ est la fréquence MLI.

$$C_{dc} \geq \frac{I_{eff}}{4\Delta V_{dc}.f_s} \tag{3.3}$$

Comme les interrupteurs de puissance ont été choisis pour tenir une tension de 1200V à l'état bloqué, la tension maximale que devra supporter le condensateur doit être au moins égale à celle que doit supporter un interrupteur pour obtenir un ensemble cohérent. Cela nous amène à vérifier l'équation suivante :

$$V_{condensateur} \geq V_{interrupteur} \tag{3.4}$$

Si on calcule la capacité à partir de l'équation (3.3), on obtient une valeur minimale. Pour $I_{eff}$ = 30 A, $\Delta V_{dc}$ = 1% de 500V et $f_s$ = 10 kHz, on obtient $C_{dc}$= 150 µF. Nous prenons une marge de sécurité par rapport à cette valeur. Nous sélectionnons 3 condensateurs 4700 µF 400V en série, ce qui donne un condensateur de bus DC 1560 µF 1200V.

## II.2.4. Réalisation des onduleurs

Les 3 onduleurs ont été réalisés au laboratoire en assurant les connexions entre les modules de puissance et les drivers et en reliant les condensateurs du bus DC à l'entrée de l'onduleur. La Figure 3-2, la Figure 3-3 et la Figure 3-4 montrent respectivement l'onduleur IGBT1, l'onduleur IGBT2 et l'onduleur SiC MOSFET. Pour mesurer les courants à la sortie de l'onduleur, nous avons utilisé des capteurs à effet Hall.

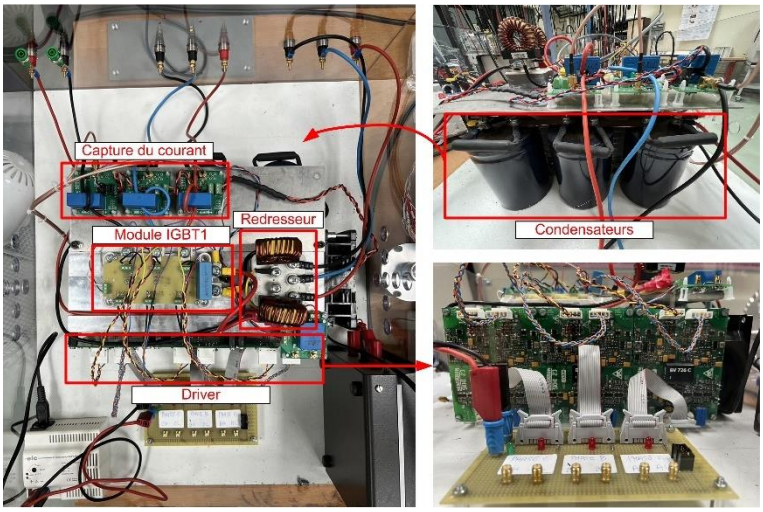



*Figure 3-2 : Réalisation de l'onduleur IGBT1*

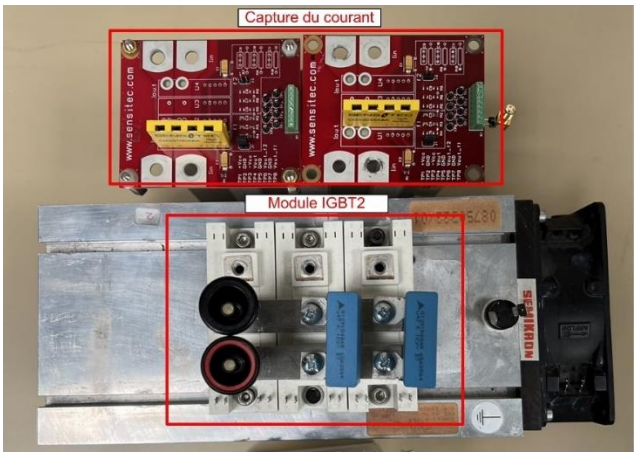



*Figure 3-3 : Réalisation de l'onduleur IGBT2*

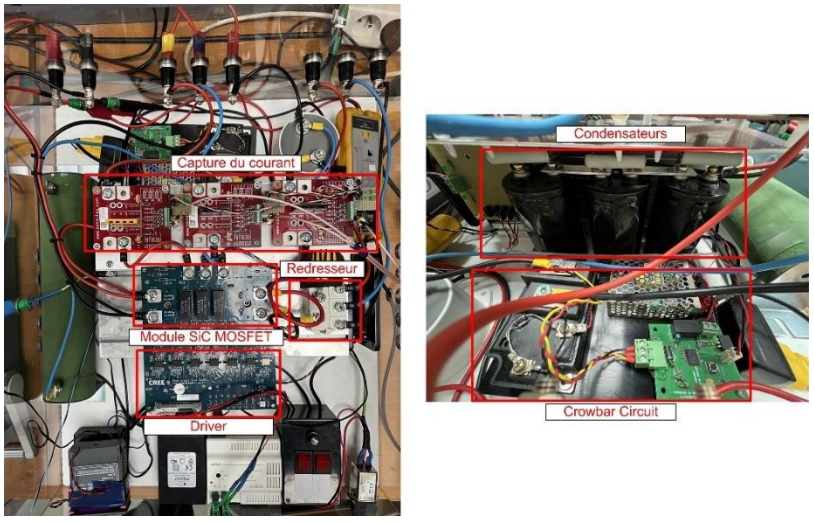



*Figure 3-4 : Réalisation de l'onduleur SiC MOSFET*

## II.3 Description du banc d'essai expérimental

Pour vérifier les performances de chaque onduleur, nous avons réalisé un banc d'essais dont une photographie est donnée sur la Figure 2-8. Le banc d'essai peut fonctionner à plus de 20 kVA, mais en raison des limitations de la charge et de l'alimentation de puissance disponible, les mesures seront limitées à une puissance de 5kW.

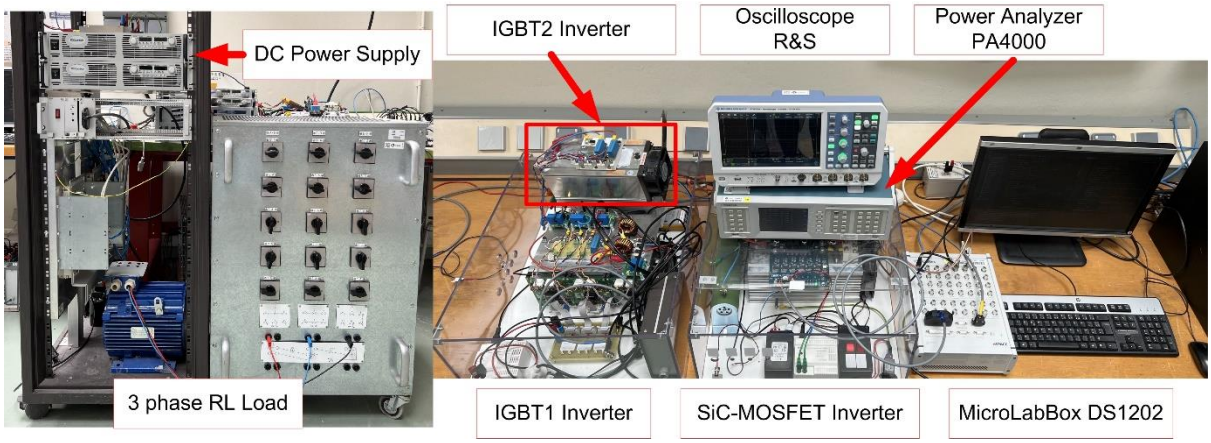



*Figure 3-5 : Photographie du banc d'essai des onduleurs.*

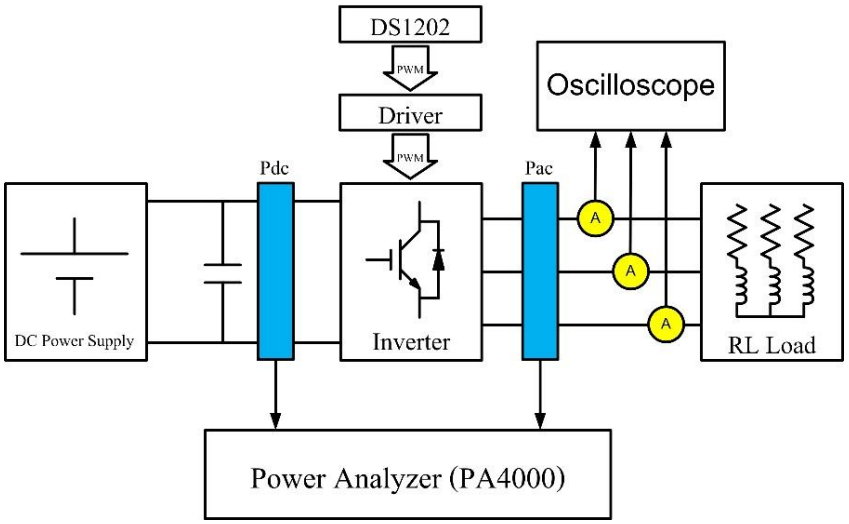



*Figure 3-6 : Schéma synoptique du banc d'essai.*

La Figure 3-6 montre le schéma fonctionnel du banc d'essai. L'entrée de l'onduleur triphasé est connectée à une alimentation de puissance de type TDK Lambda 600VDC 6000W. La sortie de l'onduleur est connectée à une charge RL triphasée composée de 3 résistances variables 0-50 ohm (4500W) et de 3 selfs de 3 mH. Les selfs ont été réalisées à partir des enroulements statoriques d'un moteur asynchrone dont le rotor a été supprimé. Pour pouvoir définir la loi de commande MLI de l'onduleur, nous utilisons une carte de chez DSPACE (MicroLabBox : DS1202) qui fonctionne à partir d'une programmation en langage C. Cela nous permet de faire varier la fréquence de la MLI (entre 10 kHz et 100 kHz) et de régler la fréquence et l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Un analyseur de puissance Tektronix

PA4000 est utilisé pour mesurer la puissance à l'entrée (coté DC) et la puissance à la sortie de l'onduleur (coté triphasé) pour en déduire le rendement de chaque onduleur. Cet appareil permet de faire des mesures de puissance précises pour les signaux de type PWM. Le PA4000 permet également de mesurer le Taux de Distorsion Harmonique du courant de sortie ($TDH_i$) et le Taux de Distorsion Harmonique de la tension aux bornes d'une phase ($TDH_v$). Cependant, il est limité à la mesure des 100 premiers harmoniques. La mesure de la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie nous permettra de déterminer la chute de tension par rapport à la référence imposée par la commande et de la comparer à l'étude théorique menée dans le chapitre II.

Pour compléter les mesures effectuées à l'aide de l'analyseur de puissance PA4000, nous utiliserons un oscilloscope de marque Rohde & Schwarz (R&S) pour la mesure du courant et de la tension en sortie de l'onduleur. L'oscilloscope permet de considérer un nombre d'harmoniques plus important car il présente une bande passante de 100 MHz. Les mesures de ces signaux seront ensuite analysées en utilisant les commandes FFT du programme Matlab. Pour étudier les performances de chaque onduleur (IGBT1, IGBT2 et SiC MOSFET), il suffit de les remplacer sur le banc expérimental qui a été conçu pour pouvoir effectuer le changement assez facilement.

# III. Effets des capacités parasites

## III.1 Dispositif expérimental

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre II, les modèles des semiconducteurs de puissance font apparaitre des capacités parasites, en particulier la capacité de sortie située entre l'émetteur et le collecteur pour un IGBT et entre le drain et la source pour un SiC MOSFET. Elles intègrent également les capacités parasites de câblage. Nous avons vu au niveau de l'étude théorique que la présence de ces capacités parasites influence la commutation des composants et a un effet sur la tension de sortie pendant les commutations.

Pour confirmer les formes d'onde de l'étude théorique et déterminer la valeur des capacités parasites de chaque onduleur (IGBT et SiC), nous effectuons les mesures des commutations sur un bras de pont. Cela nous permettra de voir également si les temps morts que l'on impose sont bien égaux aux temps morts mesurés. La Figure 3-7 montre le schéma de principe de la mesure où nous avons fait apparaître les capacités parasites $C_1$ et $C_4$. La tension instantanée aux bornes du dispositif semi-conducteur $S_{aL}$ (comportant l'interrupteur $S_4$ et la diode $D_4$) notée $V_{aY}$ et le courant instantané de sortie $I_a$ doivent être mesurés. Nous mesurons également là l'oscilloscope les signaux de commande $V_{GH}$ et $V_{GL}$ des deux interrupteurs de puissance. Le courant entrant dans la charge est défini comme positif. Une sonde de tension de type TESTEC-9001 (BP de 30MHz) et une sonde de courant Chauvin Arnoux E3N (BP de 100 kHz) sont utilisées pour mesurer l'évolution transitoire de la tension et du courant pendant la mise en conduction ou le blocage du dispositif semi-conducteur.

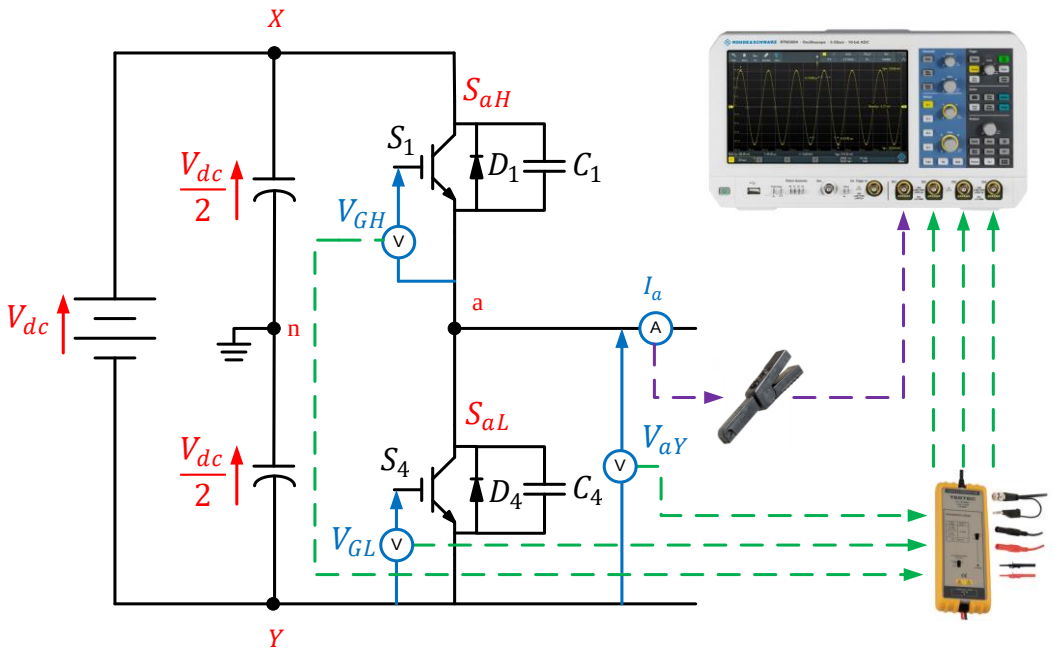
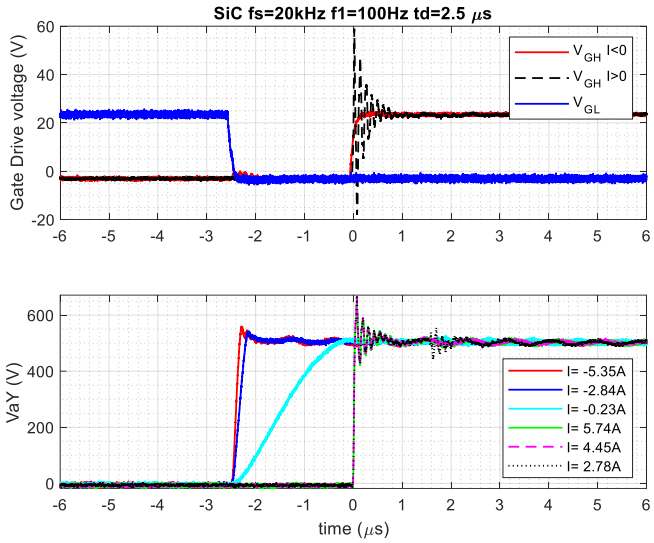



*Figure 3-7 : Schéma pour la mesure des temps morts et des capacités parasites.*

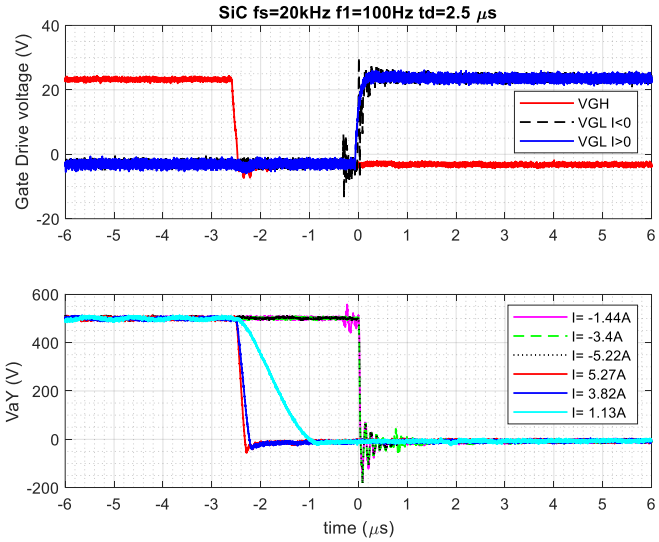
Pour ces essais, la tension du bus continu est fixée à $V_{dc}$ = 500V, la fréquence MLI a été réglée à $f_s$ = 20 kHz et celle du fondamental de la tension de sortie à $f_1$ = 100 Hz. Pour étudier l'impact de l'amplitude du courant $I_a(t)$ au moment de la commutation, nous pouvons faire varier la charge. Nous avons vu dans le chapitre II que l'amplitude du courant au moment de la commutation avec un effet important sur le temps de charge ou de décharge des capacités parasites. Nous avons effectué les mesures pour chaque onduleur (SiC-MOSFET, IGBT1, IGBT2) et pour deux valeurs de temps morts réglés à 1,5 µs et 2,5 µs.

## III.2 Analyse des commutations pour l'onduleur SiC-MOSFET

La Figure 3-8 montre les mesures obtenues pour l'onduleur SiC-MOSFET avec un temps mort ($t_d$) réglé à 2.5 µs lors de la mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$ (Figure 3-8 (a)) ou lors de la mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$ (Figure 3-8 (b)). Les relevés ont été effectués pour différentes valeurs du courant au moment de la commutation (courant positif ou négatif).




*(a) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$*




*(b) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$*

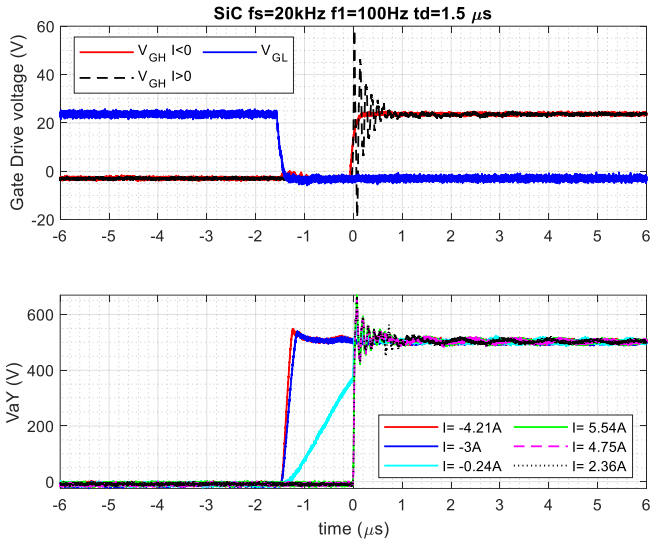
*Figure 3-8 : Onduleur SiC-MOSFET, mesure de la tension aux bornes d'un interrupteur ($V_{aY}$) pendant le temps mort pour différents niveaux de courant et pour $t_d$ =2,5* µs

Nous pouvons tout d'abord observer sur la Figure 3-8 que le temps mort mesuré correspondant au décalage temporel entre la mise à 0 du signal de commande $V_{GL}$ et la mise à 1 du signal $V_{GH}$ (ou inversement) est bien égal à 2,5 µs. La Figure 3-8 (a) montre la mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$ et le blocage de l'interrupteur $S_{aL}$. Le signal de commande de grille $V_{GL}$ (bleu) passe du niveau 1 (environ 23V) au niveau 0 (environ -5V) alors que le signal de commande de l'interrupteur $S_{aH}$ (rouge/noir) passe d'un niveau 0 à un niveau 1 après le temps mort. On remarque que le rétablissement de la tension aux bornes de l'interrupteur $S_{aL}$, notée $V_{aY}$, dépend de la direction et de l'amplitude du courant au moment de la commutation.

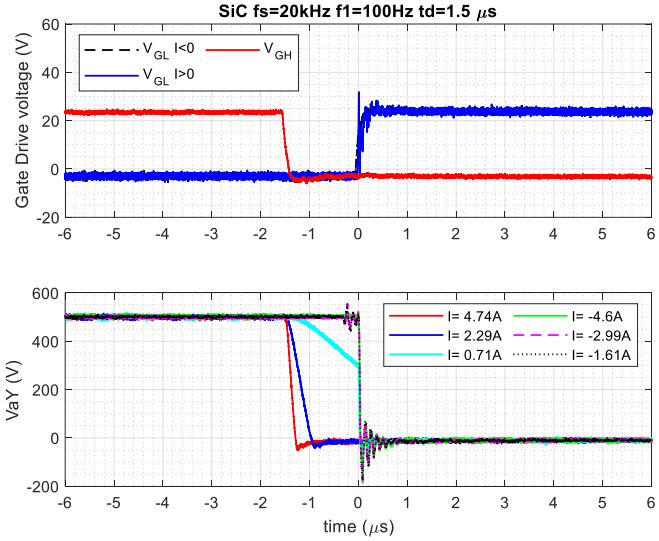
Lorsque le courant de sortie est négatif et d'amplitude importante (-5.35 A, courbe rouge), celui-ci va charger la capacité parasite $C_4$, ce qui fait augmenter rapidement la tension $V_{aY}$. Lorsque l'amplitude du courant au moment de la commutation est plus faible (-2.84 A, courbe bleue) et (-0.23 A, courbe cyan), la vitesse de charge de la capacité $C_4$ est moins rapide et le temps de monté de la tension $V_{aY}$ ralentit. Le choix de l'amplitude de -0.23A a été effectué pour que le temps de monté de la tension $V_{aY}$ correspond exactement à la durée du temps mort (cas particulier). A la fin du temps mort, le signal de commande de grille ($V_{GH}$) commande à l'interrupteur $S_1$ de fonctionner, mais lorsque le courant est négatif, celui-ci passera par la diode $D_1$ au lieu de $S_1$. On peut observer dans ce cas qu'il n'y a pas d'ondulation au niveau du signal de commande (courbe rouge, $V_{GH}: I < 0$). Lorsque le courant est positif au moment de la commutation (valeurs égales à 5.74 A, 4.45 A et 2.78 A), comme indiqué sur la Figure 3-8 (a), la tension $V_{aY}$ reste nulle jusqu'à ce que le signal de grille ($V_{GH}$) qui commande $S_1$ soit actif. La tension $V_{aY}$ passe alors de 0V à 500V après le temps mort même si les valeurs des courants sont différentes au moment de la commutation. Dans ce cas, le courant traverse l'interrupteur $S_1$, ce qui provoque une ondulation du signal de commande de grille (courbe noir $V_{GH}: I > 0$). Ces résultats sont conformes à l'étude théorique menée dans le chapitre II, en particulier aux courbes de la Figure II-15.

La Figure 3-8 (b) montre la mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$ et le blocage de l'interrupteur $S_{aH}$. Le comportement est similaire à celui de la Figure 3-8 (a). On remarque que la décharge du condensateur parasite dépend de la valeur du courant au moment de la commutation. La décharge est d'autant plus rapide que le courant est important au moment de la commutation. Pour les résultats obtenus sur la Figure 3-8, la charge ou la décharge du condensateur parasite est terminée avant la fin du temps mort.

Pour valider les études théoriques du chapitre II, nous avons diminuer la valeur du temps mort en passant de 2.5 µs à 1.5 µs de telles sorte à vérifier les discontinués sur la tension $V_{aY}$ si la charge (ou la décharge) de la capacité parasite n'est pas terminée avant la fin du temps mort. Les résultats sont donnés sur les Figure 3-9 (a) et (b). On remarque que pour les faibles valeurs de courant (courbes en couleur cyan), les temps de charge/décharge sont importants, de sorte que les capacités parasites ne peuvent pas être chargée ou déchargée avant la fin du temps mort, ce qui provoque une discontinuité sur la tension $V_{aY}$ au moment de la commutation. Cela confirme les analyses que nous avons menées dans le chapitre II, en particulier celles relatives aux courbes de la Figure 3-8.




*(a) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$*




*(b) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$*

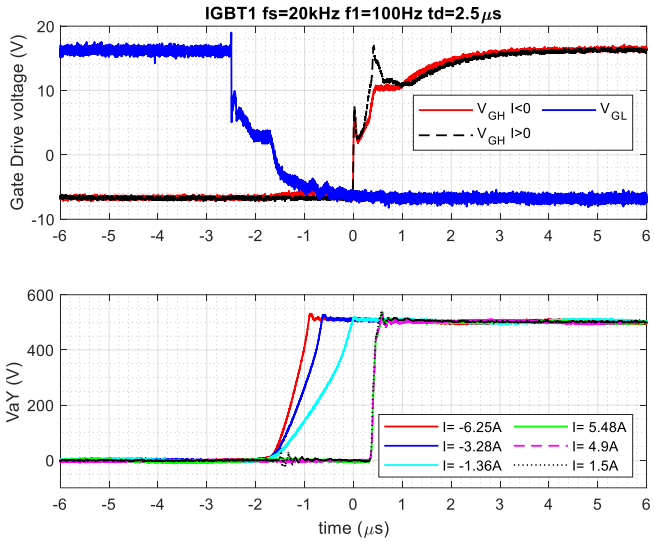
*Figure 3-9 : Onduleur SiC-MOSFET, mesure de la tension aux bornes d'un interrupteur ($V_{aY}$) pendant le temps mort pour différents niveaux de courant et pour $t_d$ =1,5 µs*

## III.3 Analyse des commutations pour les onduleurs à IGBT

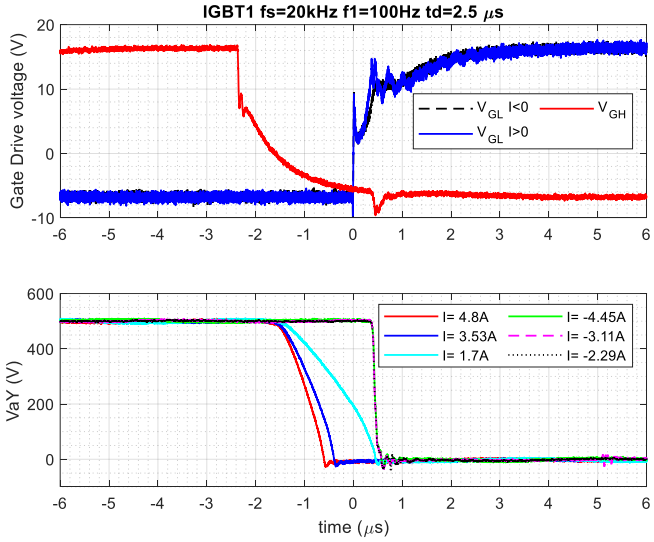
Nous avons effectué les mêmes mesures pour étudier les commutations de l'onduleur IGBT1 (modules IGBT classiques) et de l'onduleur IGBT2 (modules IGBT rapides), également pour deux valeurs différentes du temps mort (1,5µs et 2,5µs) et pour différentes valeurs de courant au moment des commutations. Les résultats sont donnés respectivement sur la Figure 3-10 et la Figure 3-11 pour l'onduleur IGBT1, et sur la Figure 3-12 et la Figure 3-13 pour l'onduleur IGBT2.

Lorsque l'on compare ces courbes avec celles obtenues pour l'onduleur SiC-MOSFET, on remarque immédiatement que les tensions de commande $V_{GH}$ et $V_{GL}$ sont beaucoup plus perturbées et que le passage au niveau 0 (environ -8V) ou au niveau 1 (environ 16V) ne se fait pas de manière instantanée comme c'est le cas pour les signaux de commande de l'onduleur SiC. Cela entraine un retard à la commutation qui est proche de la valeur du temps de blocage du composant $t_{off}$ indiquée dans le Tableau 3-2 (autour de 600 ns). Ce temps de blocage important pour les composants de type IGBT est une limite à la montée en fréquence des onduleurs constitué de ce type de modules de puissance. En effet, le temps mort ne pourra pas être inférieur à cette limite physique propre aux composants IGBT. Pour les relevés de la Figure 3-8 (composants SiC), le temps de blocage est environ dix fois plus faible, de l'ordre de grandeur indiqué par le fabricant (60ns), ce qui permet de travailler à des fréquences de commutation bien plus importantes et un réglage beaucoup plus bas du temps mort.

A la fin de la commutation (mise en conduction ou blocage), on constate globalement moins d'oscillations hautes fréquences sur la tension aux bornes d'un IGBT que sur un composant SiC.

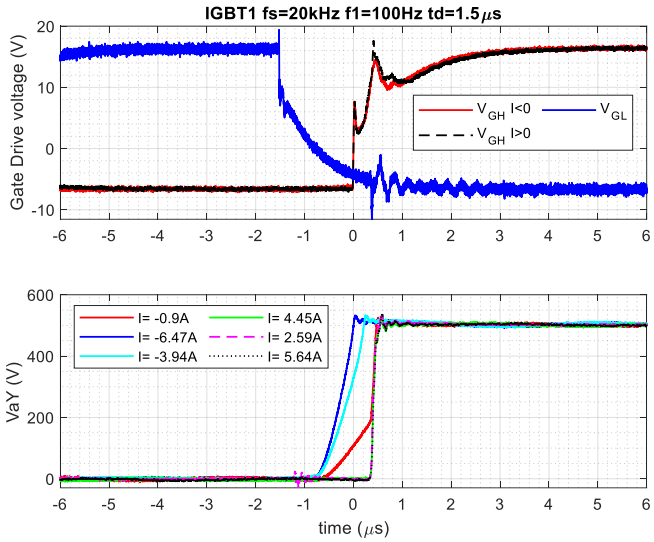



*(a) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$*

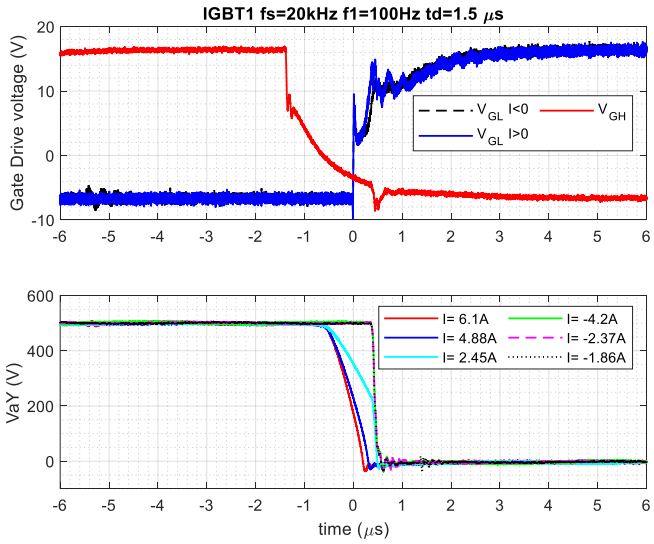



*(b) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$*

*Figure 3-10 : Onduleur IGBT1, mesure de la tension aux bornes d'un interrupteur ($V_{aY}$) pendant le temps mort pour différents niveaux de courant et pour $t_d$ =2,5 µs*

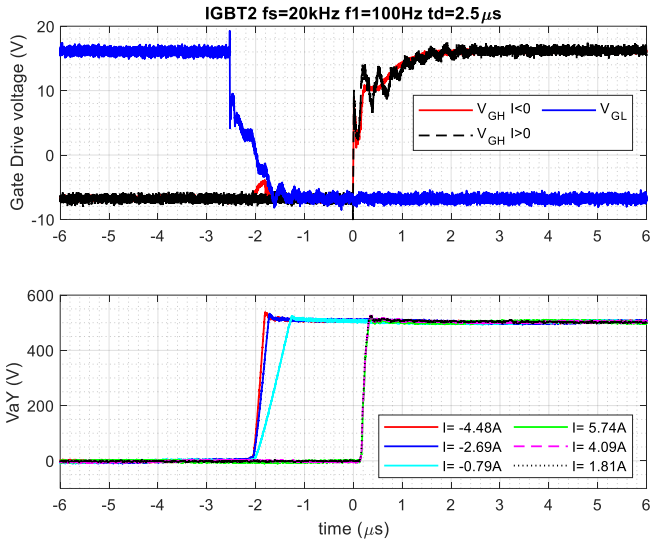



*(a) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$*

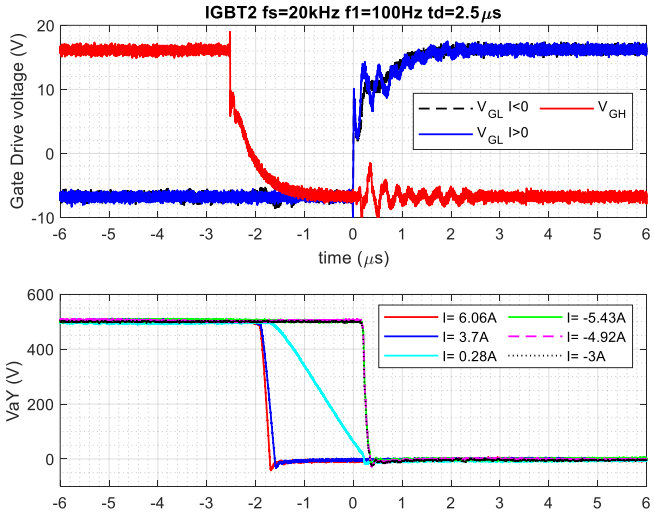



*(b) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$*

*Figure 3-11 : Onduleur IGBT1, mesure de la tension aux bornes d'un interrupteur ($V_{aY}$) pendant le temps mort pour différents niveaux de courant et pour $t_d$ =1,5 µs*

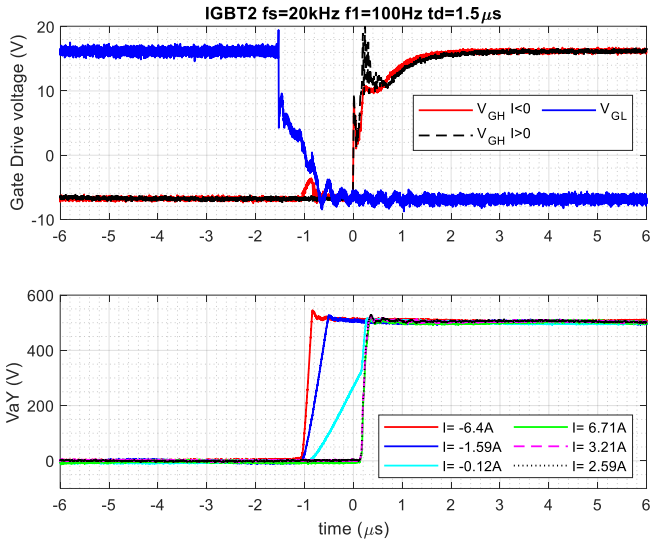



*(a) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$*

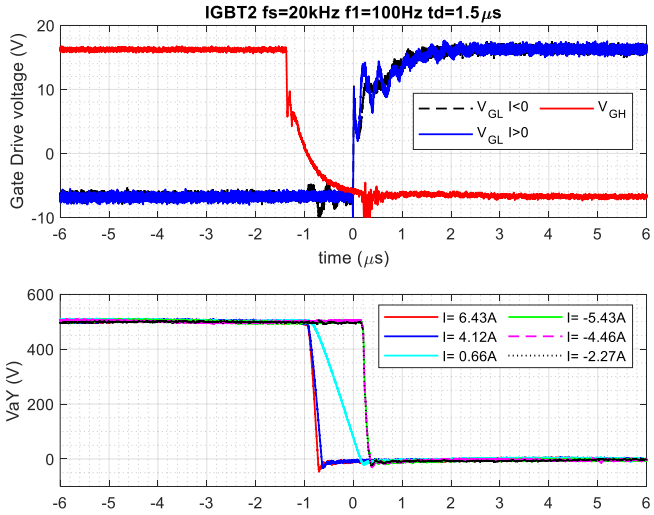



*(b) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$*

*Figure 3-12 : Onduleur IGBT2, mesure de la tension aux bornes d'un interrupteur ($V_{aY}$) pendant le temps mort pour différents niveaux de courant et pour $t_d$ =2,5 µs*




*(a) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aH}$*




*(b) Mise en conduction de l'interrupteur $S_{aL}$*

*Figure 3-13 : Onduleur IGBT2, mesure de la tension aux bornes d'un interrupteur ($V_{aY}$) pendant le temps mort pour différents niveaux de courant et pour $t_d$ =1,5 µs*

Une valeur importante pour le temps de blocage $t_{off}$ du composant entraînera une diminution du temps mort "réel", comme indiqué dans l'équation suivante :

$$t_d^{réel} = t_d + t_{on} - t_{off} \tag{3.5}$$

D'après les résultats théoriques obtenus au chapitre II, la réduction du temps mort réel entraînera une chute de tension plus faible dans les onduleurs à base d'IGBT que dans les onduleurs à base de SiC. Nous le confirmerons par les mesures dans la suite de ce chapitre.

L'ensemble de ces résultats expérimentaux, en particulier l'évolution de la tension aux bornes de l'interrupteur lors de la mise en conduction ou du blocage, montrent clairement que les effets des capacités parasites ne peuvent pas être négligés pour estimer correctement l'évolution de la tension aux bornes d'un interrupteur pendant la commutation et son influence sur la tension de sortie.

## III.4 Mesure de la valeur des capacités parasites

Les relevés précédents permettent de déterminer la valeur de la capacité parasite de chaque onduleur. En effet, nous avons vu dans l'étude théorique du chapitre II qu'il existe une relation entre la capacité parasite notée $C_{out}$ (on considère $C_{out} = C_1 = C_4$ de la Figure 3-7), la valeur du courant $|I_a|$ au moment de la commutation (supposé constant), le temps de décharge ($\Delta t$) de la capacité, et la variation de tension $\Delta V$ aux bornes du composant :

$$C_{out} = \frac{\Delta t . |I_a|}{2\Delta V} \tag{3.6}$$

Pour déterminer la valeur de $C_{out}$ de chaque onduleur, nous avons repris les courbes précédentes en agrandissant la zone d'intérêt. Les résultats sont donnés sur la Figure 3-14 (SiC-MOSFET), la Figure 3-15 (IGBT1) et la Figure 3-16 (IGBT2). Pour la détermination des capacités parasites, nous nous sommes basés sur les courbes en couleur cyan. Nous avons relevé le temps de décharge et la valeur de la variation de la tension aux bornes du composant. La valeur du courant au moment de la commutation est également indiquée sur chaque courbe.

On remarque que la variation de la tension est pratiquement linéaire pour l'onduleur SiC et l'onduleur IGBT2 (ce qui répond aux hypothèses du modèle) mais que cela est beaucoup moins vrai pour l'onduleur IGBT1 où la pente augmente lorsque la tension devient faible. Des études ont montré que la capacité parasite des composants ne peut pas en toute rigueur être considérée constante et qu'elle tend à augmenter lorsque la tension à ses bornes diminue. Cela peut expliquer l'allure de la courbe de la Figure 3-15. Pour rester sur un modèle simple, nous ne tiendrons pas compte de ce phénomène physique.

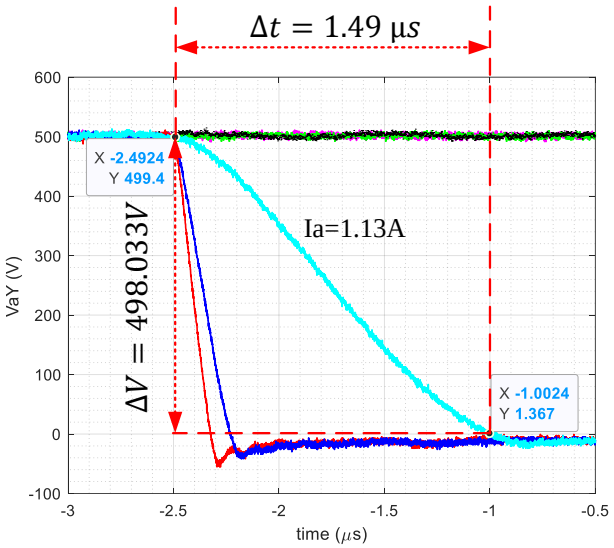



*Figure 3-14 : Zoom de la Figure 3-8 (b), SiC MOSFET*

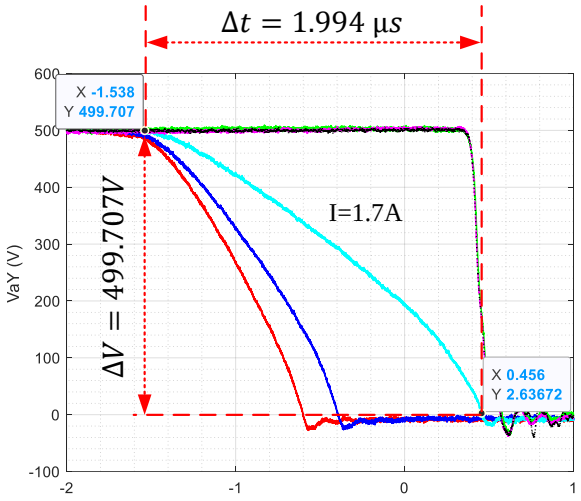



*Figure 3-15 : Zoom de la Figure 3-10 (b), IGBT1*

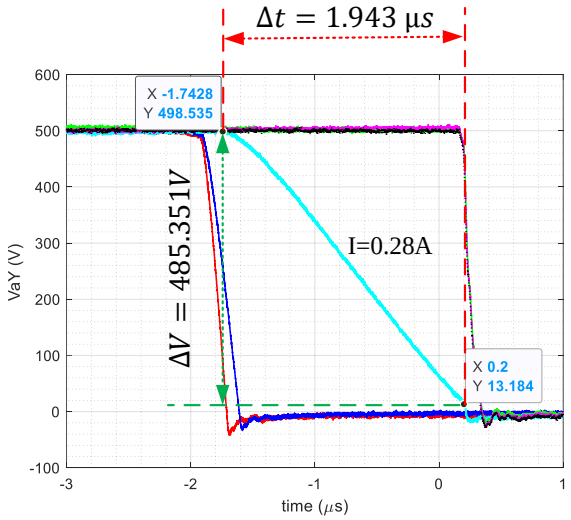



*Figure 3-16 : Zoom de la Figure 3-12 (b), IGBT2*

A partir des relevés expérimentaux et de la relation (3.6), il est possible de calculer la capacité parasite pour chaque onduleur. Les valeurs obtenues sont indiquées dans le Tableau 3-4. On remarque que c'est l'onduleur IGBT1 qui présente la plus grande capacité parasite, suivi de l'onduleur SiC MOSFET, et enfin l'onduleur IGBT2 constitué d'IGBT "rapide". Ces valeurs seront utilisées dans la partie suivante au niveau des modèles pour calculer la chute de tension à la sortie de l'onduleur.

***Tableau 3-4.*** *Calcul des capacités parasites*

| Paramètre | IGBT1 | IGBT2 | SiC MOSFET |
|---|---|---|---|
| $\Delta t(\mu s)$ | 1,99 | 1,94 | 1,49 |
| $\Delta V\ (V)$ | 499,7 | 485,3 | 498 |
| $I_a\ (A)$ | 1,7 | 0,28 | 1,13 |
| $C_{out}(nF)$ | 3,39 | 0,56 | 1,69 |

# IV. Mesure de la chute de tension de sortie

## IV.1 Dispositif expérimental

Comme nous l'avons montré dans le chapitre II, les imperfections de l'onduleur vont avoir pour effet de diminuer la valeur du fondamental de la tension disponible à la sortie de l'onduleur. Ce phénomène est bien connu concernant les temps morts mais beaucoup moins en ce qui concerne l'effet des capacités parasites. Nous avons montré dans le chapitre II que la chute de tension pour le fondamental de la tension de sortie s'écrit :

$$V_{aN1}^{err} = \frac{4\Delta V}{\pi\sqrt{2}} \tag{3.7}$$

où le terme ΔV inclut l'ensemble des chutes de tension dues aux imperfections de l'onduleur donné par l'équation (2.13). On remarque que le terme relatif aux effets capacitifs est additif et aura donc un effet bénéfique sur la chute de tension. Il en est de même sur la valeur de $t_{off}$ discuté précédemment.

$$\begin{aligned}\Delta V = &-V_{dc}\left(\frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_S}\right) - V_{SW}.D - V_{FD}.(1-D) \\ &+ \frac{C_{out}}{T_s|i_a|}(V_{dc} - V_{sw} + V_{FD})^2\end{aligned} \tag{3.8}$$

avec : $t_d$ : le temps mort
$t_{on}$ : le temps d'allumage du composant
$t_{off}$ : temps de blocage du composant
$T_S$ : Période de la MLI
$V_{SW}$ : Chute de tension dans l'interrupteur pendant la conduction
$V_{FD}$ : Chute de tension dans la diode pendant la conduction
$D$ : Rapport cyclique
$C_{out}$ : Valeur de la capacité parasite

On retrouve dans cette expression le temps mort "réel" $t_d + t_{on} - t_{off}$ qui a été introduit dans l'équation (3.5). Comme la chute de tension ne peut pas être mesurée directement, nous l'avons déterminée en mesurant la tension de sortie de l'onduleur à l'aide de l'analyseur de puissance (PA4000) qui permet d'extraire la valeur efficace du fondamental notée $V_{a1Mes}$. Le circuit de mesure est illustré à la Figure 3-17. Les conditions expérimentales sont indiquées dans le Tableau 3-5. Pour les essais, nous fixons la tension du bus DC à 500V et le coefficient de modulation d'amplitude $m_a$ = 0,7. D'après l'équation (2.48), la valeur efficace de la tension de sortie de référence est donc fixée à $V_{aref}$ = 123,7V. Pour tous les essais, la valeur efficace du courant de sortie sera maintenue constante et égal à 2,9 A en faisant varier la charge résistive.

La chute de tension peut être déduite à partir de la mesure de la tension de sortie en utilisant l'équation (3.9) qui a été développé dans le chapitre II. Les résultats obtenus seront comparés avec ceux du modèle analytique donné par les équations (3.7) et (2.13). Pour étudier l'influence du temps mort $t_d$ sur la chute de tension à la sortie de l'onduleur, nous le faisons varier entre 0,5µs et 6µs. Nous effectuons les essais pour des fréquences MLI comprises entre 10 kHz et 100 kHz. La fréquence du fondamental est fixée à 400Hz comme indiqué dans le Tableau 3-5. Pour les onduleurs à base d'IGBT, nous limiterons la fréquence de découpage à 40 kHz à cause du temps de blocage des composants. Pour conserver un fonctionnement correct de l'onduleur, le temps mort ne dépassera pas 15% de la période MLI, soit 1,5µs pour une fréquence de 100kHz. Au-delà de ce ratio, la chute de tension devient excessive.

Pour chaque onduleur (SiC MOSFET, IGBT1 et IGBT2), nous focaliserons notre étude sur 3 temps morts particuliers fixés à 0,5µs, 1µs et 1,5µs pour lesquels nous analyserons les effets des capacités parasites.

$$V_{aN1}^{err} = \frac{-2V_{a1Mes}\cos\varphi \pm \sqrt{(2V_{a1Mes}\cos\varphi)^2 + 4(V_{a_ref}^2 - V_{a1Mes}^2)}}{2} \tag{3.9}$$

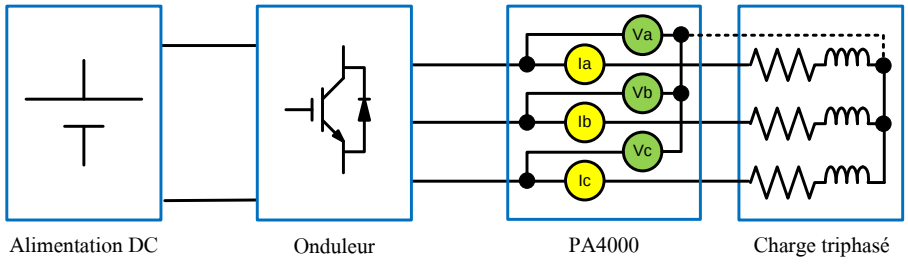



*Figure 3-17 : Schéma du montage pour la mesure des chutes de tension.*

***Tableau 3-5.*** *Conditions d'essai pour la mesure des chutes de tension*

| **Paramètres** | **Valeur** |
|---|---|
| Tension du bus DC ($V_{dc}$) | 500 V |
| Indice de modulation ($m_a$) | 0,7 |
| Courant de sortie ($I_o$) | 2,9 $A_{rms}$ |

| | |
|---|---|
| Fréquence MLI ($f_s$) | 10-100 kHz |
| Fréquence fondamentale ($f_1$) | 400 Hz |
| Temps mort ($t_d$) | 0,5 - 6 µs |
| R | 10-50 Ω |
| L | 3 mH |
| facteur de puissance ($\cos\varphi$) | 0,97 |

## IV.2 Chute de tension pour l'onduleur SiC MOSFET

Nous avons commencé les essais par l'onduleur SiC-MOSFET. Les résultats des mesures du fondamental de la tension de sortie aux bornes d'une phases en fonction de la valeur du temps morts sont donnés sur la Figure 3-18. Nous avons réalisé les essais pour 10 valeurs différentes de la fréquence MLI. La courbe verte est une courbe théorique obtenue à partir de l'équation (2.48) qui considère l'onduleur parfait. A partir des valeurs des paramètres du Tableau 3-5, on obtient une tension constante de 123,7V qui correspond à notre référence.

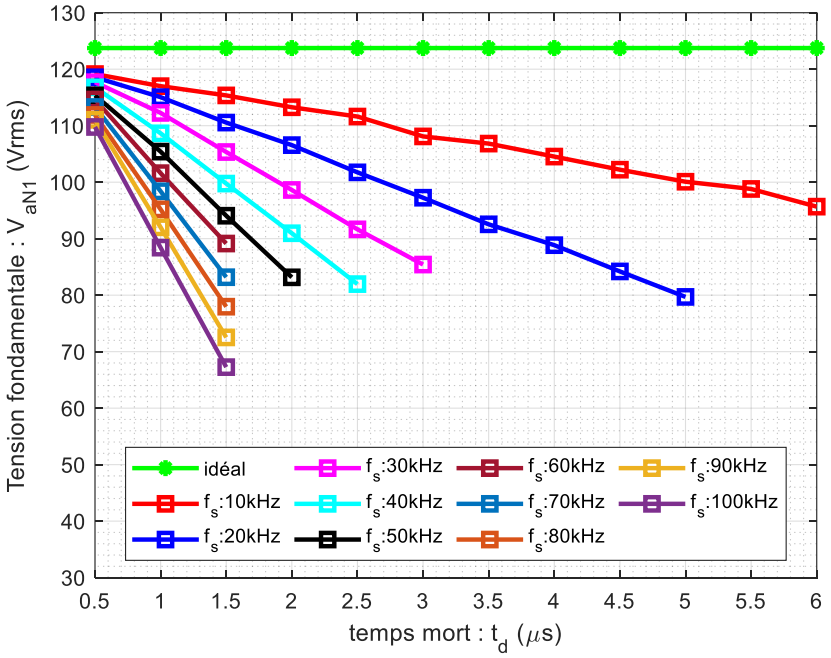



*Figure 3-18 : Mesure de la tension de sortie de l'onduleur SiC MOSFET en fonction du temps mort pour différentes fréquences MLI*

Les résultats de la Figure 3-18 montrent clairement que la tension disponible à la sortie de l'onduleur diminue lorsque le temps mort augmente. Ce phénomène est d'autant plus marqué que la fréquence MLI est importante. Pour un temps mort de 1,5µs, la tension de sortie vaut environ 115V à 10 kHz alors qu'elle ne vaut plus que 67V à 100 kHz. On remarque une variation pratiquement linéaire de la tension de sortie quelque soit la valeur de la fréquence MLI. Si dans un premier temps on reprend les équations (3.7) et (3.8) du modèle en négligeant

les imperfections des composants ($t_o$, $t_{off}$, $C_{out}$, $V_{sw}$ et $V_{FD}$), la tension de sortie peut alors s'écrire simplement de la façon suivante :

$$V_{aN1} = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} m_a - \frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}} \frac{t_d}{T_S} \tag{3.10}$$

Cette expression simplifiée permet d'expliquer la variation linéaire de la tension de sortie en fonction de la valeur du temps mort $t_d$ en considérant une période MLI $T_s$ fixée. Elle permet de mettre en évidence rapidement l'influence du rapport $\frac{t_d}{T_s}$ sur la chute de tension. L'équation (3.10) donne une chute de tension par excès car elle ne tient pas compte de l'effet positif apporté par les capacités parasites.

Pour étudier l'impact des capacités parasites sur la valeur de la chute de tension et évaluer la précision de notre modèle, nous avons tracé sur la Figure 3-19 l'évolution de la chute de tension en fonction de la fréquence MLI pour trois valeurs différentes du temps mort. Les courbes théoriques (équations 3.7 et 3.8) ont été tracées avec ou sans les effets des capacités parasites. Elles sont comparées aux résultats de mesure obtenus à l'aide du PA4000.

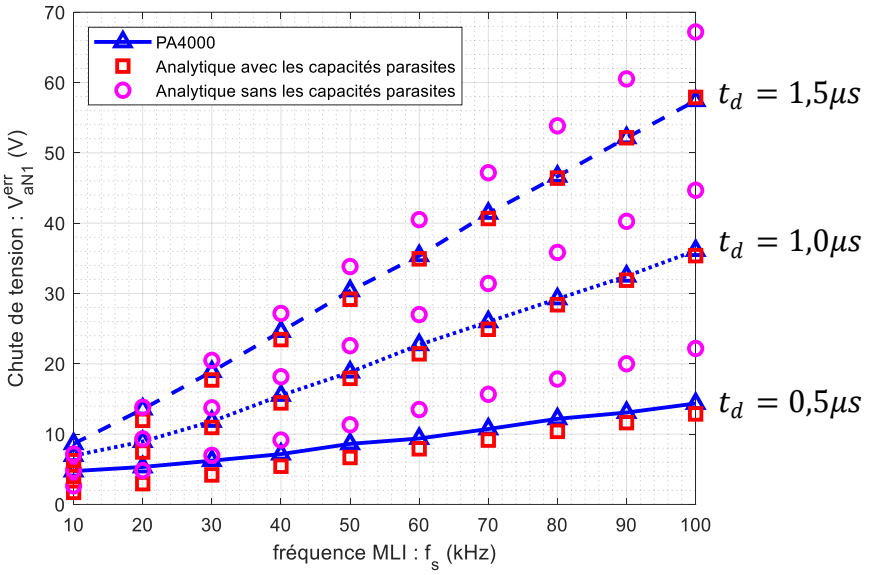



*Figure 3-19 : Chute de tension $V_{aN1}^{err}$ de l'onduleur SiC en fonction de la fréquence MLI pour 3 valeurs différentes du temps mort.*

On voit clairement sur ces courbes que la chute de tension est surestimée si on néglige les capacités parasites dans la modélisation. On note une surestimation moyenne d'environ 15%. La prise en compte des capacités parasites dans la modélisation des imperfections de l'onduleur permet d'estimer très précisément la chute de tension lorsqu'on compare les résultats du modèle avec la mesure. On peut en conclure en toute rigueur que ce phénomène physique ne peut être négligée si on veut prédire correctement la valeur de la tension de sortie.

## IV.3 Chute de tension pour les onduleurs IGBT1 et IGBT2

Nous avons effectué les mêmes essais pour les onduleurs IGBT1 et IGBT2. Les résultats des mesures sont donnés respectivement sur la Figure 3-20 et sur la Figure 3-21. La fréquence MLI a été limitée à 40 kHz pour les raisons indiquées précédemment.

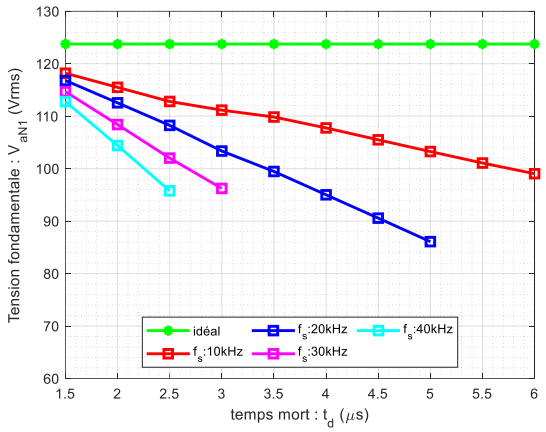



*Figure 3-20 : Mesure de la tension de sortie de l'onduleur IGBT1 en fonction du temps mort pour différentes fréquences MLI*

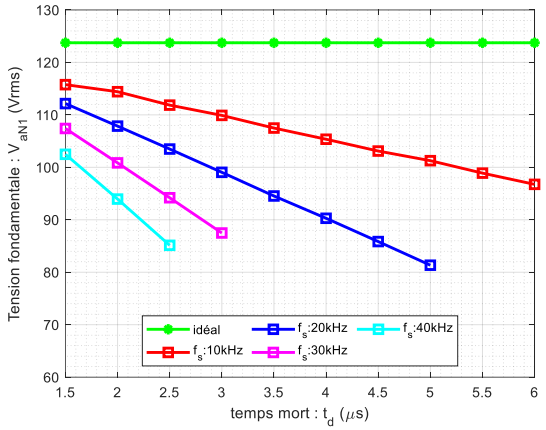



*Figure 3-21 : Mesure de la tension de sortie de l'onduleur IGBT2 en fonction du temps mort pour différentes fréquences MLI*

Comme pour l'onduleur SiC-MOSFET, on note sur les Figure 3-18 et III-21 une diminution linéaire de la tension de sortie pour les onduleurs à base d'IGBT. La chute de tension pour l'onduleur IGBT2 est plus importante que celle obtenue avec l'onduleur IGBT1 mais elle reste globalement moins importante que celle de l'onduleur SiC-MOSFET. C'est donc l'onduleur IGBT1 qui présente la chute de tension la plus faible pour les mêmes conditions de fonctionnement. La chute de tension de l'onduleur IGBT1 est inférieure à celle des autres car il a une plus grande capacité parasite et un plus grand $t_{off}$ et ces deux variables ont pour effet de limiter la chute de tension, comme indiqué dans l'équation (2.13).

Pour étudier la précision de nos modèles, nous avons comparé les résultats de mesure aux modèles théoriques avec et sans les capacités parasites pour 3 valeurs différentes du temps

morts. Les résultats sont donnés sur la Figure 3-22 pour l'onduleur IGBT1 et sur la Figure 3-23 pour l'onduleur IGBT2.

Pour l'onduleur IGBT2 où la capacité parasite est la plus faible (voir Tableau 3-4), sa prise en compte dans le modèle améliore légèrement la prédiction. Le modèle sans la capacité parasite permet déjà de prévoir la chute de tension avec une très bonne précision.

Pour l'onduleur IGBT1 où la capacité parasite est la plus importante, sa prise en compte dans le modèle permet de réduire nettement l'erreur de prédiction. Cependant, l'erreur entre la mesure et le modèle reste importante dans ce cas. On a vu que pour l'onduleur IGBT1 (Figure 3-15), la mesure de la capacité parasite pouvait être entachée d'erreur car le modèle pour la déterminée n'était pas vérifié par la mesure (variation non linéaire de la tension à ses bornes pendant la commutation). Cela peut expliquer le manque de précision pour cet onduleur.

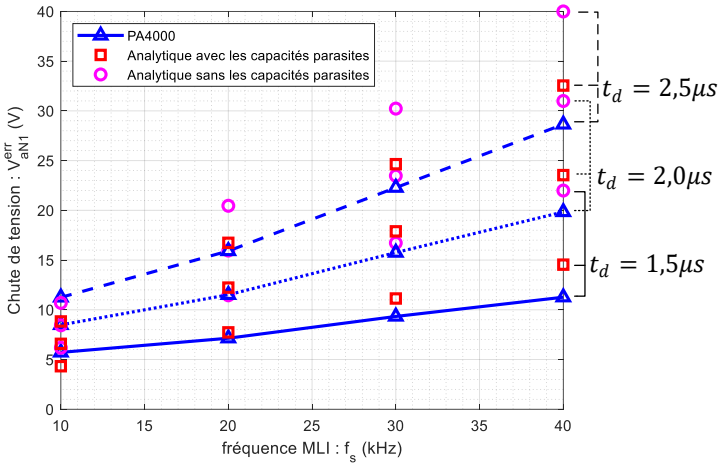



*Figure 3-22 : Chute de tension $V_{aN1}^{err}$ de l'onduleur IGBT1 en fonction de la fréquence MLI pour 3 valeurs différentes du temps mort.*

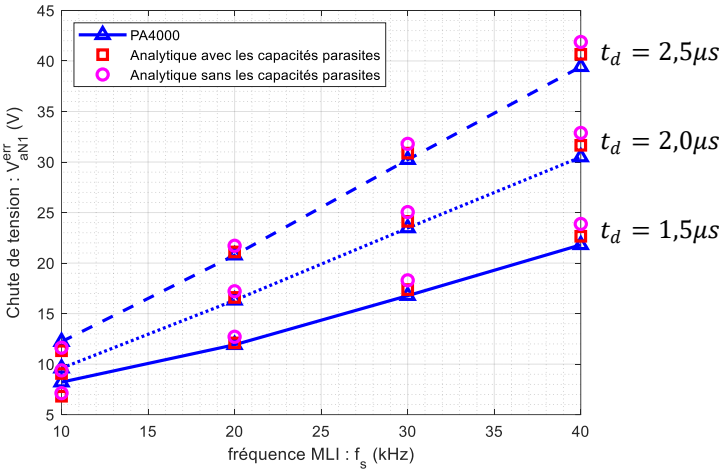



*Figure 3-23 : Chute de tension $V_{aN1}^{err}$ de l'onduleur IGBT2 en fonction de la fréquence MLI pour 3 valeurs différentes du temps mort.*

## IV.4 Comparaison des performances des 3 onduleurs

La Figure 3-24 compare la chute de tension pour les 3 types d'onduleur en fonction de la fréquence MLI et pour 4 valeurs du temps mort. Dans tous les cas, c'est l'onduleur SiC-MOSFET qui présente la plus grande chute de tension suivi de l'onduleur IGBT2 puis de l'onduleur IGBT1.

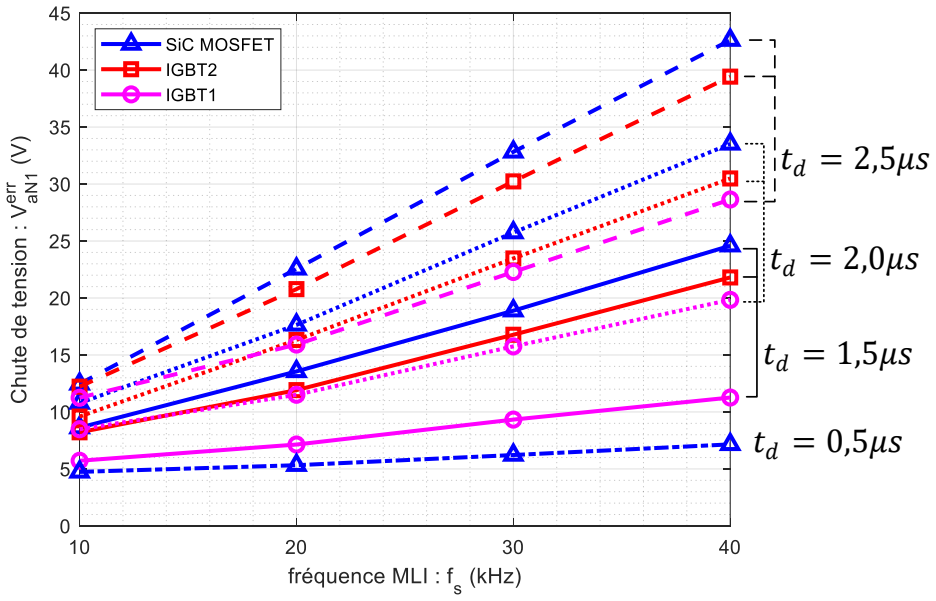



*Figure 3-24 : Comparaison de la chute de tension pour les 3 types d'onduleur*

Finalement, les imperfections des composants ($C_{out}$ et $t_{off}$ importants) sont bénéfiques sur la valeur de la tension de sortie. Néanmoins, les résultats de la Figure 3-18 montrent qu'il est possible de diminuer très nettement la chute de tension de l'onduleur SiC-MOSFET en fixant le temps mort à 0,5µs, ce qui n'est pas possible avec les onduleurs IGBT1 et IGBT2 à cause du temps de blocage $t_{off}$ important pour ces deux composants (de l'ordre de 600ns). Dans ce cas, la chute de tension reste limitée à quelques volts et elle augmente très lentement avec la fréquence MLI.

En conclusion, la montée en fréquence MLI pour assurer l'alimentation des moteurs électriques à haute vitesse nécessite une valeur de temps mort très faible pour éviter une chute de tension importante. Comme l'indique l'équation (3.10), c'est finalement le produit temps mort × fréquence MLI qui doit être minimisé. Comme on est limité à environ 1µs de temps morts pour les onduleurs à IGBT à cause de leurs temps de blocage, la fréquence MLI devra donc être limitée en conséquence, ce qui limitera l'utilisation de ces composants pour les entrainements à hautes fréquences. Il est possible d'augmenter la tension du bus continu pour compenser cette chute de tension mais elle est souvent limitée par d'autres contraintes. Il existe également des stratégies de commande permettant de compenser les effets des temps morts mais cela sort du cadre de cette thèse.

# V. Mesure du Taux de Distorsion Harmonique

Comme nous l'avons vu au chapitre II, les imperfections des composants de puissance et les temps morts ont une influence sur le Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie ($TDH_v$). Cela se répercute également sur le contenu harmonique du courant de phase ($TDH_i$). Nous allons étudier dans cette partie l'impact de la montée en fréquence sur le contenu harmonique de la tension. Nous regarderons également l'influence du temps mort sur le spectre. Les conditions des essais sont les mêmes que celles pour les essais de mesure de la chute de tension. Ces conditions sont indiquées dans le Tableau 3-5. Pour effectuer l'analyse harmonique de la tension ou du courant, nous utiliserons d'une part l'analyseur de puissance (PA4000) et nous effectuerons d'autre part les relevés à l'oscilloscope des signaux suivi d'une analyse FFT à l'aide du logiciel Matlab. Le schéma du montage avec les appareils de mesure est donné sur la Figure 3-25.

Pour illustrer les mesures effectuées, la Figure 3-26 montre les relevés temporels de la tension $V_{aN}(t)$ aux bornes d'une phase et du courant $I_a(t)$ ainsi que leur décomposition spectrale obtenue sur Matlab. Cet exemple correspond à un point de fonctionnement particulier avec une fréquence fondamentale réglée à $f_1$ = 400Hz et une fréquence MLI réglée à $f_s$ = 20kHz ce qui correspond à un indice de modulation de fréquence $m_f$ = 50. On voit sur le spectre que les harmoniques de tension et de courant sont regroupées en familles centrées sur des multiples de $m_f$. Le spectre du courant fait apparaitre plus nettement les harmoniques basses fréquences (rangs 5 et 7) dus à la présence des temps morts (voir section IV.2.b du chapitre II) dont l'amplitude est plus importante que celles des harmoniques hautes fréquences par effet de filtrage du circuit R-L. Nous reviendrons sur ce point dans la suite.

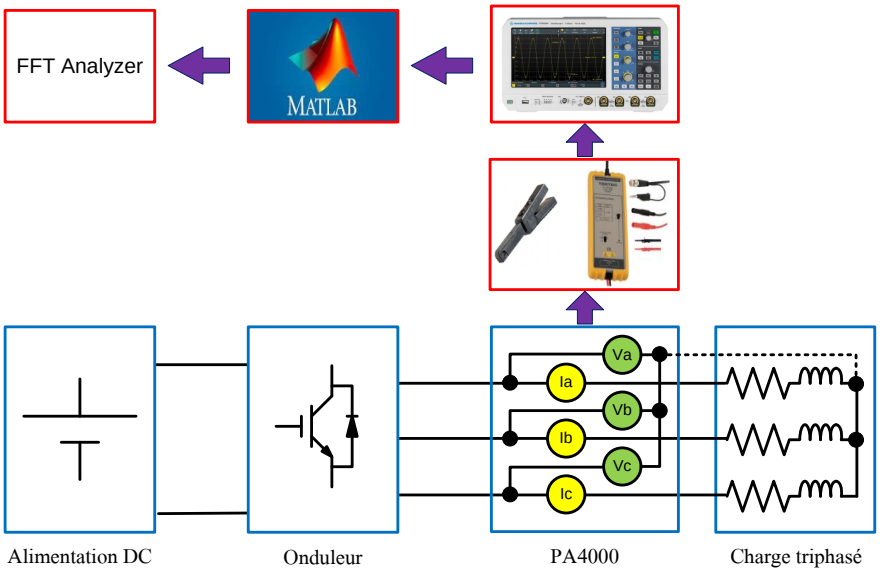



*Figure 3-25 : Schéma du montage utilisé pour la mesure des $TDH_v$ et $TDH_i$*

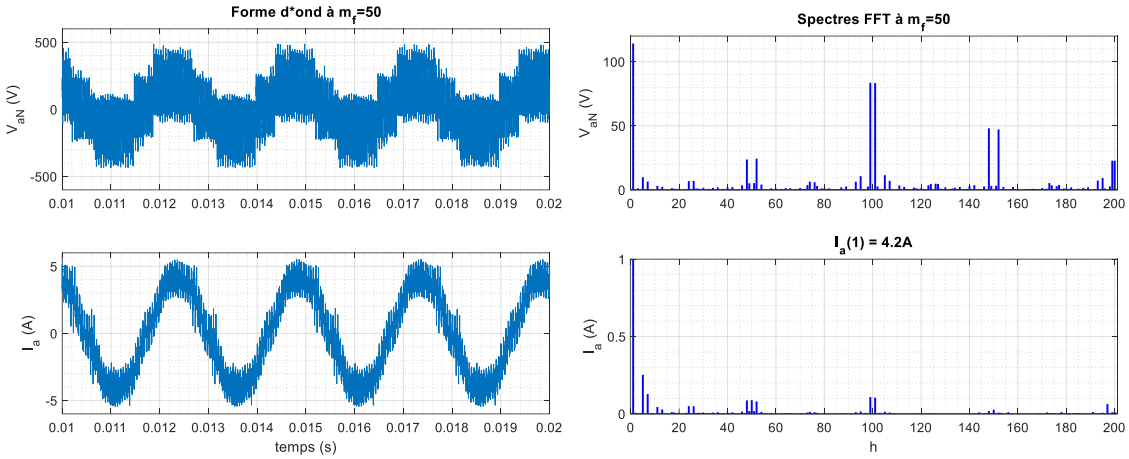



*Figure 3-26 : Tension et courant à la sortie de l'onduleur triphasé*

## V.1 Mise en évidence des limites de l'analyseur de puissance

L'analyseur de puissance PA4000 mesure le TDH (tension ou courant) en considérant uniquement les 100 premiers harmoniques par rapport au fondamental. Cette limitation est liée aux normes relatives à la qualité de l'énergie électrique sur les réseaux électriques pour lesquels les 40 premiers harmoniques (par rapport au 50Hz du réseau) sont requis pour la mesure du TDH. Nous utilisons le PA4000 pour faire de l'analyse harmonique derrière un onduleur MLI fonctionnant à haute fréquence. Comme nous l'avons indiqué sur la Figure 3-26, il existe sur le spectre de la tension des harmoniques situés bien au-delà de l'harmonique 100 et dont les amplitudes ne sont pas négligeables par rapport au fondamental. Cela est directement lié à la valeur de l'indice de modulation de fréquence $m_f$. Ces harmoniques ne sont pas pris en compte par le PA4000 pour la mesure du TDH.

Pour mettre en évidence les limites du PA4000 pour la mesure du TDH de la tension, nous avons comparé les résultats de mesure avec ceux issus du calcul de la FFT du signal obtenu à l'aide d'un oscilloscope qui permet de prendre en compte l'ensemble des harmoniques grâce à sa bande passante élevée. Pour les mesures réalisées à l'oscilloscope, nous avons considéré les harmoniques jusqu'au rang $4\times m_f$. Pour mettre en évidence l'effet de l'indice de modulation de fréquence, nous avons augmenté expérimentalement la valeur $m_f$ de 25 à 100. Les valeurs de $m_f$ sélectionnées sont indiquées dans le Tableau 3-6. Pour ces essais, la fréquence du fondamentale est toujours fixée à 400Hz.

***Tableau 3-6.*** *Conditions d'essais pour vérifier les capacités de l'analyseur de puissance*

| $m_f$ | $f_1$ (Hz) | $f_s$ (kHz) |
|---|---|---|
| 25 | 400 | 10 |
| 50 | 400 | 20 |
| 75 | 400 | 30 |
| 100 | 400 | 40 |

Les résultats expérimentaux obtenus avec les deux méthodes de mesure sont présentés dans la Figure 3-27. Nous avons également fait apparaitre sur ces figures les résultats obtenus

à l'aide du modèle analytique du calcul du $TDH_V$ présenté dans le chapitre II avec et sans la prise en compte des temps morts. Les résultats expérimentaux montrent que le $TDH_V$ obtenu à partir de l'analyseur de puissance est proche de celui obtenu par le calcul de la FFT du signal issu de l'oscilloscope si l'indice de modulation est égal à $m_f$ = 25. Dans ce cas, le PA4000 peut effectuer les mesures jusqu'à $4m_f$ en tenant compte de suffisamment d'harmoniques comme le montre la Figure 3-27 pour $m_f = 25$, ce qui est suffisant pour garantir la précision sur la mesure du $TDH_V$. Lorsque l'indice de modulation de fréquence augmente suivant les valeurs indiquées dans le Tableau 3-6, la Figure 3-27 et Figure 3-27 montrent clairement les limites du PA4000. Comme les harmoniques situés au-delà du rang 100 ne sont pas pris en compte dans le calcul du TDH, celui-ci est sous-estimé pour $m_f = 50, m_f = 75\ et\ m_f = 100$. Nous retiendrons donc dans la suite la mesure du TDH obtenu à partir du calcul de la FFT du signal de mesure issu de l'oscilloscope.

Les résultats de la Figure 3-27 montrent également l'influence des temps morts sur le TDH de la tension de sortie. On constate expérimentalement que le TDH augmente linéairement avec la valeur du temps mort. Le modèle analytique présenté dans le chapitre II qui permet de calculer le TDH de la tension de sortie en tenant compte des temps morts donne des résultats très précis (la courbe jaune correspond au modèle analytique sans la prise en compte des temps morts). Nous allons développer ce point dans la suite pour des mesures effectuées sur les 3 types d'onduleurs.

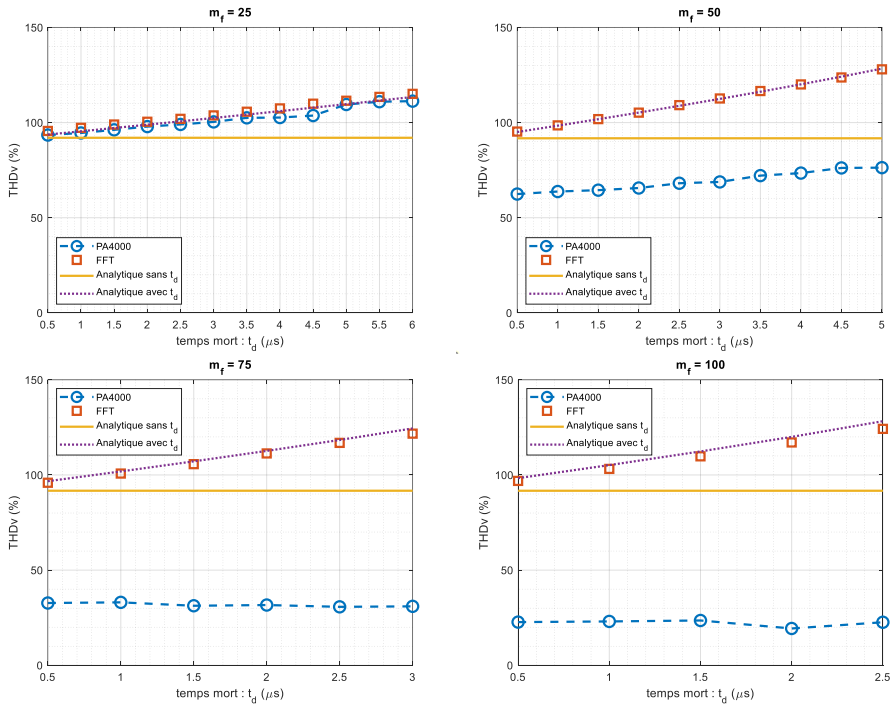



*Figure 3-27 : Comparaison de la mesure du $TDH_v$ obtenue à l'aide du PA4000 ou en effectuant la FFT du signal issu de l'oscilloscope*

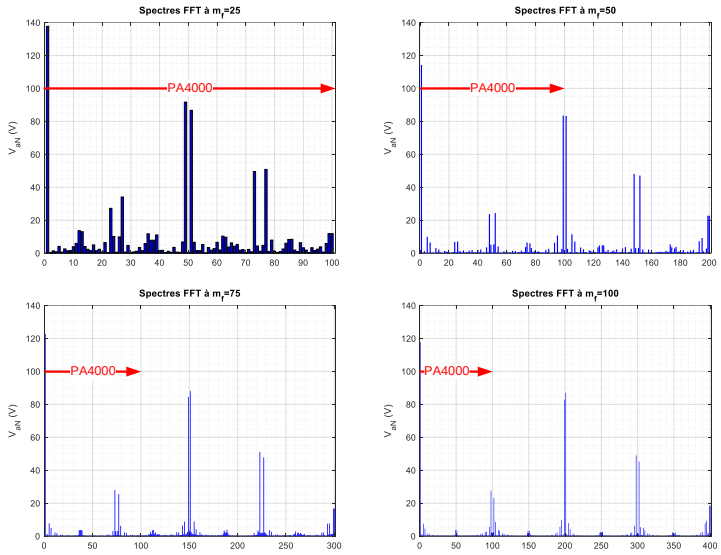



*Figure 3-28 : Spectres FFT de la tension de sortie de l'onduleur triphasé pour différentes valeurs de $m_f$, limitations du PA4000*

# V.2 Mesure du $TDH_v$ pour les 3 types d'onduleur

## V.2.1. Résultats pour l'onduleur SiC-MOSFET

La Figure 3-29 compare les spectres harmoniques de la tension de phase ($V_{aN}$) obtenus expérimentalement (FFT) et à l'aide du modèle analytique en considérant un temps mort $t_d$ = 1,5µs et pour 4 valeurs différentes de l'indice de modulation de fréquence $m_f$. Comme le montre la Figure 3-29, les résultats obtenus avec le modèle analytique correspondent exactement à l'expérience. On retrouve sur ces courbes les raies classiques situées autour des multiples de $m_f$. On peut observer que la valeur du fondamentale diminue avec l'augmentation de la fréquence MLI (augmentation de $m_f$) comme cela avait été montré sur la Figure 3-29. Par contre, on constate que les amplitudes des différents harmoniques restent pratiquement constantes quel que soit la valeur de $m_f$.

Comme la valeur du fondamental diminue avec $m_f$ et que l'amplitude des différents harmoniques reste pratiquement constante, le $THD_v$ va avoir tendance à augmenter avec la fréquence MLI pour une valeur donnée du temps mort. C'est ce que nous constatons sur les résultats de la mesure du $THD_v$ donnés sur la Figure 3-30. En effet, si nous comparons la valeur du $THD_v$ pour $t_d$ = 2µs, celui-ci passe de 100% pour $f_s$ = 10kHz à environ 117% pour $f_s$ = 40kHz.

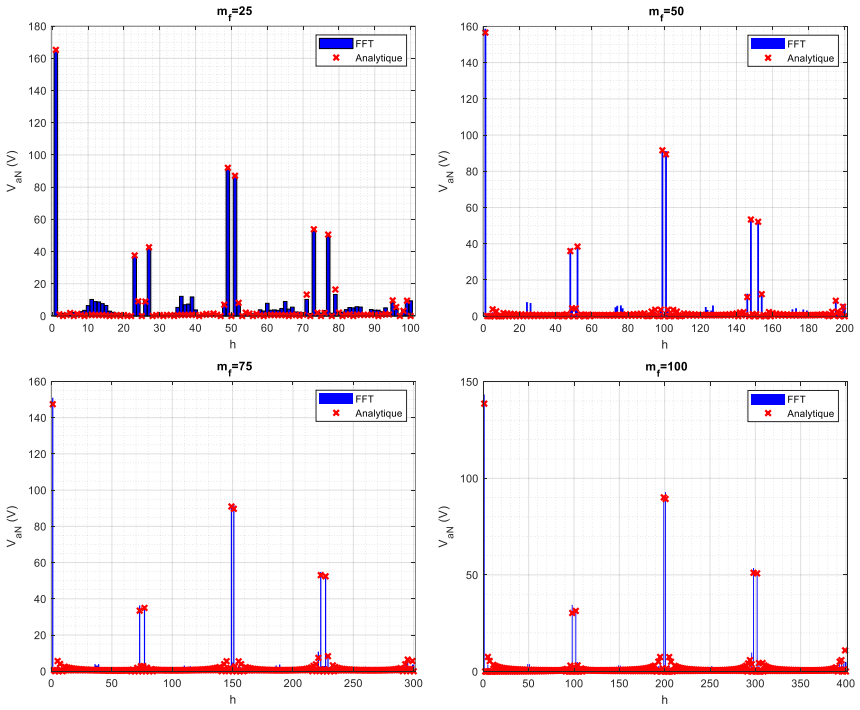



*Figure 3-29 : Spectre harmonique de la tension de phase ($V_{aN}$) avec $t_d$=1,5 $\mu$s et pour différentes valeurs de l'indice de modulation de fréquence $m_f$*

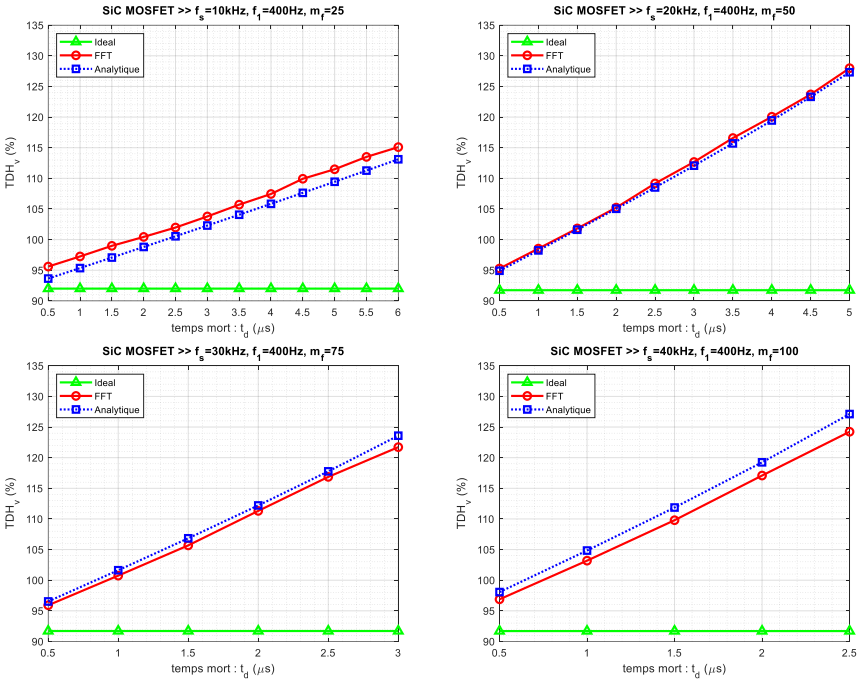



*Figure 3-30 : Evolution du $TDH_v$ de l'onduleur SiC MOSFET en fonction du temps morts et pour différentes valeurs de l'indice de modulation de fréquence $m_f$*

On constate expérimentalement que le $TDH_v$ augmente linéairement avec la valeur du temps mort pour toutes les valeurs de $m_f$. Le modèle analytique permet de prévoir cette tendance avec une bonne précision. La Figure 3-31 complète les résultats de la Figure 3-29 pour des fréquences MLI supérieures à 40kHz. On observe que pour les fréquences importantes

(de 50kHz à 90kHz), le modèle analytique surestime davantage le $TDH_v$. En effet, le modèle utilisé pour calculer le $TDH_v$ ne considère que les effets du temps mort, les capacités parasites sont négligées. Les résultats vont alors dans le même sens que pour le modèle de calcul de la chute de tension si les capacités parasites ne sont pas prises en compte.

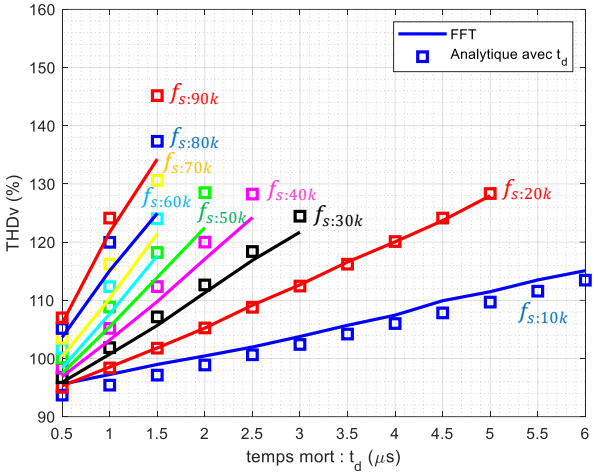



*Figure 3-31 : Evolution du $TDH_v$ de l'onduleur SiC MOSFET en fonction du temps mort et pour différentes valeurs de la fréquence MLI $f_s$*

## V.2.2. Résultats pour l'onduleur IGBT1

Les résultats de la mesure du $TDH_v$ en fonction de la valeur du temps morts pour l'onduleur IGBT1 sont donnés sur la Figure 3-32 et sur la Figure 3-33. Comme pour l'onduleur SiC-MOSFET, on a considéré 4 valeurs pour l'indice de modulation de fréquence. On retrouve une évolution linéaire du $TDH_v$ avec la valeur du temps mort. On remarque que plus la fréquence de découpage est élevée ($m_f$ important), plus l'erreur de prédiction devient importante avec toujours une surestimation pour le modèle analytique. Cette erreur de prédiction peut s'expliquer par les effets des capacités parasites qui ne sont pas pris en compte dans le modèle de calcul du TDH et dont les valeurs sont plus importantes pour l'onduleur IGBT1 que pour l'onduleur SiC-MOSFET (voir Tableau 3-4).

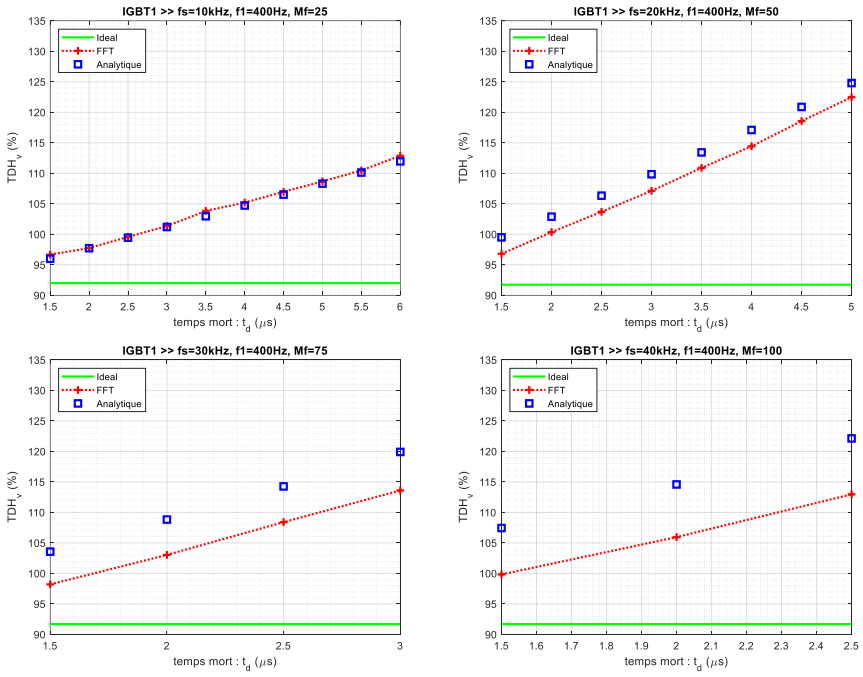



*Figure 3-32 : Evolution du $TDH_v$ de l'onduleur IGBT1 en fonction du temps morts pour différentes valeurs de l'indice de modulation de fréquence $m_f$*

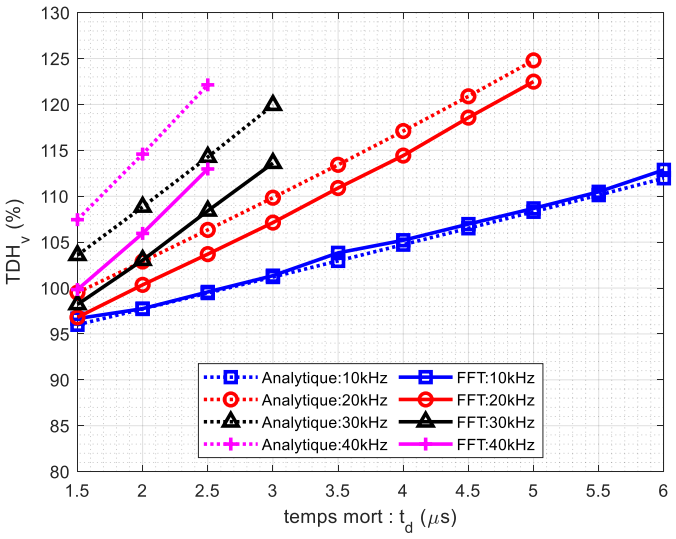



*Figure 3-33 : Evolution du $TDH_v$ de l'onduleur IGBT1 en fonction du temps mort pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

Lorsque l'on compare ces résultats à ceux obtenus avec l'onduleur SiC-MOSFET, on constate que le $THD_v$ est globalement moins important avec l'onduleur IGBT1 (113% contre 125% à 40kHz pour $t_d$ = 2,5µs), ce qui peut s'expliquer par un effet bénéfique des capacités parasites sur la forme du signal de la tension de sortie. D'une manière générale, la diminution du temps mort permet de diminuer le taux de distorsion harmonique.

## V.2.3. Résultats pour l'onduleur IGBT2

Les résultats de la mesure du $TDH_v$ en fonction de la valeur du temps morts pour l'onduleur IGBT2 sont donnés sur la Figure 3-34 et sur la Figure 3-35. On retrouve encore une fois une évolution linéaire du $TDH_v$ avec la valeur du temps mort. On remarque ici une bien meilleure prédiction qui peut s'expliquer par la valeur très faible des capacités parasites pour l'onduleur IGBT2 (voir Tableau 3-4).

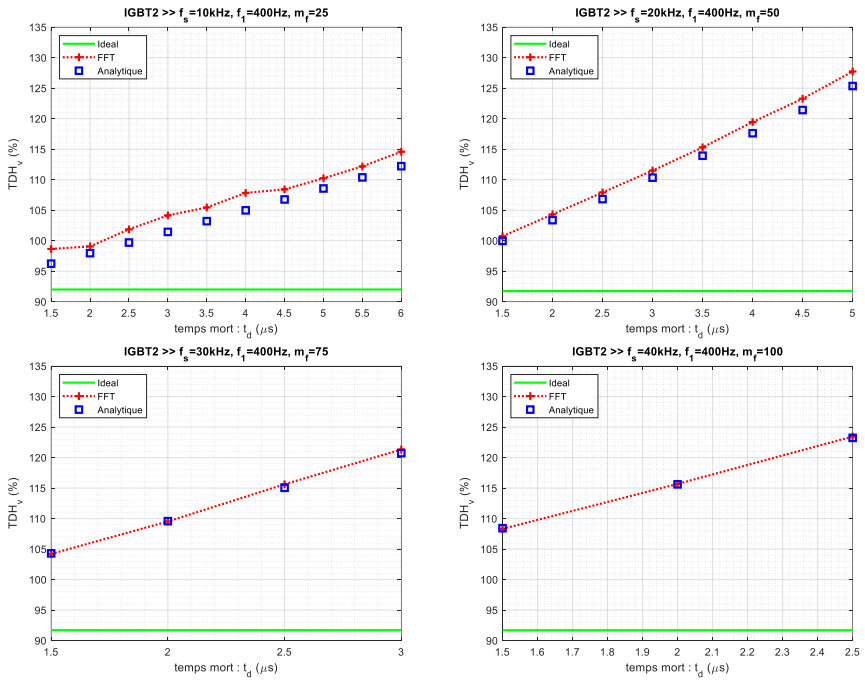



*Figure 3-34 : Evolution du $TDH_v$ de l'onduleur IGBT2 en fonction du temps mort pour différentes valeurs de l'indice de modulation de fréquence $m_f$*

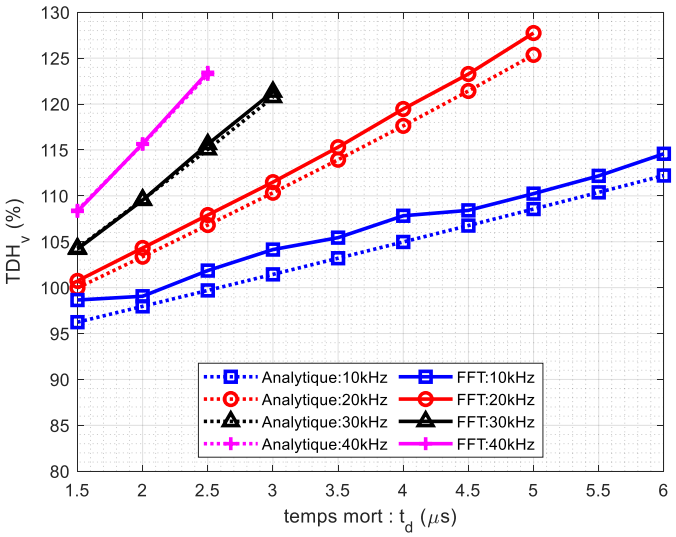



*Figure 3-35 : Evolution du $TDH_v$ de l'onduleur IGBT2 en fonction du temps mort pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

### V.2.4. Comparaison des performances sur le TDH

La Figure 3-36 compare les résultats de mesure du $TDH_v$ pour les 3 onduleur dans les mêmes conditions de fonctionnement. Ces résultats montrent que c'est pour l'onduleur SiC-MOSFET que le TDH est toujours le plus élevé. Cependant, le choix d'un temps mort très faible qui est rendu possible avec ce type de composant peut aider à améliorer nettement le $TDH_v$. Nous avons fait une mesure du $TDH_v$ pour l'onduleur SiC-MOSFET en réglant le temps mort à 0,5µs. Les résultats sont donnés sur la Figure 3-36. On constate que le $TDH_v$ est maintenu à 95% quel que soit la valeur de la fréquence MLI.

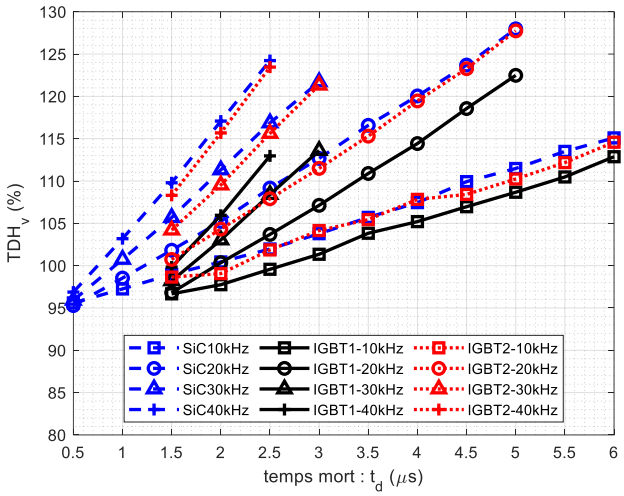



*Figure 3-36 : Comparaison du $TDH_v$ des onduleurs SiC-MOSFET, IGBT1 et IGBT2 en fonction du temps mort et pour différentes fréquence MLI*

## V.3 Influence du temps mort sur le spectre du courant

Nous avions indiqué dans le chapitre II que l'existence des temps morts donne naissance à des harmoniques de tension basses fréquences (rang 5, rang 7, …). Au niveau de la tension, l'amplitude de ces harmoniques reste très faible comparé aux amplitudes des raies dues à la MLI comme le montre le relevé expérimental du spectre de la tension donné sur la Figure 3-29. Comme la charge R-L se comporte comme un filtre passe bas, les harmoniques situés autour des multiples de la fréquence MLI seront filtrés au niveau du courant, ce qui n'est pas le cas des harmoniques basses fréquences comme on peut le voir sur le spectre du courant de la Figure 3-37. Au niveau du courant, ce sont ces raies basse fréquences (rang 5, rang 7, …) qui deviennent prépondérantes et qui vont avoir pour effet de dégrader le TDH du courant.

Pour mettre en évidence ce phénomène, nous avons relevé le spectre du courant pour différentes valeurs du temps mort (de 0,5µs à 5µs). Les essais ont été réalisés sur l'onduleur SiC-MOSFET en fixant la fréquence du fondamental à 400Hz et la fréquence MLI à 20 kHz ($m_f$ = 50). Les résultats obtenus sont donnés sur la Figure 3-37. Sur cette figure, nous avons volontairement limité l'amplitude du fondamental du courant à 0,5A pour mieux faire ressortir les amplitudes des harmoniques de rang 5 et de rang 7 (l'amplitude du fondamental vaut 4,1A pour cet essai).

On remarque immédiatement sur la Figure 3-37 que l'augmentation du temps mort a pour effet d'augmenter les amplitudes des harmoniques de rang 5 et de rang 7 du courant qui deviennent alors prépondérantes comparées aux harmoniques dues à la MLI qui sont situés autour du rang 50. Ce résultat expérimental confirme l'étude théorique qui avait été mené dans le chapitre II.

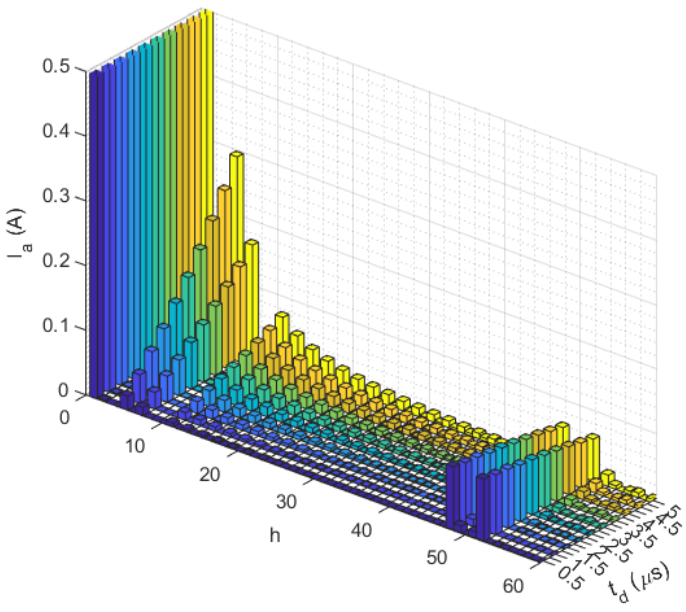



*Figure 3-37 : Relevé expérimental du spectre du courant dans la charge R-L avec $m_f$ = 50 pour différentes valeurs du temps mort ($t_d$)*

Les résultats de la Figure 3-37 montrent une évolution quasi linéaire de l'amplitude de l'harmonique 5 et de l'harmonique 7 avec le temps mort. Nous avions montré dans le paragraphe IV.2.b du chapitre II que l'amplitude des harmoniques de tension basses fréquences (rang h) qui apparaissent aux bornes de la charge à cause du temps mort (on néglige les effets des autres imperfections) pouvait s'écrire :

$$V_{aNh} = \frac{4}{\pi h}\Delta V \quad \text{avec} \quad \Delta V = V_{dc}\left(\frac{t_d}{T_S}\right) \tag{3.11}$$

L'amplitude de l'harmonique de rang $h$ ($h$ = 5, 7, 11 ,13 …) pour le courant circulant dans la charge R-L s'écrit alors :

$$I_h = \frac{V_{aNh}}{\sqrt{(R)^2 + (Lh\omega_1)^2}} \tag{3.12}$$

où $\omega_1$ est la pulsation du fondamental. En remplaçant l'équation (3.11) dans (3.12), on obtient :

$$I_h = \frac{4}{\pi h} \frac{V_{dc}}{\sqrt{(R)^2 + (Lh\omega_1)^2}} \frac{t_d}{T_s} \; ; \; h = 5, 7, 11, 13 \; \ldots \tag{3.13}$$

Cette relation démontre que $I_h$ est proportionnelle à la valeur du temps mort $t_d$ comme cela a été constaté expérimentalement. Avec les valeurs des paramètres indiquées dans le Tableau 3-5 et en prenant $R$ = 27,3 Ω correspondant aux essais de la Figure 3-37, on trouve en appliquant (3.13) une valeur de $I_5$ = 0,306A pour $t_d$ = 5µs. Cette valeur est très proche de celle relevée expérimentalement (≈ 0,3A).

# VI. Mesure du rendement des onduleurs

Nous avons développé dans le chapitre II des modèles analytiques permettant de calculer les pertes par conduction et par commutation des composants de puissance (SiC ou IGBT) pour estimer le rendement d'un onduleur triphasé. L'objectif de cette partie est de vérifier la validité de ces modèles en comparant les résultats de simulation aux résultats expérimentaux.

La Figure 3-38 représente sous la forme d'un schéma blocs le modèle analytique pour le calcul des pertes. Les numéros des équations qui apparaissent dans ce schéma font références à celles du chapitre II. Les grandeurs d'entrée pour le calcul des pertes est la valeur du courant dans une phase, la tension du bus continu et la mesure de la température des composants de puissance. La partie haute du schéma bloc correspond au calcul des pertes par conduction dans les interrupteurs de puissance et dans les diodes. La partie basse du schéma bloc correspond au calcul des pertes par commutation. La valeur des paramètres de chaque composant est issue des fiches techniques des constructeurs et est injectée dans les différentes formules analytiques. Ces valeurs sont rappelées dans le Tableau 3-7. Les pertes par conduction et par commutation sont ensuite ajoutées pour obtenir les pertes totales de l'onduleur. Le rendement de l'onduleur est finalement obtenu.

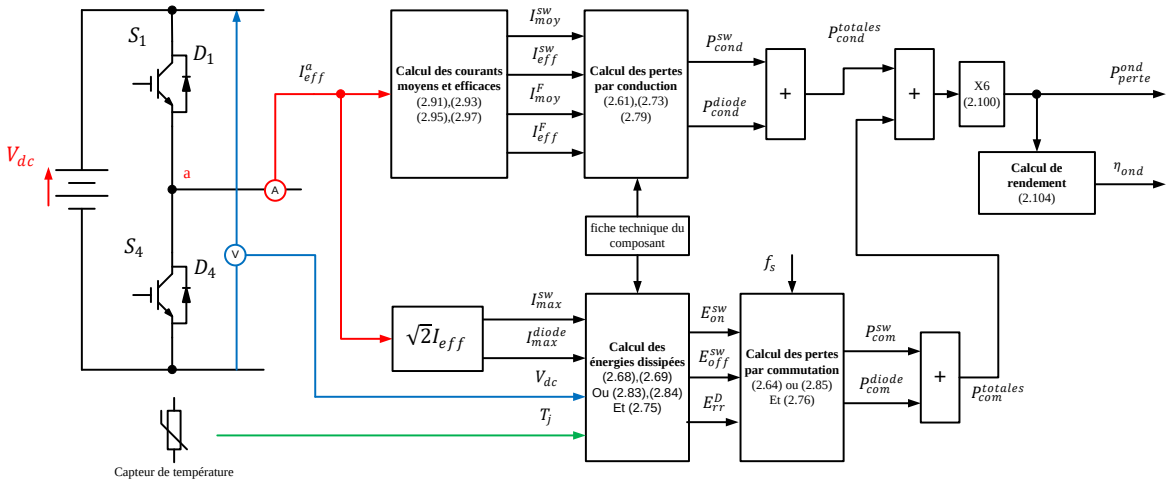



*Figure 3-38 : Schéma blocs pour le calcul des pertes et du rendement d'un onduleur triphasé à partir des équations du modèle développé dans le chapitre II*

Les conditions des essais pour la mesure des pertes et du rendement sont données dans le Tableau 3-8. La tension du bus continu est fixée à 500V et l'indice de modulation d'amplitude à $m_a$ = 0,7. La fréquence du fondamentale est fixée à 400Hz et la fréquence MLI est réglable entre 10Hz et 40 kHz pour voir son effet sur les pertes. Pour tous les essais, le temps mort sera fixé à 1,5µs. On pourra faire varier la puissance de sortie entre 800W et 2400W pour faire des mesures de rendement pour différents points de fonctionnement.

***Tableau 3-7.*** *Paramètres des composants utilisés dans la modélisation*

| Paramètres | IGBT1 (SEMiX251GD126 HD) | IGBT2 (SKM100GB125D N) | SiC MOSFET (CCS050M12C M) |
|---|---|---|---|
| $r_{CE}\ ou\ r_{DS(on)}$ (mΩ) | 7 | 22,5 | 25 |
| $r_F$ (mΩ) | 5 | 11,11 | 20 |
| $V_{CE0}$ (V) | 0,9 | 2,3 | 0 |
| $V_{F0}$ (V) | 1,1 | 1 | 1,5 |
| $E_{onref}\ (mJ)$ | 37 | 11 | 1,1 |
| $E_{offref}\ (mJ)$ | 22 | 4 | 0,6 |
| $E_{rrref}\ (mJ)$ | 12 | 4 | 0 |
| $I_{Ref}$ (A) | 150 | 75 | 50 |
| $V_{Ref}$ (V) | 600 | 600 | 600 |
| $T_{jRef}$ (ºC) | 125 | 125 | 150 |
| $R_G$ (Ω) | 10 | 10 | 20 |

***Tableau 3-8.*** *Conditions d'essai pour la mesure du rendement*

| **Paramètres** | **Valeur** |
|---|---|
| Tension du bus DC ($V_{dc}$) | 500 V |
| Indice de modulation ($m_a$) | 0,7 |
| Fréquence MLI ($f_s$) | 10 - 40 kHz |
| Fréquence fondamentale ($f_1$) | 400 Hz |
| Temps mort ($t_d$) | 1,5 µs |
| Puissance de sortie (P) | 800-2400 W |
| Facteur de puissance ($\cos\varphi$) | 0,97 |

Pour mesurer le rendement de l'onduleur, un analyseur de puissance triphasé (PA4000) a été utilisé. Cet appareil permet de faire des mesures de puissance de manière précise, même en présence de MLI. Il dispose à cet effet d'un menu spécifique (mesure en PWM). Afin d'éviter les erreurs de mesure sur le rendement qui reste proche de 1 pour les montages d'électronique de puissance, la puissance d'entrée et la puissance de sortie de l'onduleur doivent être mesurées si possible avec le même type d'appareil de mesure. Étant donné que l'analyseur de puissance n'a que trois voies de mesure, une voie a été choisi pour la mesure de la puissance DC (coté bus continu) et les deux autres voies ont été utilisées pour mesurer la puissance coté AC (triphasée) où les appareils de mesure ont été connectés suivant la méthode de 2 wattmètres, comme cela est indiqué sur la Figure 3-39.

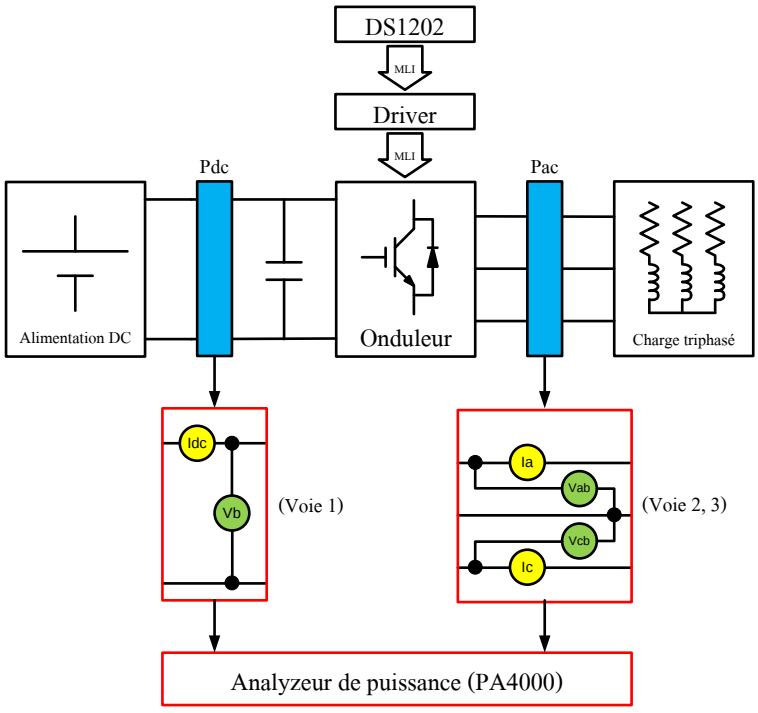



*Figure 3-39 : Schéma du montage pour la mesure du rendement*

## VI.1 Détermination d'un modèle précis pour l'exposant ($K_i$)

Comme cela a déjà été mentionné au chapitre II, les pertes par commutation dans un interrupteur de puissance peuvent être obtenues à partir de l'énergie dissipée à la commutation et de la fréquence MLI ($f_s$) :

$$P_{com}^{sw} = f_s . E_{sw} \tag{3.14}$$

D'une manière assez générale, l'énergie dissipée dans un interrupteur de puissance pendant la commutation peut être estimée à partir de la relation empirique suivante issue des documents techniques constructeurs comme cela a été indiqué dans le chapitre II :

$$E_{sw} = E_{swref} \cdot \left(\frac{I}{I_{ref}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{sw}}{V_{ref}}\right)^{K_v} \cdot [1 + TC_{sw} \cdot (T_j - T_{jref})] \quad (3.15)$$

Avec $E_{sw} = E_{on} + E_{off}$ pour les IGBT ou les SiC MOSFET et $E_{sw} = E_{rr}$ pour les diodes.

Pour estimer l'énergie dissipée à la commutation lorsque les conditions de fonctionnement sont proches des valeurs de référence indiquées dans le Tableau 3-7 , il est possible de considérer directement les valeurs des exposants ($K_i, K_v$) et du coefficient de température ($TC_{sw}$) indiquées par le fabricant dans la fiche technique du composant, et qui sont rappelés dans le Tableau 3-9. Malheureusement, les valeurs de $K_i$, $K_v$ et $TC_{sw}$ données dans le Tableau 3-9 ne sont pas valables pour une large gamme de conditions de fonctionnement. Il n'est donc pas possible d'estimer correctement les pertes en utilisant directement les valeurs de $K_i$, $K_v$ et $TC_{sw}$ données dans le Tableau 3-9.

***Tableau 3-9.*** *Valeurs des exposants ($K_i$, $K_v$) et du coefficient ($TC_{sw}$) issus des documents constructeurs*

| Paramètres | IGBT /SiC | Diode |
|---|---|---|
| $K_i$ | 1 | 0,6 |
| $K_v$ | 1,4 | 0,6 |
| $TC_{sw}$ | 0,003 | 0,006 |

L'énergie dissipée à la commutation dans un composant d'électronique de puissance peut être déterminée par le fabricant grâce à des essais expérimentaux. La valeur de l'énergie est obtenue en mesurant le courant traversant le composant, la tension à ses bornes et la température de jonction de l'interrupteur de puissance. Habituellement, les deux derniers paramètres $V_{sw}$ et $T_j$ sont maintenus constants tout au long des essais et on relève l'énergie dissipée en fonction du courant. Une valeur moyenne de toutes les mesures est rapportée sur un graphique montrant l'énergie dissipée à la commutation comme par exemple pour le composant IGBT2 (SKM100GB125DN) telle qu'illustré à la Figure 3-40.

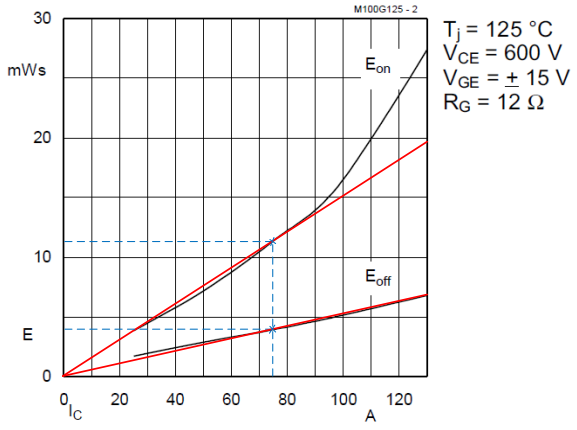



*Figure 3-40 : Energie dissipée pendant la commutation dans un composant IGBT2 en fonction du courant le traversant (document constructeur)*

La Figure 3-40 a été obtenue pour $V_{sw} = V_{ref} = 600V$ et $T_j = T_{jref} = 125°C$. Comme $V_{sw} = V_{ref}$ et $T_j = T_{jref}$, l'équation (3.15) peut être simplifiée. On obtient alors [78]:

$$E_{sw} = E_{swref} . \left(\frac{I}{I_{re}}\right)^{K_i} \tag{3.16}$$

Si on se base sur l'équation (3.16) en utilisant le coefficient $K_i$ donné dans le Tableau 3-9 ($K_i$ = 1), on constate que l'énergie dissipée dans l'interrupteur de puissance pendant les commutations est une fonction linéaire du courant, comme indiqué par les courbes en rouge ($E_{on}$ et $E_{off}$) sur la Figure 3-40. Ces courbes en rouge s'éloignent de celles indiquées par le fabriquant (courbes noires), en particulier pour les valeurs importantes du courant. Par conséquent, utiliser la valeur de $K_i$ indiquée dans le Tableau 3-9 quelle que soit la valeur du courant peut entraîner des erreurs de prédiction sur les pertes par commutation.

On peut identifier le coefficient $K_i$ à partir de l'équation (3.16) et en se basant sur la courbe de la Figure 3-40 donnée par le fabricant :

$$K_i = \frac{\log\left(\frac{E_{sw}}{E_{swref}}\right)}{\log\left(\frac{I}{I_{ref}}\right)} \; ; I \neq I_{ref} \tag{3.17}$$

Dans l'équation (3.17), les paramètres $E_{swref}$ et $I_{ref}$ sont constants, alors que $E_{sw}$ dépend du courant *I* traversant l'interrupteur de puissance. Les variations de $E_{sw}$ en fonction du courant *I* sont obtenues à partir de la fiche technique de chaque type de composant de puissance comme illustré sur la Figure 3-41, la Figure 3-42 et la Figure 3-43 respectivement pour les composants IGBT1, IGBT2 et SiC MOSFET. Les variations du coefficient $K_i$ en fonction du courant sont alors obtenues à partir de l'équation (3.17) comme illustré sur les courbes de la Figure 3-41, la Figure 3-42 et la Figure 3-43 pour chaque composant. On remarque sur ces courbes que le coefficient $K_i$ n'est pas constant et peut prendre des valeurs inférieures ou supérieures à l'unité.

Pour modéliser les variations des coefficients $K_i$ en fonction du courant pour chauqe composant et chaque type de pertes (mise en conduction ou blocage), nous utilisons une représentation sous la forme d'équations polynomiales de type cubiques (c'est la précision requise pour pouvoir représenter l'ensemble des courbes) comme indiqué par l'équation (3.18):

$$K_i = aI^3 + bI^2 + cI + d \tag{3.18}$$

Les coefficients $K_i$ obtenus par identification à l'équation (3.18) sont donnés dans le Tableau 3-10 (identification à l'aide du logiciel Matlab). L'approximation polynomiale de chaque coefficient $K_i$ est représentée sur les Figure 3-41, 3-42 et 3-43 (triangles noirs). On constate qu'ils représentent très bien les courbes. De plus, lorsque le coefficient $K_i$ est substitué à l'équation (3.16), l'$E_{sw}(E_{on}, E_{off}, E_{rr})$ obtenu est très proche de l'$E_{sw}(E_{on}, E_{off}, E_{rr})$ de la fiche technique.

***Tableau 3-10.*** *Représentation polynomiale des coefficients $K_i$ pour chaque composant*

| Onduleur IGBT1 | |
|---|---|
| $K_{i_{on}}^{sw}$ | $3.99e^{-7}I^3 - 4.02e^{-5}I^2 + 3.06e^{-4}I + 0.82$ |
| $K_{i_{off}}^{sw}$ | $-1.11e^{-7}I^3 + 1.93e^{-5}I^2 - 8.08e^{-4}I + 0.84$ |
| $K_{i_{rr}}^{diode}$ | $-2.93e^{-7}I^3 + 9.66e^{-5}I^2 - 76.42e^{-4}I + 0.80$ |
| Onduleur IGBT2 | |
| $K_{i_{on}}^{sw}$ | $2.23e^{-6}I^3 - 1.52e^{-4}I^2 + 0.0097I + 0.81$ |
| $K_{i_{off}}^{sw}$ | $7.98e^{-6}I^3 - 6.27e^{-4}I^2 + 0.0144I + 0.68$ |
| $K_{i_{rr}}^{diode}$ | $-1.69e^{-6}I^3 + 1.38e^{-4}I^2 - 0.0057I + 0.75$ |
| Onduleur SiC MOSFET | |
| $K_{i_{on}}^{sw}$ | $2.67e^{-5}I^3 - 0.0016I^2 + 0.0437I + 0.31$ |
| $K_{i_{off}}^{sw}$ | $1.74e^{-5}I^3 - 0.001I^2 + 0.0244I + 0.97$ |

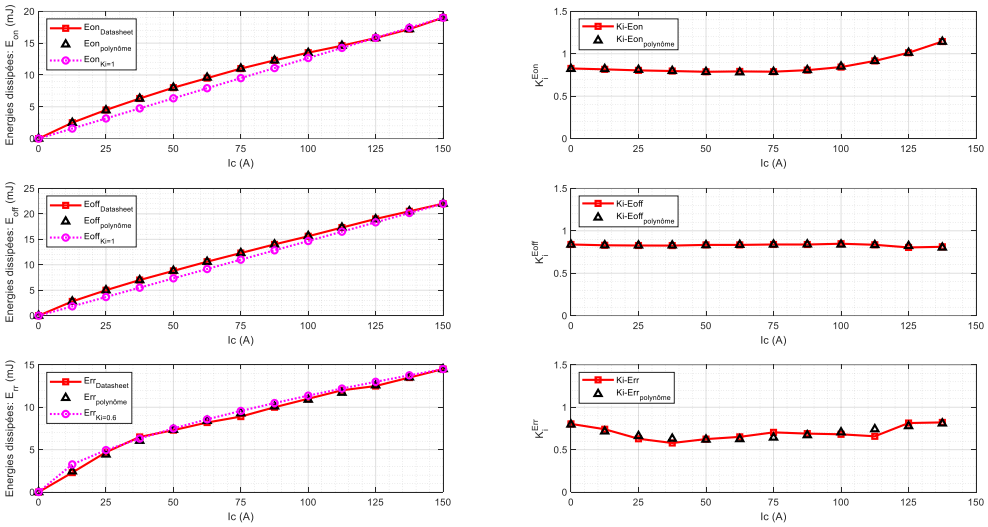



*Figure 3-41 : Energies dissipées et variations du coefficient $K_i$ en fonction du courant traversant l'interrupteur pour l'onduleur IGBT1*

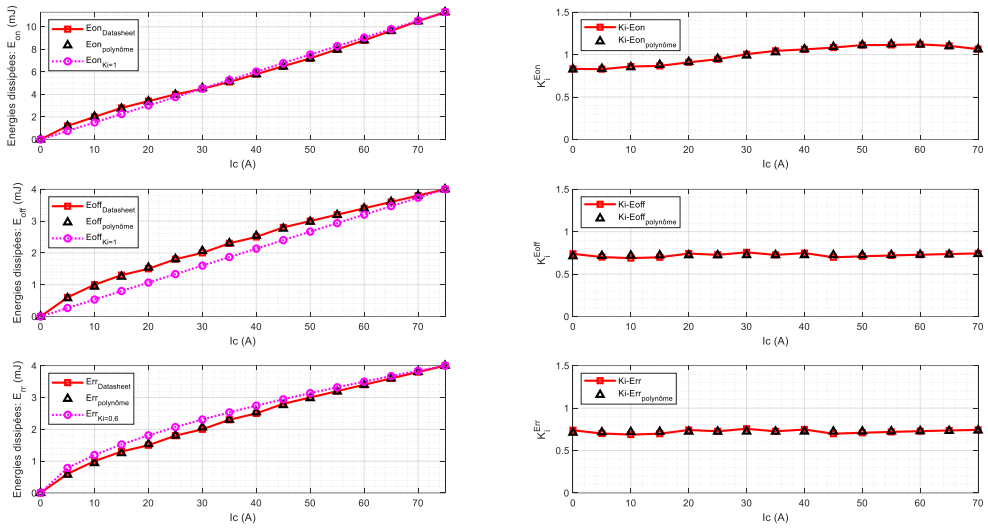



*Figure 3-42 : Energies dissipées et variations du coefficient $K_i$ en fonction du courant traversant l'interrupteur pour l'onduleur IGBT2*

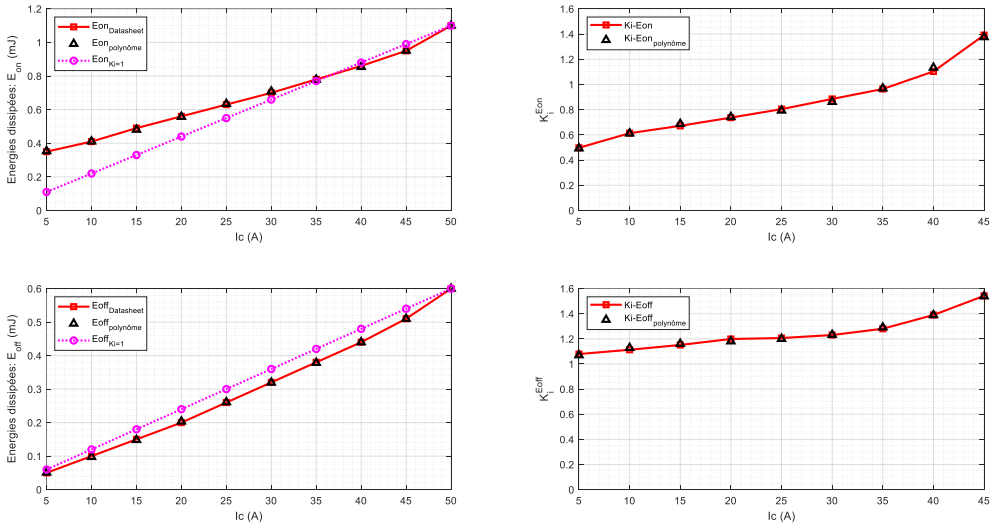



*Figure 3-43 : Energies dissipées et variations du coefficient $K_i$ en fonction du courant traversant l'interrupteur pour l'onduleur SiC MOSFET*

Les informations fournies dans les fiches techniques des composants étant insuffisantes pour déterminer la dépendance du coefficient $K_v$ à la tension et du coefficient $TC_{sw}$ à la température, nous les conservons constants et égaux à ceux donnés dans le Tableau 3-9.

Pour montrer l'importance de considérer les variations du coefficient $K_i$ avec le courant, les résultats obtenus avec le modèle analytique en considérant $K_i$ constant (Tableau 3-9) et $K_i$ variable (Tableau 3-10) sont comparés aux résultats expérimentaux comme illustré sur la Figure 3-44 (mesures effectuées sur l'onduleur IGBT2). On voit clairement sur cette figure le

gain en précision obtenu en utilisant une représentation plus précise du coefficient $K_i$. Par conséquent, nous utiliserons les fonctions données dans le Tableau 3-10 pour la suite de l'étude.

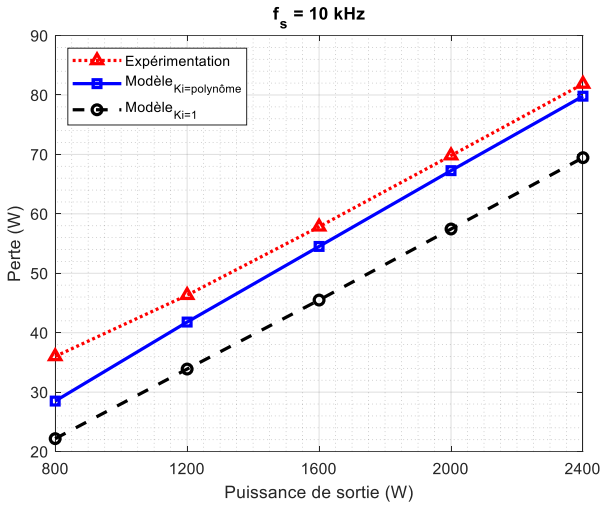



*Figure 3-44 : Gain en précision sur l'estimation des pertes en considérant une dépendance en courant pour l'exposant $K_i$ (onduleur IGBT2)*

## VI.2 Mesure des pertes et du rendement de chaque onduleur

Dans cette partie, nous allons comparer les résultats des mesures des pertes et du rendement de chaque onduleur avec ceux obtenus à partir du modèle analytique de la Figure 3-38. Les essais ont été réalisés suivant le schéma de la Figure 3-39. Cela nous permettra d'étudier la précision des modèles proposés. Nous terminerons par une étude comparative des pertes de chaque onduleur avec la montée de la fréquence de découpage. Pour la précision du modèle analytique, le caméra thermique (la FLIR ONE® Pro LT) est utilisé pour mesurer la température au niveau de l'interrupteur de puissance ($T_j$) afin de déterminer la perte de commutation comme indiqué dans (2.78). Un exemple de mesure de température de chaque onduleur est illustré dans la figure suivante.

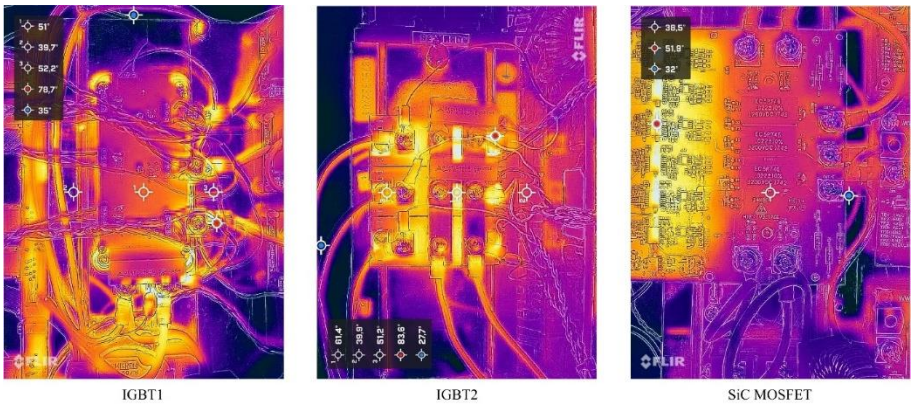



*Figure 3-45 : Résultats de mesure de température des onduleurs*

### VI.2.1. Pertes et rendement pour l'onduleur IGBT1

Le Tableau 3-11 montre les résultats de la mesure des pertes pour l'onduleur IGBT1. Les conditions expérimentales correspondent à celles indiquées dans le Tableau 3-8. Nous avons effectué la mesure des pertes pour 5 valeurs de puissance de sortie différentes (800W à 2400W). Pour regarder l'impact de la fréquence MLI sur les pertes, nous l'avons fait varier de 10kHz à 40kHz. Le Tableau 3-11 indique également la valeur des pertes estimées par le modèle analytique et l'erreur commise par rapport aux mesures. Bien évidemment, on constate que les pertes augmentent avec la puissance de sortie (et donc avec le courant car la tension de sortie varie peu) et avec l'augmentation de la fréquence de découpage. On observe dans la dernière ligne du Tableau 3-11 que l'erreur moyenne commise en utilisant le modèle analytique du calcul des pertes reste globalement inférieure à 10% sauf pour la fréquence de de découpage de 10 kHz où elle atteint 11,66%, ce qui valide le modèle proposé.

La Figure 3-46 et la Figure 3-47 représente respectivement l'évolution des pertes et du rendement de l'onduleur IGBT1 en lien avec les valeurs indiquées dans le Tableau 3-11. On remarque que les pertes sont proportionnelles à la puissance (variation linéaire des courbes) et que le rendement de l'onduleur s'améliore lorsque la puissance de sortie augmente. Pour l'onduleur IGBT1, on note l'impact non négligeable de la montée en fréquence MLI sur le rendement qui passe de 95,8% en pleine charge et à 10kHz à moins de 85% pour une fréquence de 40 kHz pour la même charge.

***Tableau 3-11.*** *Comparaison des Pertes de l'onduleur IGBT1*

| **$f_s$** | **10 kHz** | | **20 kHz** | | **30 kHz** | | **40 kHz** | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **P(W)** | a | b | a | b | a | b | a | b |
| 800 | 49.00 | 36.91 | 84.35 | 70.84 | 124.57 | 106.10 | 173.83 | 143.79 |
| 1200 | 62.64 | 53.46 | 105.37 | 101.61 | 175.17 | 153.20 | 234.39 | 209.59 |
| 1600 | 76.15 | 69.34 | 132.03 | 132.95 | 213.77 | 200.85 | 302.78 | 276.26 |
| 2000 | 90.93 | 85.25 | 154.84 | 163.85 | 258.21 | 248.19 | 366.66 | 345.92 |
| 2400 | 105.12 | 101.15 | 184.62 | 194.53 | 302.48 | 299.68 | 423.17 | 406.63 |
| e (%) | - | 11.66 | - | 1.54 | - | 7.64 | - | 9.24 |

*a : Expérimentation, b : Analytique, e : Erreur moyenne en %

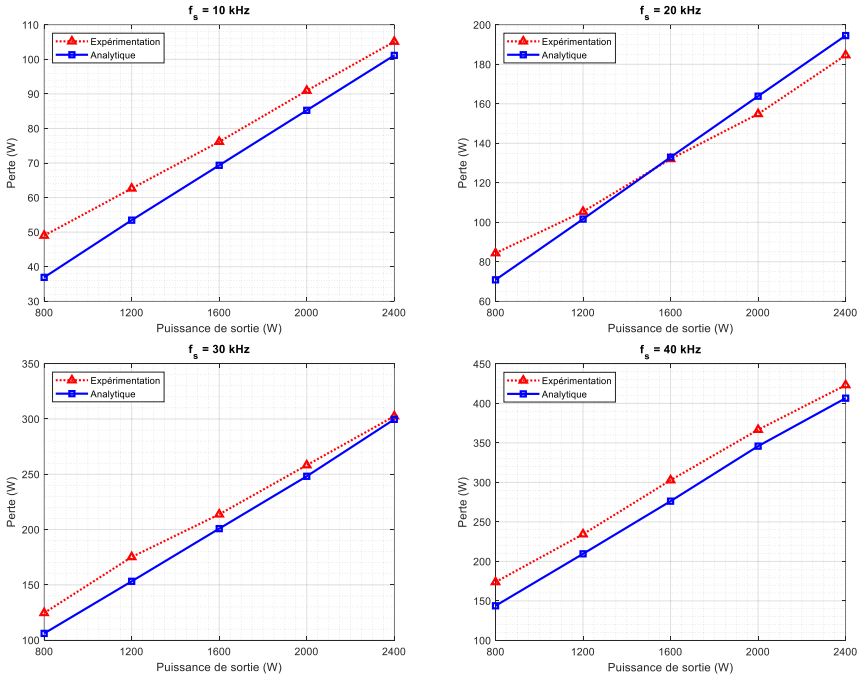



*Figure 3-46 : Pertes dans l'onduleur IGBT1 en fonction de la puissance de sortie pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

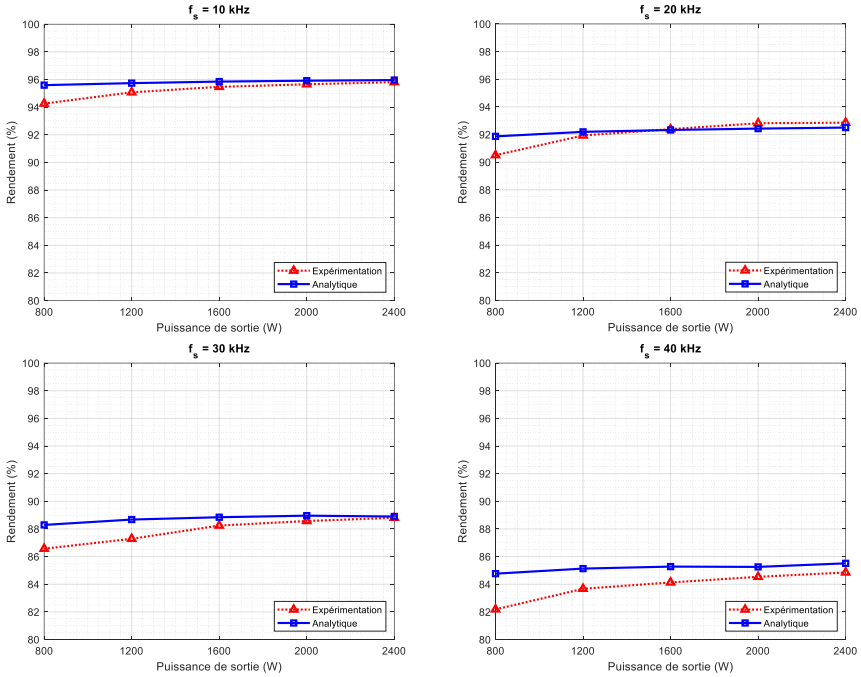



*Figure 3-47 : Rendement de l'onduleur IGBT1 en fonction de la puissance de sortie pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

## VI.2.2. Pertes et rendement pour l'onduleur IGBT2

Le Tableau 3-12 donne les résultats de la mesure des pertes pour l'onduleur IGBT2 dans les mêmes conditions de mesure que celles de l'onduleur IGBT1. L'erreur commise avec le modèle analytique qui est indiquée dans la dernière ligne du Tableau 3-12 reste acceptable sauf pour la fréquence MLI de 40 kHz où elle atteint 13,4%. On constate sur la Figure 3-48 que les pertes augmentent plus rapidement avec la charge pour une fréquence de découpage de 40 kHz (on a plus une variation linéaire), ce que ne permet pas de prévoir le modèle. Ce résultat se répercute sur la courbe du rendement de la Figure 3-49 où on conste que le modèle est moins précis à 40 kHz. Globalement et en toute logique (les composants ayant des meilleures performances), le rendement de l'onduleur IGBT2 reste meilleur que celui de l'onduleur IGBT1.

***Tableau 3-12.*** *Comparaison des Pertes de l'onduleur IGBT2*

| **$f_s$** | **10 kHz** | | **20 kHz** | | **30 kHz** | | **40 kHz** | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **P(W)** | a | b | a | b | a | b | a | b |
| 800 | 36.01 | 28.10 | 56.67 | 47.05 | 79.82 | 67.24 | 113.15 | 99.94 |
| 1200 | 46.31 | 40.83 | 71.47 | 66.28 | 102.19 | 94.05 | 151.92 | 139.13 |
| 1600 | 57.83 | 53.02 | 89.50 | 85.12 | 128.28 | 120.32 | 200.92 | 177.15 |
| 2000 | 69.80 | 65.31 | 107.05 | 103.75 | 151.02 | 146.21 | 253.45 | 214.96 |
| 2400 | 81.85 | 77.48 | 124.64 | 122.36 | 178.38 | 172.19 | 316.27 | 253.75 |
| e (%) | - | 10.78 | - | 6.81 | - | 7.32 | - | 13.38 |

*a : Expérimentation, b : Analytique, e : Erreur moyenne en %

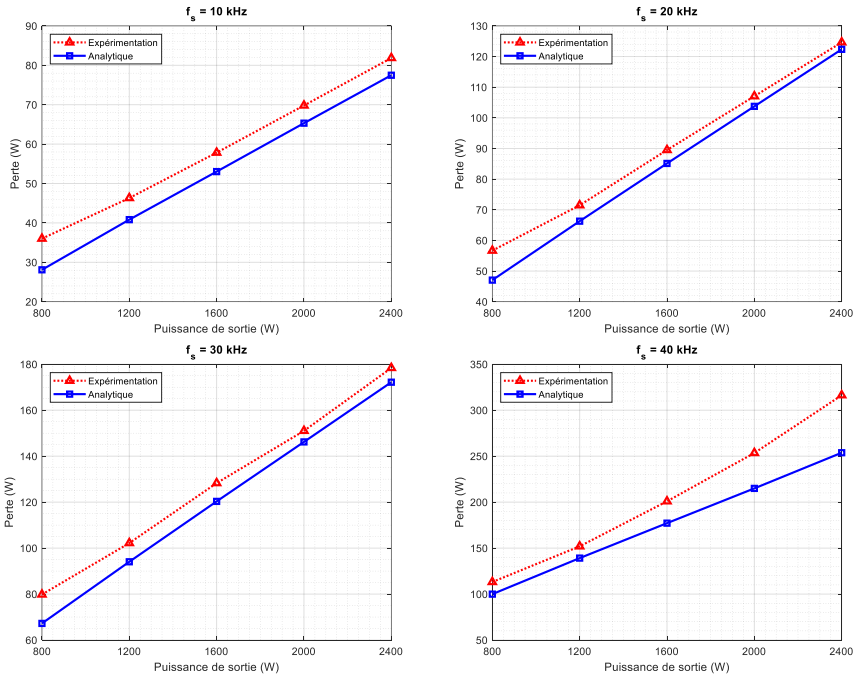



*Figure 3-48 : Pertes dans l'onduleur IGBT2 en fonction de la puissance de sortie pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

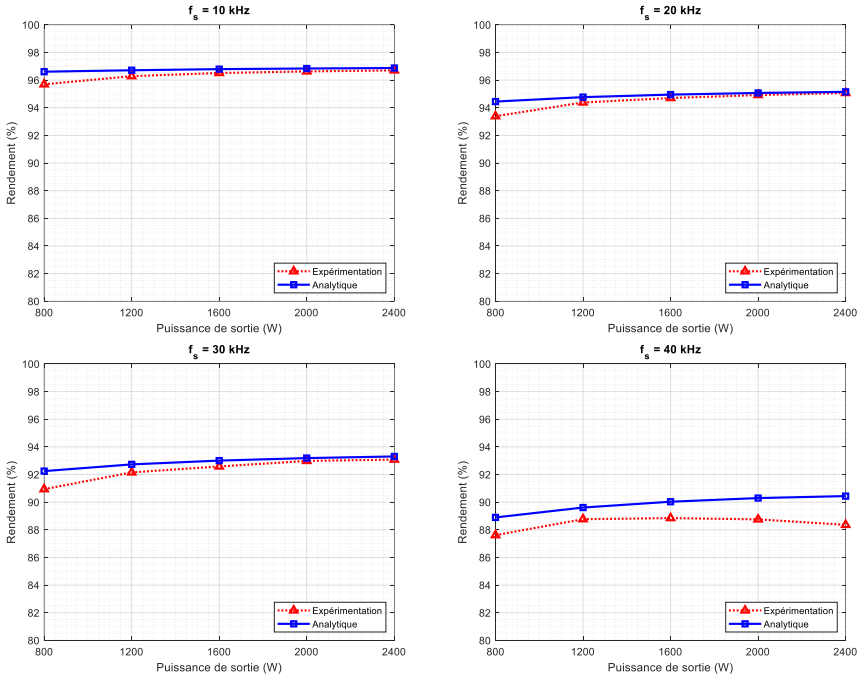



*Figure 3-49 : Rendement de l'onduleur IGBT2 en fonction de la puissance de sortie pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

## VI.2.3. Pertes et rendement pour l'onduleur SiC MOSFET

Le Tableau 3-13 donne les résultats de la mesure des pertes pour l'onduleur SiC MOSFET dans les mêmes conditions de mesure que celles des onduleurs IGBT1 et IGBT2. Les courbes représentant les pertes et le rendement sont donnés respectivement sur la Figure 3-50 et sur la Figure 3-51. On constate ici que l'erreur commise par le modèle analytique est beaucoup plus importante (supérieure à 25%) que celles obtenues pour les onduleurs IGBT1 et IGBT2. Il faut noter ici que les mesures sont beaucoup plus difficiles à réaliser car le niveau de pertes est beaucoup plus faible et les erreurs de mesure dues à l'appareillage (PA4000) peuvent impacter fortement les résultats.

***Tableau 3-13.*** *Comparaison des pertes de l'onduleur SiC MOSFET*

| **fs** | **10 kHz** | | **20 kHz** | | **30 kHz** | | **40 kHz** | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| P(W) | a | b | a | b | a | b | a | b |
| 800 | 14.21 | 6.35 | 18.63 | 11.41 | 28.44 | 16.60 | 38.12 | 21.95 |
| 1200 | 14.27 | 8.10 | 18.95 | 13.78 | 29.38 | 19.68 | 41.44 | 25.85 |
| 1600 | 15.28 | 10.15 | 19.41 | 16.51 | 31.64 | 23.17 | 42.67 | 30.22 |
| 2000 | 16.35 | 12.56 | 23.81 | 19.65 | 32.38 | 27.17 | 44.83 | 35.27 |
| 2400 | 19.08 | 15.35 | 26.63 | 23.26 | 36.63 | 31.78 | 50.13 | 41.09 |
| e (%) | - | 34.96 | - | 22.23 | - | 26.15 | - | 29.71 |

*a : Expérimentation, b : Analytique, e : Erreur moyenne en %

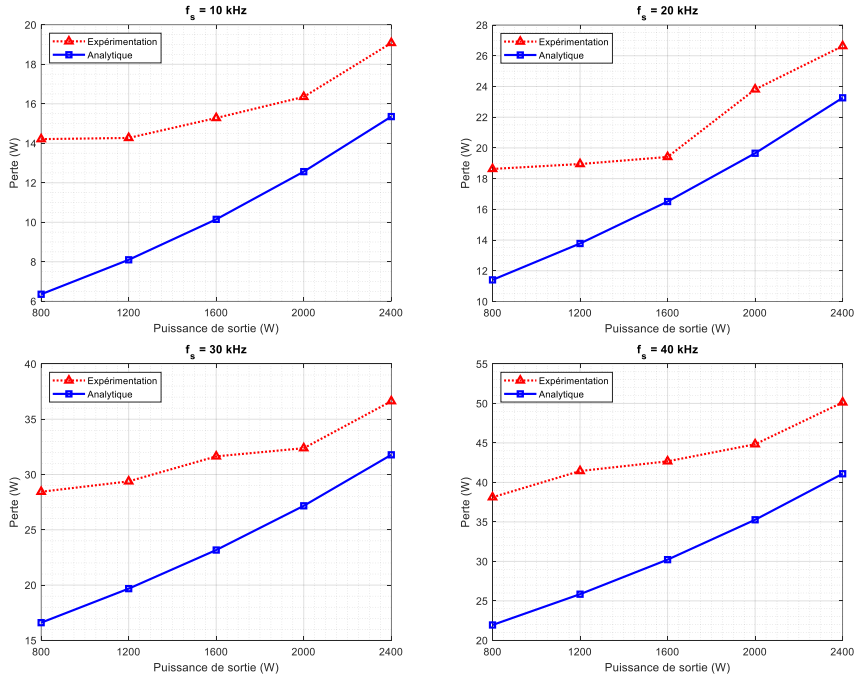



*Figure 3-50 : Pertes dans l'onduleur SiC MOSFET en fonction de la puissance de sortie pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

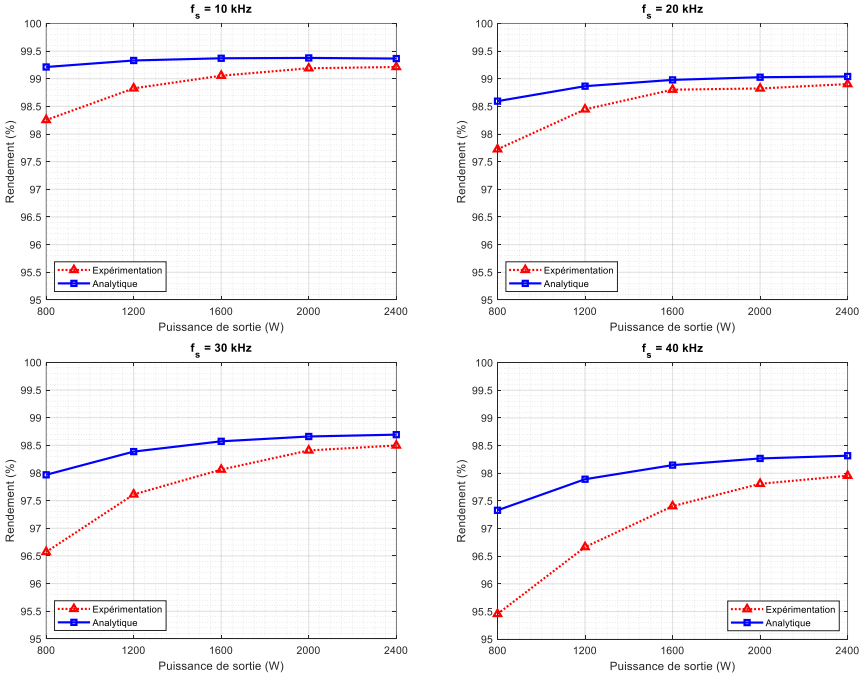



*Figure 3-51 : Rendement de l'onduleur SiC MOSFET en fonction de la puissance de sortie pour différentes valeurs de la fréquence MLI*

Comme d'après la Figure 3-50, le modèle analytique sous-estime les pertes, on peut également trouver une explication de l'erreur commise en se basant sur l'évolution de la tension de rétablissement aux bornes d'un interrupteur SiC MOSFET (Figure 3-8, Figure 3-9) qui fait

apparaitre des ondulations importantes de la tension aux bornes du composant pouvant être à l'origine de pertes supplémentaires.

Les pertes étant faibles par rapport à la puissance transitée, les courbes de la Figure 3-51 montrent que le modèle analytique est précis sur l'estimation du rendement. En raison de la très faible puissance consommée lors des commutations, le rendement de l'onduleur SiC MOSFET diminue légèrement avec l'augmentation de la fréquence MLI. On conste que le rendement de cet onduleur pour une puissance de 2400W atteint 99,2 % à $f_s$ = 10 kHz et ne descend pas en dessous de 97,95 % à $f_s$ = 40 kHz, résultats bien meilleurs que ceux obtenus pour les onduleurs IGBT1 et IGBT2.

# VII. Conclusion

Ce chapitre présente une étude des effets non linéaires basés sur le SiC MOSFET et l'IGBT pour les applications de commande de moteur à haute fréquence. Le modèle d'onduleur de tension triphasé en tenant compte des imperfections de ses composants est proposé et validé par expérimentation. Les résultats expérimentaux montrent que dans les mêmes conditions de fonctionnement, l'écart de la chute de tension de phase de l'onduleur SiC est supérieur à celui des IGBT. Mais avec l'avantage de l'onduleur SiC qui peut fonctionner rapidement, cela peut réduire le temps de la mort. Pour cette raison, l'onduleur SiC a une chute de tension inférieure à celle du type IGBT lorsque le temps mort est défini à 0,5 µs.

Le modèle analytique des harmoniques de tension pour les effets de temps mort $(t_d)$ dans les onduleurs MLI est présente. Une seule série de Fourier a été déduite pour analyser le Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie $(TDH_v)$ avec et sans temps mort $(t_d)$. L'analyse comparative par modèle analytique et les résultats expérimentaux montrent que la solution harmonique est correcte. De plus, l'analyse de l'expression de calcul harmonique proposée et les résultats expérimentaux montrent que la durée du temps mort a un effet significatif sur les caractéristiques harmoniques, les harmoniques étant plus intenses à mesure que le temps mort augmente.

De plus, l'onduleur SiC a un rendement supérieur à celui de l'onduleur IGBT, ce qui est encore plus prononcé lorsque l'onduleur fonctionne à des fréquences de commutation élevées. Les performances de l'onduleur SiC sont meilleures pour les applications à haute fréquence.

# CHAPITRE 4

## Modélisation et commande d’une machine à aimants permanents à hautes fréquences

# I. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude d'une machine à aimants permanents destinée à fonctionner à hautes fréquences fondamentales et par conséquent à hautes fréquences de découpage. Cette machine servira de support d'étude pour mettre en œuvre les lois de commandes de machines avec un onduleur SiC MOSFET fonctionnant à haute fréquence.

Bien que la machine étudiée ait été construite pour une application antérieure, elle est utilisée pour appliquer des modèles magnétiques de complexité croissante permettant d'identifier les paramètres de la machine et de prédire ses performances externes.

Dans un premier temps, nous présentons le modèle général en vue de la commande des machines à aimants permanents, puis quelques aspects de conception de la machine, notamment les techniques de bobinage des machines à pas fractionnaire à double-étoiles.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation magnétique en vue de l'identification des paramètres et la prédiction des performances externes avec 3 modèles différents.

Les résultats de ce chapitre seront utilisés dans le chapitre suivant qui concerne la mise en œuvre expérimentale de la commande de la machine à aimants permanents à hautes fréquences.

# II. Modélisation externe de la MSAP

Dans ce chapitre, nous étudions la modélisation de la machine à aimants permanents et mettons en avant quelques aspects particuliers liés à au fonctionnement à hautes fréquences. La mise en œuvre expérimentale sera effectuée sur une machine double-étoiles destinée à fonctionner à hautes fréquences. Cette machine est construite comme une machine synchrone à aimants double-étoile (MSAP-DE), mais dans les expériences, le fonctionnement de la machine est effectué avec une seule étoile principale. Dans la description qui va suivre, on parlera uniquement de la MSAP en simple étoile.

## II.1 Modèle mathématique d'une MSAP

Son modèle est généralement utilisé pour étudier le comportement dynamique des machines synchrones en utilisant un référentiel tournant lié au rotor (le repère $dq$ de Park). Il est à noter que, comme la somme des courants statoriques est nulle, les composantes homopolaires des différentes variables statoriques n'interviennent pas dans la conversion électromécanique de l'énergie. Nous utilisons la même méthode pour étudier la MSAP. La Figure 4-1 montre schématiquement les bobines fictives de la machine. Une bobine d'excitation au rotor alimentée par un courant continu représente les aimants. Dans un premier temps, nous examinons les différents couplages entre ces bobines fictives et nous déterminons les paramètres du modèle en prenant en compte l'éventuelle saturation du circuit magnétique.

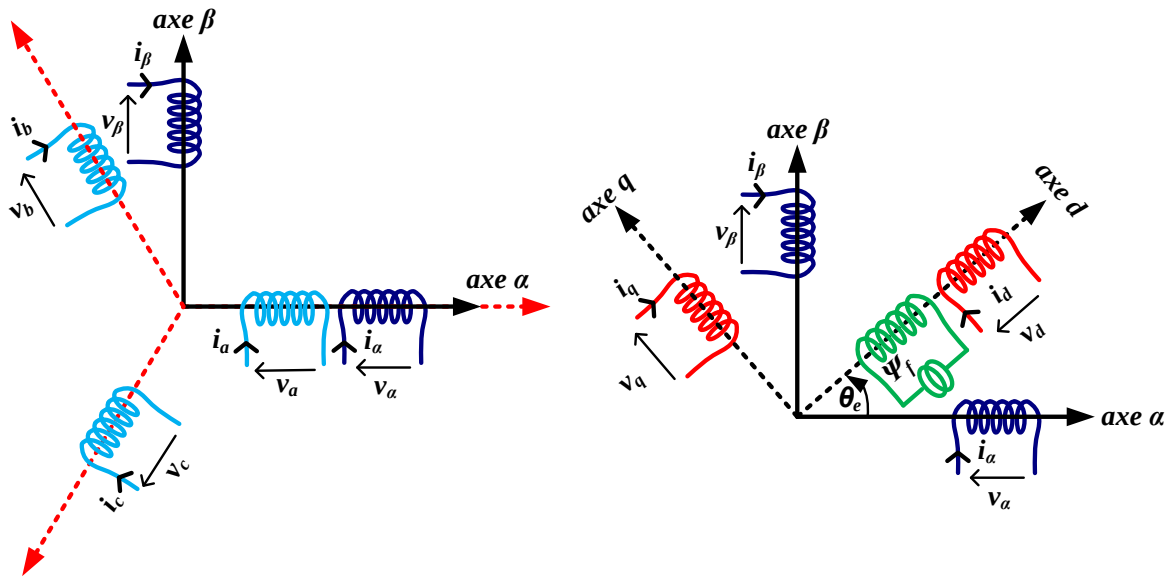



*Figure 4-1 : Représentation des repères abc, αβ statorique et dq rotorique*

Dans le référentiel lié au stator, les équations de tension de la MSAP sont :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

La transformation de Concordia symbolisée par la matrice ($T_{32}^t$) est suivie d'une rotation $P(\theta_e)$ (transformation de Park) pour obtenir les composantes $dq$. La position du rotor par rapport à la phase a est indiquée par l'angle électrique $\theta_e$.

$$\begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} = P(-\theta_e) T_{32}^t \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

avec :

$$T_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

et

$$P(\theta_e) = \begin{bmatrix} cos\theta_e & -sin\theta_e \\ sin\theta_e & cos\theta_e \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Les équations de tension (4.5) sont obtenues dans un référentiel $dq$ lié au rotor en appliquant la transformation (4.2) aux équations de tension de la machine. De plus, elles

correspondent aux équations de tension des bobines fictives comme indiqué dans la Figure 4-1. Il en résulte :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q \\ V_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d \end{aligned} \tag{4.5}$$

Les différentes variables sont :

- $v_d, v_q, i_q, i_q$ sont respectivement les composantes *d-q* de la tension et du courant,

- $\omega = p\Omega = \frac{d\theta_e}{dt}$ est la vitesse angulaire électrique du rotor,

Dans l'hypothèse du 1er harmonique, les inductances mutuelles entre les bobines fictives d'axe $d$ et $q$ sont nulles, ces flux peuvent être représentés par :

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d\, i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q\, i_q \end{aligned} \tag{4.6}$$

où :

- $L_d$, $L_q$ sont respectivement les inductances des bobines fictives *d-q.*
- $\psi_f$ est le flux des aimants

On peut déduire l'expression des différentes tensions en fonction des courants en se basant sur ces relations :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s\, i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega\, L_q\, i_q \\ v_q &= R_s i_q + \, L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega\, \psi_f \end{aligned} \tag{4.7}$$

L'équation mécanique qui gouverne le système est fournie par :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_m - \Gamma_{ch} - \Gamma_f \tag{4.8}$$

avec:

$J$: Le moment d'inertie

$\Gamma_{ch}$: Le couple de charge

$\Gamma_m$: Le couple électromagnétique de la machine

$\Gamma_f$: Le couple de frottement à l'origine des pertes mécaniques

L'expression générale du couple électromagnétique issue du modèle circuit présenté ci-dessous est la suivante :

$$\Gamma_m = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{4.9}$$

En utilisant les définitions de $\psi_d \; et \; \psi_q$ présentée ci-dessus, et en ajoutant le couple de détente $\Gamma_{cog}$, le couple électromagnétique dans les machines à aimants permanents est composé de trois termes suivants :

$$\Gamma_{\mathrm{m}} = p\psi_f i_q + \; p\big(L_d - L_q\big) i_d i_q \; + \Gamma_{cog} \tag{4.10}$$

On rappelle que le couple de détente $\Gamma_{cog}$ à une valeur moyenne nulle.

Dans le cas des machines à aimants posés en surface, la saillance rotorique est négligeable. Dans une modélisation en vue de la commande, on néglige dans un premier temps le couple de détente. Le couple de la machine est exprimé par :

$$\Gamma_{\mathrm{m}} = p\psi_f i_q \tag{4.11}$$

## II.2 Mise sous forme d'état en vue de la commande

Les équations électriques de la machine à aimants permanents sont mises sous forme d'état dans un objectif d'étude dynamique et de commande. Elles se présentent sous la forme ci-dessous :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d}[v_d - R_s\, i_d + \omega\, L_q\, i_q] \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q}[v_q - R_s i_q - \omega L_d i_d - \omega\, \psi_f] \end{aligned} \tag{4.12}$$

Si les courants sont connus, le couple produit peut être calculé selon l'équation (4.11). L'équation mécanique présentée dans (4.8) est également prise en compte, la vitesse de l'arbre peut être calculée comme suit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}[\Gamma_m - \Gamma_{ch} - \Gamma_f(\Omega)] \tag{4.13}$$

où $\Gamma_f(\Omega)$ représente les frottements mécaniques de la machine auquel nous ajoutons le couple résistant dû aux pertes fer. L'équation différentielle régissant l'angle mécanique (θ) est présenté dans l'équation (4.14).

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \tag{4.14}$$

Les entrées du modèle dynamique de la MSAP sont les tensions de phase $(v_a, v_b, v_c)$ et le couple de charge $\Gamma_{ch}$. Le modèle est composé de deux parties. La partie mécanique caractérisée par la vitesse (Ω) et l'angle mécanique (θ) de l'arbre, et la partie électrique caractérisée par le courant du stator $(i_a, i_b, i_c)$. Les tensions de phase appliquées $(v_a, v_b, v_c)$ sont transformées en composantes $dq$ correspondantes, en utilisant l'équation (4.2).

Le modèle mathématique de la MSAP est implémenté dans Matlab/Simulink afin de mettre en œuvre de la machine, à différentes vitesses et niveaux de couple. La structure du modèle Simulink est illustrée sur la Figure 4-2.

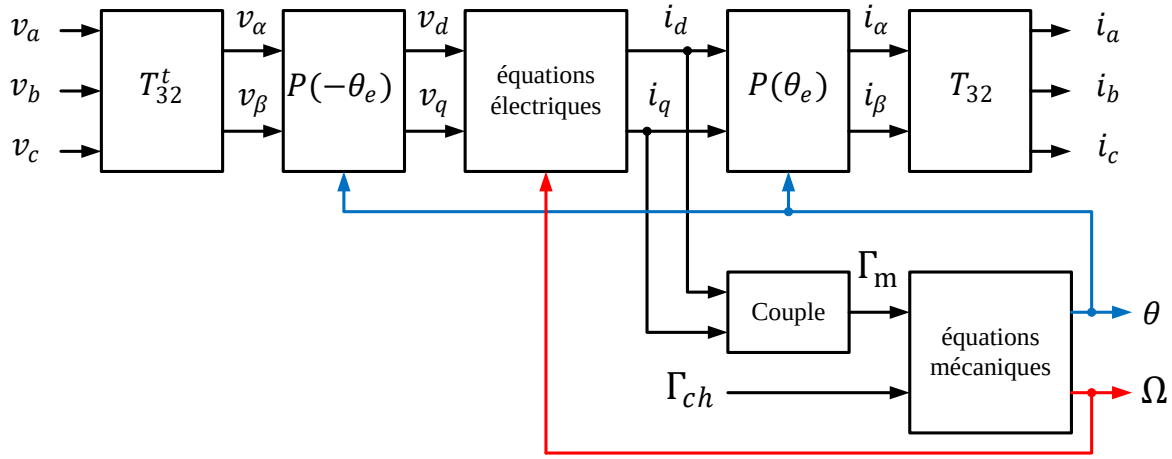



*Figure 4-2 : Schéma bloc de la modélisation du fonctionnement de la MSAP*

# III. Influence de la haute fréquence sur les paramètres externes

## III.1 Effet de peau

L'effet de peau provoque une répartition hétérogène de la densité de courant dans les conducteurs. La section effective du conducteur est réduite par ce phénomène, ce qui augmente la résistance électrique à la circulation du courant. Dans ce cas, le choix d'un diamètre de conducteur approprié réduit les pertes causées par ce phénomène. La profondeur de peau est définie comme suit :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma_c}} \tag{4.15}$$

avec:

$\sigma_c$ est la conductivité électrique du cuivre.

$\mu_0$ est la perméabilité magnétique du vide ($4\pi x 10^{-7}$ Wb/Am.)

$\mu_r$ est la perméabilité relative du conducteur (souvent voisine de 1)

L'influence de l'effet de peau est estimée par le rapport des résistances du conducteur en AC et DC ($\frac{R_{AC}}{R_{DC}}$). Ce rapport est appelé le facteur de résistance ou coefficient de Kelvin [79] et est généralement noté avec $K_R$. La formule pour les plaques planes est adaptée aux conducteurs ronds par [80] comme indiqué sur la Figure 4-3. Le facteur de résistance $K_R$ est calculé en fonction du coefficient de porosité de la $n^{ème}$ couche par :

$$K_R = \frac{\Delta e(F_p)}{2}\frac{\sinh\left(\Delta e(F_p)\right) + \sin(\Delta e(F_p))}{\cosh(\Delta e(F_p)) - \cos(\Delta e(F_p))} + F_p^2(2n-1)^2\frac{\sinh\left(\Delta e(F_p)\right) - \sin(\Delta e(F_p))}{\cosh(\Delta e(F_p)) + \cos(\Delta e(F_p))} \tag{4.16}$$

où $\Delta e\left(F_p\right) = \frac{d\sqrt{\pi F_p}}{2\delta}$ et le coefficient de porosité est $F_p$ qui se manifeste comme suit [80]:

$$F_p = N.\frac{d}{h}\sqrt{\frac{\pi}{4}} \tag{4.17}$$

où le nombre de spires par couche est *N*, le diamètre d'un seul conducteur rond est *d* et la hauteur de la fenêtre de bobinage est *h*.

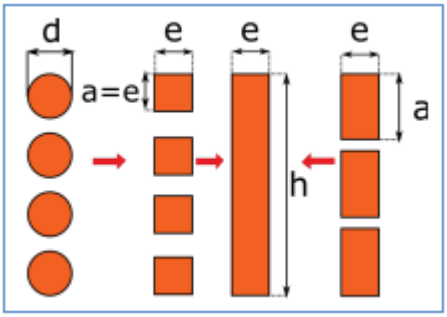



*Figure 4-3 : Plaque complète et la couche de conducteurs* [80]

En plus de l'augmentation de la résistance, l'effet de peau provoque une réduction de l'inductance de fuite l'encoche. Le facteur d'inductance $K_L$ peut être calculé à partir des équations suivantes [79].

$$K_L = \frac{3}{2\xi Z_t^2}\frac{\sinh(2\xi) - \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} + \frac{(Z_t^2 - 1)}{\xi Z_t^2}\frac{\sinh(\xi) + \sin(\xi)}{\cosh(\xi) + \cos(\xi)} \tag{4.18}$$

où le nombre de conducteurs en série dans l'encoche est $Z_t$ et le facteur de hauteur de conducteur réduit est $\xi$ qui peut être donné comme suit :

$$\xi = \frac{h_c}{\delta}\sqrt{\frac{w_c}{w_{enc}}} \tag{4.19}$$

où la hauteur des conducteurs est $h_c$ et la largeur est $w_c$, tandis que $w_{enc}$ est la largeur de l'encoche.

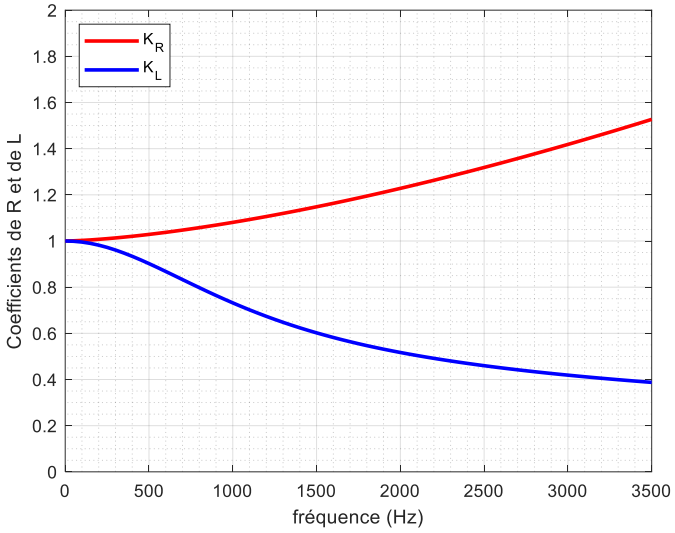



*Figure 4-4 : Coefficients de la résistance et de l'inductance en fonction de la fréquence*

La figure ci-dessus montre que lorsque la fréquence du courant qui traverse les conducteurs du bobinage est élevée, le facteur de résistance $K_R$ augmente. Donc, l'effet de peau augmente la résistance de phase, ce qui augmente les pertes Joule. Au contraire, le facteur d'inductance diminue avec une fréquence plus élevée, affectant ainsi le flux de fuite dans le stator. Ces deux courbes sont calculées pour les paramètres de la machine étudiée dans le cadre de cette thèse. En effet, les conducteurs sont caractérisés par : $d$=0.71mm, $h$=7.9 mm, $N$= 10 et donc $F_p$=0.797.

L'évolution des inductances et des résistances en fonction de la fréquence est donnée par les résistances et les inductances obtenues en continu qui sont affectées par ces coefficients.

$$R_{AC} = K_R R_{DC}$$
$$L_{AC} = K_L L_{DC} \quad (4.20)$$

# III.2 Pertes fer

En ce qui concerne les pertes fer, elles sont principalement causées par les flux générés par les aimants et sont classées en deux catégories : les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis. Les pertes fer peuvent devenir plus importantes que les pertes Joule dans les machines à hautes fréquences. Les solutions pour limiter ces pertes sont basées uniquement sur l'épaisseur des tôles ou les caractéristiques physiques du matériau.

Le paquet de tôles de la machine étudiée est fabriqué à partir d'un alliage de fer et de cobalt avec une induction de saturation d'environ 2,2 T. Le matériau utilisé pour le stator est le VACOFLUX 48. Le VACODUR 49, un matériau utilisé pour le rotor, en général, est légèrement moins performant mais reste d'excellente qualité mécanique et magnétique présenté dans la Figure 4-5.

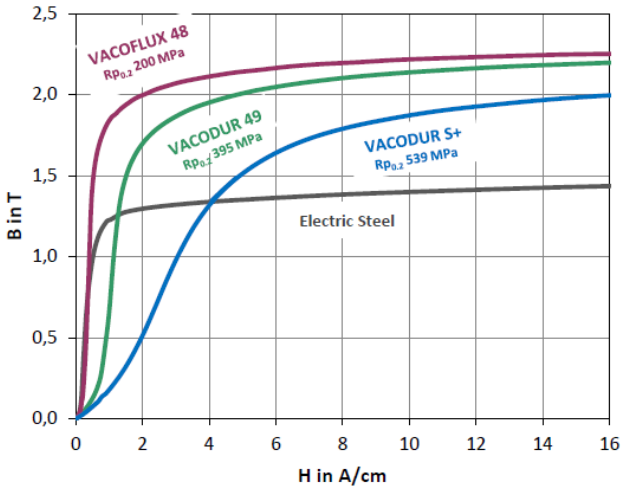



*Figure 4-5 : Caractéristiques magnétiques de divers alliages de fer*

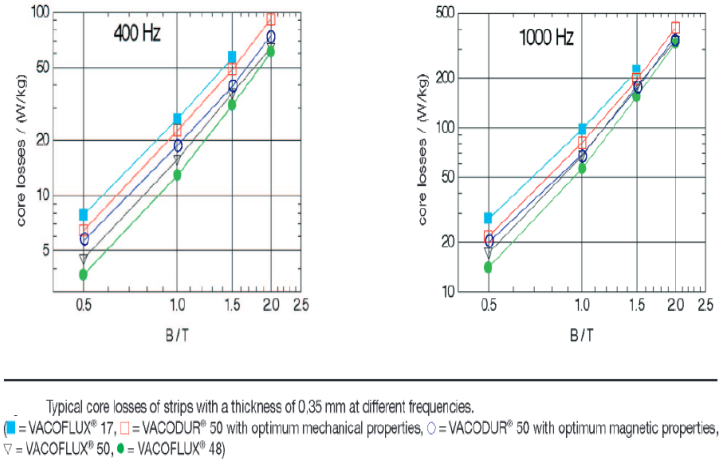



*Figure 4-6 : Caractéristiques de pertes fer de divers alliages de fer*

Les caractéristiques de perte fer sont présentées sur la Figure 4-6. Considérant que l'induction magnétique utilisée est de l'ordre de 1,5 T. Nous pouvons voir qu'à 400 Hz, les pertes fer sont de l'ordre de 30 W/kg pour le VACOFLUX 48. Lorsque la fréquence est 2,5 fois plus élevée, (1000Hz), les pertes fer augmentent à environ 150 W/kg, soit une valeur 5 fois plus importante. Nous n'avons pas de données du fabricant pour des fréquences supérieures (entre 2000Hz et 3000Hz), nous ne pouvons qu'estimer ces pertes à l'aide de l'équation de Steinmetz [81] qui sépare les pertes en fonction de l'induction ($B_M^2$) et de la fréquence ($f$ et $f^2$). En d'autres termes, les pertes sont divisées en pertes par hystérésis et en pertes par courants de Foucault :

$$P_{fer} = k_H . f . B_M^2 + k_F . f^2 . B_M^2 \qquad (4.21)$$

où $B_M$ est l'amplitude du champ magnétique, $k_H, k_F$ sont les coefficients représentant les pertes par hystérésis et par courant de Foucault.

Afin d'estimer les pertes dans le circuit magnétique à partir de l'équation précédente, on voit qu'il faut connaître les coefficients $k_H$ et $k_F$. Pour déterminer ces coefficients, les caractéristiques du matériau du fabricant sont utilisées, comme le montre la Figure 4-5, où l'on considère le matériau VACOFLUX48 d'une épaisseur de 0,35 mm. Pour trouver le coefficient permettant de prédire les pertes pour n'importe quelle valeur d'induction magnétique et de la fréquence, deux fréquences différentes sont considérées. Par conséquent, à partir de l'équation (4.21), on obtient :

$$\begin{aligned} P_{fer}^{f1} &= k_H.f_1.B_M^2 + k_F.f_1^2.B_M^2 \\ P_{fer}^{f2} &= k_H.f_2.B_M^2 + k_F.f_2^2.B_M^2 \end{aligned} \tag{4.22}$$

A partir de l'équation (4.22), on peut résoudre l'équation en éliminant le coefficient $k_H$, pour retrouver le coefficient $k_F$ à partir de l'équation suivante.

$$k_F = \frac{P_{fer}^{f1}\frac{m}{f_1} - P_{fer}^{f2}\frac{m}{f_2}}{m.B_M^2.(f_1 - f_2)} \tag{4.23}$$

où $m$ est le plus grand diviseur commun des fréquences considérées ($m = \text{gcd}\,(f_1, f_2)$).

Il faut ensuite remplacer le coefficient $k_F$ de l'équation (4.22) pour trouver le coefficient $k_H$ comme indiqué dans l'équation ci-dessous.

$$k_H = \frac{P_{fer}^{f1} - k_F.f_1^2.B_M^2}{f_1.B_M^2} \tag{4.24}$$

Les résultats de la prédiction montrent que les pertes augmentent de manière non linéaire qui correspond à la Figure 4-7. C'est une extrapolation sur la base du modèle de Steinmetz dont nous avons déterminé les coefficients en se basant sur les données du constructeur.

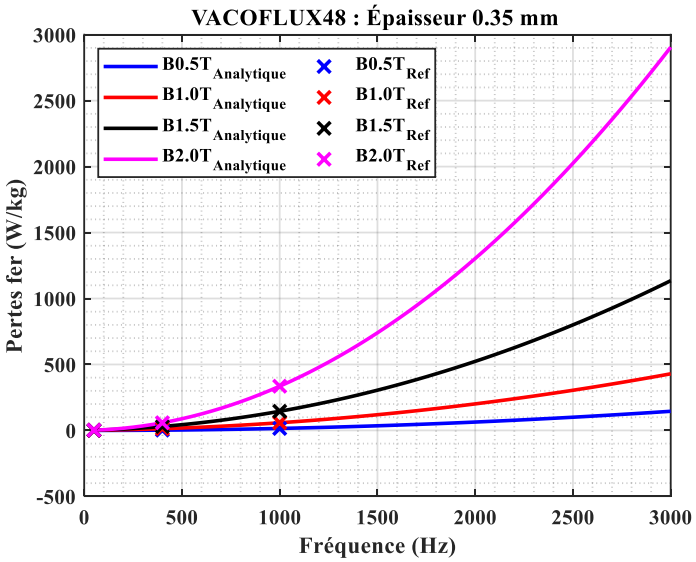



*Figure 4-7 : Pertes fer spécifiques en fonction de la fréquence*

## III. 3 Pertes mécaniques

Le mouvement du rotor provoque des pertes mécaniques liées aux frottements mécaniques. Différents types de pertes mécaniques sont mises en jeu. Les pertes mécaniques correspondent aux pertes dans les roulements ou dans les paliers ($P_{roule}$), les pertes aérodynamiques dans l'entrefer ($P_a$), et les pertes par frottement sec ($P_{fs}$) :

$$P_{méc} = P_a + P_{roule} + P_{fs} \tag{4.25}$$

Les pertes aérodynamiques dans l'entrefer $P_a$ causées par le frottement de l'air sont exprimées comme suit [82], [83], [84]:

$$P_a = k_r \pi \rho_{air} C_f L (R_a - e)^4 \Omega^3 \tag{4.26}$$

avec :

$C_f$ est un coefficient de frottement dépendant du nombre de Reynolds ($R_{rey}$) lié à l'écoulement de l'air de densité $\rho_{air}$.

$k_r$ est le coefficient de rugosité du stator et du rotor ($k_r$=1 pour le cas des machines lisses et $k_r$=1.25 pour les machines à encoches ouvertes).

$L$ est la longueur du rotor.

$R_a$ est le rayon d'alésage du stator.

$e$ est l'entrefer.

$\Omega$ est la vitesse de rotation.

$\rho_{air}$ est masse volumique du fluide dans l'entrefer (1.184 $\frac{kg}{m^3}$ pour l'air à 25 °C).

Le coefficient $C_f$ s'écrit de la manière suivante [85]:

$$C_f = \begin{cases} 5\dfrac{\left(\dfrac{e}{R_a - e}\right)^{0.3}}{R_{rey}} ; R_{rey} < 64 \\ \dfrac{\left(\dfrac{e}{R_a - e}\right)^{0.3}}{R_{rey}^{0.6}} ; 64 < R_{rey} < 500 \\ 0.515\dfrac{\left(\dfrac{e}{R_a - e}\right)^{0.3}}{R_{rey}^{0.5}} ; 500 < R_{rey} < 10000 \end{cases} \tag{4.27}$$

avec la valeur du nombre de Reynolds de Couette $R_{rey} = \frac{\rho_{air}(R_a - e)e\Omega}{\mu_{air}}$, où $\mu_{air}$ est la viscosité dynamique du fluide ($1.849 \times 10^{-5}$ $\frac{kg}{m.s}$ pour l'air à 25 °C) traversant l'entrefer.

Les pertes par frottement dans les roulements ($P_{roule}$) sont causées par des composants tels que le lubrifiant, le type de roulement, la vitesse de rotation, la pression et la charge du roulement. Elles peuvent être mesurées et estimées à l'aide de la formule suivante [86] :

$$P_{roule} = \frac{\Omega M}{1000} = \frac{\Omega(\mathrm{M}_0 + \mathrm{M}_1)}{1000} \tag{4.28}$$

En outre, le moment de frottement (M) peut être divisé en deux types : $M_1$, qui est indépendant de la charge, et $M_0$, qui dépend de la charge.

$$M_0 = \mu_{roule0} \times 10^{-7}(vN_r)^{\frac{2}{3}} \times d_m \ \ (N.mm) \tag{4.29}$$

où $\mu_{roule0}$ est le coefficient dépendant du roulement, $v$ est la viscosité du lubrifiant ($\frac{mm^2}{s}$), $N_r$ est la vitesse de rotation (tr/min) et $d_m$ est le diamètre moyen du roulement (mm).

$$M_1 = \mu_{roule1} F d_m \ \ (N.mm) \tag{4.30}$$

où $F$ est la charge placée sur les roulements (N) et $\mu_{roule1}$ est le coefficient de frottement.

L'équation (4.31) [84], qui illustre la perte par frottement sec ($P_{fs}$).

$$P_{fs} = \Gamma_{fs}\Omega \tag{4.31}$$

où $\Gamma_{fs}$ est le couple de frottement sec (N.m).

***Tableau 4-1.*** *Paramètres pour le calcul des pertes mécaniques.*

| Paramètres | Valeur |
|---|---|
| Coefficient de rugosité du stator et du rotor : $K_r$ | 1,25 |
| Masse volumique de l'air dans l'entrefer : $\rho_{air}$ | 1,184 $kg/m^3$ |
| Viscosité dynamique de l'air : $\mu_{air}$ | $1{,}849 \times 10^{-5}\ kg/(m.s)$ |
| Longueur du rotor : $L$ | 51 mm |
| Rayon d'alésage du stator : $R_a$ | 61 mm |
| Entrefer : $e$ | 1 mm |
| Coefficient dépendant du roulement : $\mu_{roule0}$ | 13,8 |
| Viscosité du lubrifiant : $v$ | 10 $mm^2 s^{-1}$ |
| Diamètre moyen du roulement : $d_m$ | 31 mm |
| Coefficient de frottement : $\mu_{roule1}$ | 0,0015 |
| Charge placée sur les roulements : $F$ | 16,088 N |
| Vitesse de rotation : $N_r$ | 6000 tr/min |

Le Tableau 4-1 donne la valeur des paramètres pour le calcul des pertes mécaniques. La Figure 4-8 représente les différentes pertes mécaniques obtenues à partir du Tableau 4-1. On peut voir que les pertes mécaniques totales (courbe rouge) augmentent de manière significative lorsque la vitesse du rotor augmente. Les pertes mécaniques ne peuvent pas être négligées dans le cas des machines hautes vitesses. Une identification expérimentale des pertes mécanique est nécessaire.

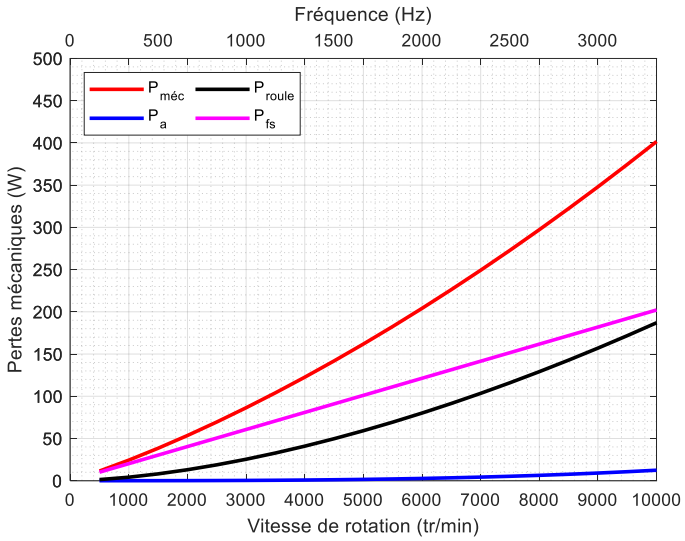



*Figure 4-8 : Prédiction des pertes mécaniques*

# IV. Description de la machine synchrone à aimants double-étoile (MSAP-DE)

La machine qui sera étudiée dans cette thèse a été conçue pour une application aéronautique lui permettant d'être connectée via deux onduleurs de tension à hautes fréquences à une source d'énergie (un système de batterie) et à un système de stockage (des super capacités). Elle a été dimensionnée de sorte que la première étoile soit alimentée de façon permanente par une source continue 540VDC (puissance moyenne) tandis que la deuxième étoile est alimentée de façon bidirectionnelle par une source variable (supercondensateur) en régime impulsionnel. Le bobinage adopté est à structure dentaire en raison des contraintes de compacité, et l'étoile fonctionnant en régime impulsionnel occupe un espace plus réduit que l'autre étoile.

## IV.1 Caractéristiques externes de la machine

La machine a deux bobinages différents ; l'un fonctionne en mode moteur (récepteur) permanent, tandis que l'autre peut fonctionner en mode générateur ou en mode moteur en régime impulsionnel. De plus, cette machine présente les caractéristiques indiquées dans le tableau ci-dessous :

***Tableau 4-2.*** *Spécifications de la MSAP-DE*

| Paramètres | Valeur |
|---|---|
| Puissance maximale continue (1 étoile) | 5 kW |
| Puissance maximale (2 étoiles) | 10 kW |
| Vitesse en régime à puissance maximale | 5000 rpm |
| Couple maximal (2 étoiles) | 19 Nm |
| Tension des bus continus ($V_{dc}$) | 540 V |

| | |
|---|---|
| Masse de la machine | 3 kg |
| Paires de pôles ($p$) | 20 |
| Nombre d'encoches ($N_s$) | 48 |

# IV.2 Structure du bobinage d'une MSAP-DE

La machine a été dimensionnée pour fournir une puissance de 10 kW pour une masse active totale inférieure à 3 kg, ce qui implique une machine compacte et des contraintes thermiques élevées.

## IV.2.1. Nombre de pôles à bobinages à plots

Le nombre de paires de pôles de la MSAP-DE est conditionné par la fréquence d'alimentation pour la vitesse maximale de fonctionnement. De plus, la fréquence MLI ($f_s$) de l'onduleur doit être au moins 20 fois supérieure à la fréquence fondamentale ($f_1$) pour que le courant soit de bonne qualité. Lors de la conception initiale, la MSAP-DE était alimentée par un onduleur (IGBT) dont la fréquence MLI ($f_s$) est limitée à 35 kHz à cause des composants de puissance utilisés. La fréquence fondamentale maximale de la MSAP-DE est de l'ordre de :

$$f_1 \leq \frac{f_s}{20} \approx 1700\ Hz \tag{4.32}$$

D'une manière générale, plus la fréquence de découpage est grande devant la fréquence fondamentale, meilleure est la qualité du courant sinusoïdal dans la machine et plus faible est le taux de distorsion harmonique.

En considérant que la vitesse maximale est de 5000 tr/mn et en se basant sur la relation suivante :

$$N(tr/mn) = \frac{60 f_1}{p} \tag{4.33}$$

Le nombre de paires de pôles pour la MSAP-DE a une limite supérieure ($p < 21$). La MSAP-DE est conçu avec 48 plots bobinés ($N_s = 48$) et 40 aimants au rotor ($p$ = 20 paires de pôles), configurés comme suit : 4 fois (12 encoches -10 pôles). Par conséquent, la MSAP-DE a été conçue a une fréquence de fonctionnement pour une vitesse maximale de 5000 tr/min, soit 1667 Hz.

L'objectif de cette thèse est d'aller plus loin que 1700 Hz afin de maîtriser le contrôle des machines électriques à hautes fréquences fondamentales (objectif 3000Hz) et caractériser le fonctionnement de la machine à des fréquences très élevées. Par conséquent nous devons disposer d'un très haute fréquence de découpage MLI.

## IV.2.2. Rappels sur les techniques de bobinages de machines à plots

Dans les bobinages concentrés autour des dents, chaque bobine est placée dans deux encoches adjacentes (comme présenté dans la Figure 4-9) ce qui réduit considérablement la longueur des têtes de bobine. Par conséquent, une structure à pas fractionnaire avec un nombre

d’encoches par pôle et par phase inférieur à 1 dans l’équation (4.34) est nécessaire par un arrangement efficace des bobinages concentrés autour des dents.

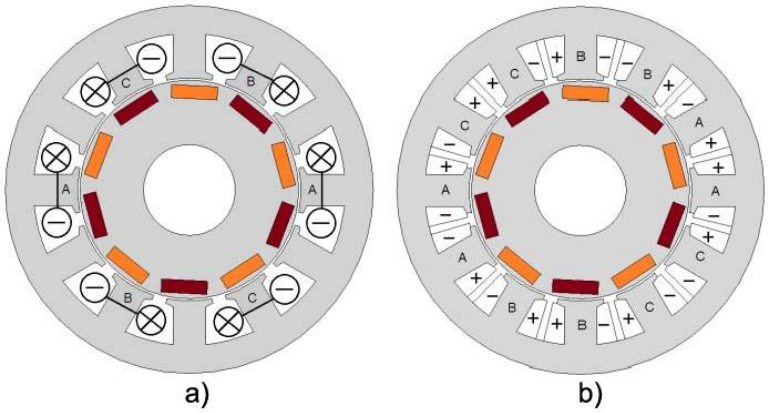



*Figure 4-9 : Bobinages concentrés autour des dents*
*a) Simple couche, b) Double couche* [87]

$$q = \frac{N_{enc}}{2pN_{ph}} \tag{4.34}$$

avec :

$q$ est le nombre d’encoches par pôle et par phase.
$N_{enc}$ est le nombre d’encoches.
$p$ est le nombre de paires de pôles.
$N_{ph}$ est le nombre de phases.

La méthode bien connue qui utilise le diagramme vectoriel de tension peut être utilisée [88], [89], [90]. Elle permet de choisir les encoches appropriées pour chaque bobine et chaque phase afin de définir le bobinage de la machine. En fait, les vecteurs du fondamental électrique de la fém induite dans chaque encoche sont représentés par le diagramme vectoriel de tension. Un angle électrique $\alpha_u$ entre deux encoches adjacentes peut être utilisé pour représenter le diagramme vectoriel de tension :

$$\alpha_u = \frac{2\pi}{N_{enc}} p \tag{4.35}$$

Ce déphasage élémentaire permet de définir les différentes phases des $N_{enc}$ bobines de la machine et d’en déduire la connectique permettant d’obtenir un bobinage triphasé équilibré [88], [89].

A titre d’exemple, la méthode est utilisée pour créer le diagramme en utilisant la machine triphasé 24 encoches 20 pôles qui est la topologie 12 encoches/10 pôles bien connue dans la littérature. De l’équation (4.35), l'angle $\alpha_u$ est de 150° et le diagramme vectoriel de tension est représentée en Figure 4-10 .

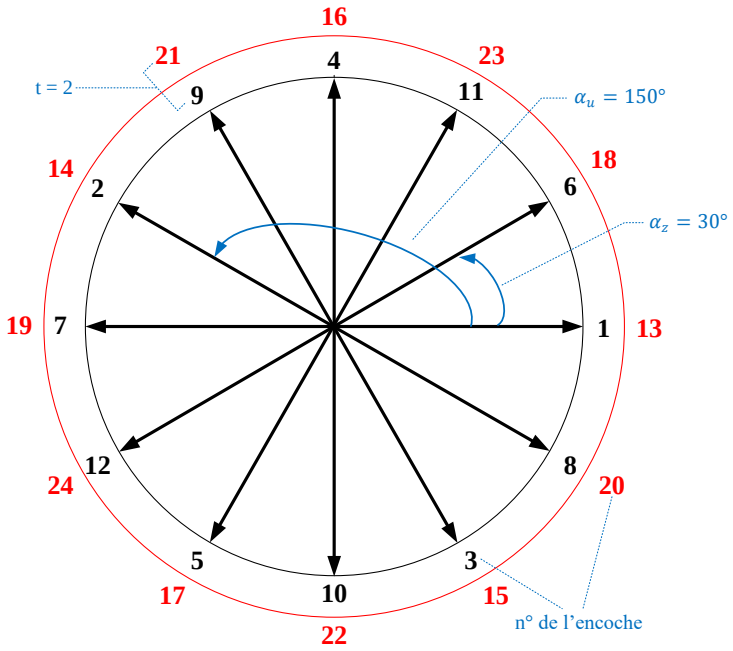



*Figure 4-10 :* Diagramme vectoriel de tension ($N_{enc} = 24, 2p = 20$)

Sur la Figure 4-10, on peut voir que l'angle entre le vecteur de l'encoche n°1 et le vecteur de l'encoche n°2 est égal à l'angle $\alpha_u$ (150°). On peut également voir que l'angle entre les vecteurs adjacents est égal à l'angle $\alpha_z$ (30°), cet angle $\alpha_z$ peut être obtenu à partir de l'équation suivante.

$$\alpha_z = \frac{2\pi}{N_{enc}} t \tag{4.36}$$

où $t$ est le nombre de couches dans le diagramme de phase de tension (la périodicité spatiale) qui peut être obtenue à partir de $t = \gcd(N_{enc}, p)$ [88].

A partir de la Figure 4-10, on obtient 8 bobines par phase pour le système triphasé : 4 bobines sont considérées dans le sens positif et 4 autres bobines sont considérées dans le sens négatif [91]. La technique couramment utilisée consiste à connecter les vecteurs les plus proches les uns des autres [91]. Un exemple de sélection de vecteur est illustré à la Figure 4-11. Les vecteurs ont été choisis pour que la phase A soit constitué des bobines : 1, -7, 8, -2, 13, -19, 20 et -14. Le signe moins signifie que la bobine est connectée en sens inverse. A partir du groupe de vecteurs sélectionnés pour la phase A, le vecteur total de la phase peut être représenté sur la Figure 4-12.

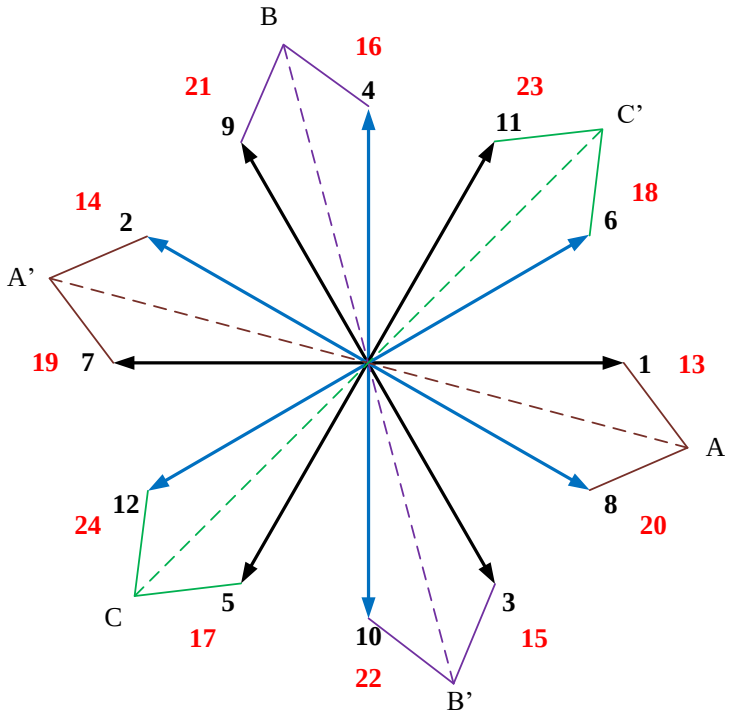



*Figure 4-11 : Diagramme vectoriel de tensions ($N_{enc} = 24, p = 10$) regroupées dans le système triphasé*

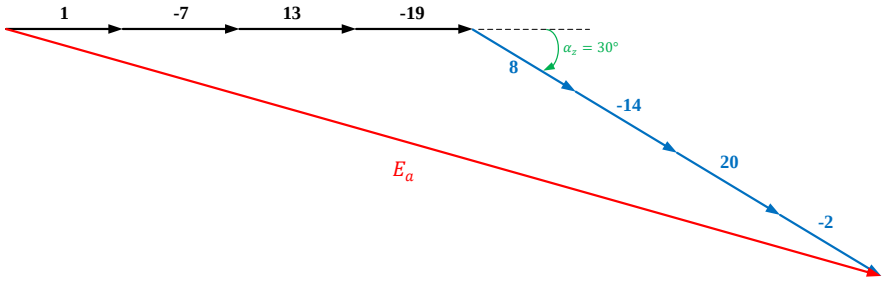



*Figure 4-12 : Vecteur résultant du fondamental électrique de la phase A avec la configuration de bobinage 4–4*

## IV.2.3. Bobines élémentaires constituant les deux étoiles

La MSAP-DE est conçue avec 48 dents de stator, il est donc nécessaire de produire 48 bobines élémentaires pour produire deux ensembles de bobines triphasés de la machine à double-étoiles. Du fait de la compacité, le deuxième bobines triphasé (étoile 2), fonctionnant de manière pulsée, occupe une surface plus petite. Ainsi, seuls 12 bobines élémentaires (sur 48) sont utilisées pour réaliser une seconde bobine triphasée (4 bobines élémentaires par phase). Les 36 autres bobines élémentaires sont utilisées pour réaliser le premier bobinage triphasé (12 bobines élémentaires par phase). Compte tenu du nombre de pôles rotorique ($2p$=40) et des décalages angulaires entre les axes de symétrie des 48 bobines élémentaires ($\alpha_u = 150°$), les fém induites dans ces bobines ne sont pas toutes en phase. Les 6 groupes de 6 bobines élémentaires sont présentés dans le Tableau 4-3 et sont classées en fonction de leur décalage angulaire (angle électrique) par rapport à la première bobine élémentaire.

***Tableau 4-3.*** *Groupement des bobines en 6 groupes*

| **Groupe 1** $\varphi_{m,1} = 0$ | **Groupe 2** $\varphi_{m,1} = -\frac{2\pi}{3}$ | **Groupe 3** $\varphi_{m,1} = -\frac{4\pi}{3}$ | **Groupe 4** $\varphi_{m,1} = -\frac{\pi}{6}$ | **Groupe 5** $\varphi_{m,1} = -\frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}$ | **Groupe 6** $\varphi_{m,1} = -\frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 5 | 9 | 8 | 12 | 16 |
| -7 | -11 | -15 | -14 | -18 | -22 |
| 13 | 17 | 21 | 20 | 24 | 28 |
| -19 | -23 | -27 | -26 | -30 | -34 |
| 25 | 29 | 33 | 32 | 36 | 40 |
| -31 | -35 | -39 | -38 | -42 | -46 |
| 37 | 41 | 45 | 44 | 48 | 4 |
| -43 | -47 | -3 | -2 | -6 | -10 |

Le bobinage de la phase a1 comprend les 8 bobines élémentaires du groupe 1, et 4 bobines parmi les 8 bobines élémentaires du groupe 4, comme l'indique le Tableau 4-4. Le Tableau 4-4 indique également que parmi les 8 bobines élémentaires du groupe 4, le bobinage de phase a2 ne comprend que 4 bobines.

La représentation graphique du Tableau 4-4 est indiquée sur la Figure 4-13. Chaque phase de l'étoile "1" est créée en connectant 4 bobines élémentaires d'un groupe (bleu) en série avec 8 bobines élémentaires de l'autre groupe (rouge) pour créer chaque phase de l'étoile "1".

Le Tableau 4-4 montre les connectivités des 48 bobines élémentaires de la MSAP-DE regroupées dans 3 groupes de 12 bobines élémentaires formant les trois phases (a1, b1 et c1) de l'étoile 1 et 3 groupes de 4 bobines élémentaires formant les trois phases (a2, b2 et c2) de l'étoile 2.

***Tableau 4-4.*** *Tableau des connectivités de la machines double-étoiles*

| **Etoile 1** | | | **Etoile 2** | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **Phase a1** | **Phase b1** | **Phase c1** | **Phase a2** | **Phase b2** | **Phase c2** |
| 1 | 5 | 9 | 8 | 12 | 16 |
| -7 | -11 | -15 | | | |
| 13 | 17 | 21 | 20 | 24 | 28 |
| -19 | -23 | -27 | | | |
| 25 | 29 | 33 | 32 | 36 | 40 |
| -31 | -35 | -39 | | | |
| 37 | 41 | 45 | 44 | 48 | 4 |
| -43 | -47 | -3 | | | |

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| -14 | -18 | -22 | | | |
| -26 | -30 | -34 | | | |
| -38 | -42 | -46 | | | |
| -2 | -6 | -10 | | | |

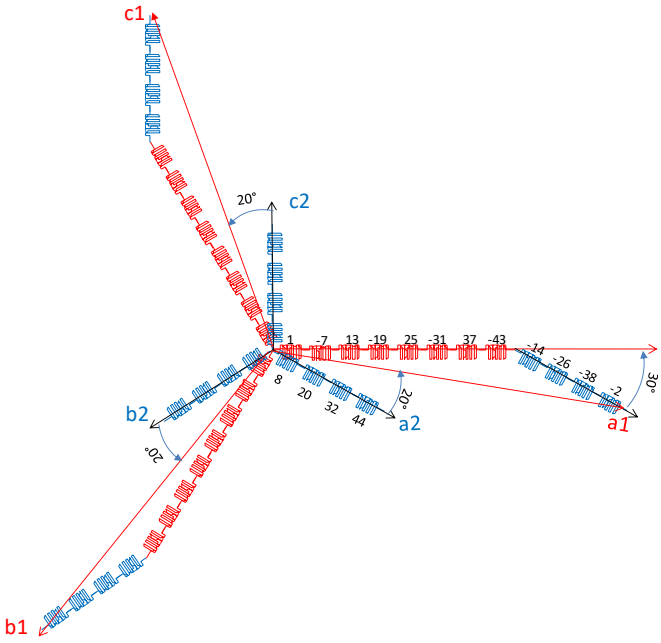



*Figure 4-13 : Bobinages triphasés des étoiles "1" et "2"*
** a1, b1 et c1 sont les axes de symétries des phases de l'étoile 1*
** a2, b2 et c2 sont les axes de symétries des phases de l'étoile 2*

En considérant les fém élémentaires unitaires de chaque bobine, la fém de la phase a1 peut être calculée de la manière suivante :

$$E_a = 8 * e^{j0°} + 4 * e^{-j30°} = 11{,}6373\, e^{-j9{,}89°} \tag{4.37}$$

L'amplitude est donc 11,64 fois plus grande que l'amplitude d'une fém élémentaire et l'axe est décalé de 9.89° en arrière.

On définit ainsi le coefficient de bobinage comme le rapport [89].

$$k_b = \frac{somme\ géométrique}{somme\ des\ valeurs\ absolues} = \frac{|\sum_k E_k|}{\sum_k |E_k|} = \frac{11{,}64}{12} = 0.97 \tag{4.38}$$

Pour cette raison, l'axe de symétrie de la phase a1 sera décalé par rapport à l'axe de symétrie des bobines du groupe 1 d'un angle électrique d'environ 10°, comme indiqué dans la Figure 4-14.

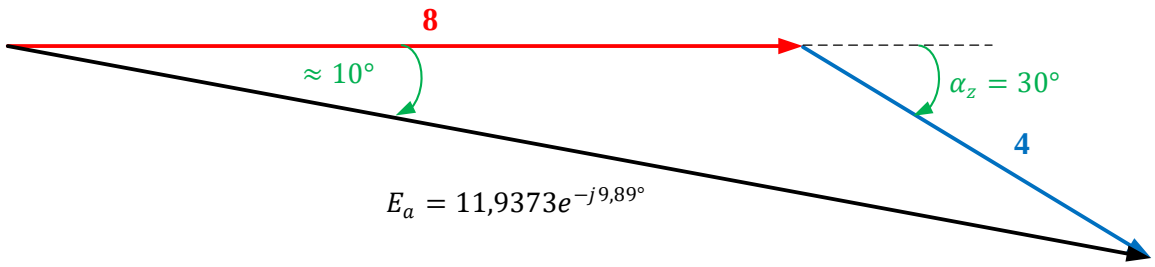



*Figure 4-14 : Décalage de l'axe de phase a1 par rapport à celui des bobines du groupe 1.*

L'axe de symétrie de la phase a2 est déphasé d'environ 20° (voir la Figure 4-13) à l'axe de symétrie de la phase a1 car l'axe de symétrie des bobines du groupe 4 est inférieure à l'axe de symétrie des bobines du groupe 1 (Figure 4-14).

## IV.3 Caractéristiques de la machine (MSAP-DE)

La machine étudiée a été dimensionnée et réalisée pour un cahier des charges spécifique mais fonctionnant à hautes fréquences. Nous l'utilisons ici comme support d'étude dans notre thèse, qui servira dans l'étude magnétique et les essais expérimentaux qui viendront au chapitre suivant. Nous donnons ici, les éléments importants des dimensions de la machine, les autres éléments sont donnés en détails dans l'annexe 1.

La forme de l'encoche et l'utilisation de bobines préfabriquées, présentées sur la Figure A1-1, entraînent une partie de la surface d'encoche qui n'est pas utilisée. Les paramètres importants sont donnés dans le tableau suivant.

***Tableau 4-5.*** *Récapitulatif des caractéristiques de la MSAP-DE*

| Paramètres | Dimensions/unité |
|---|---|
| Rayon d'alésage | 61 mm |
| Epaisseur d'entrefer (avec la frette incluse) | 1 mm |
| Hauteur des aimants | 4 mm |
| Largeur des aimants | 8 mm |
| Rayon intérieur rotor | 53.5 mm |
| Rayon extérieur stator | 73 mm |
| Longueur utile | 51 mm |
| Nombre de spires par bobine élémentaire de l'étoile1 | 10 |
| Densité de courant de l'étoile 1 | 7,75 $A_{eff}$/ mm$^2$ |

Les figures ci-dessous, montrent le stator bobiné ainsi que le rotor de la machine avant montage final. Les aimants sont maintenus avec une frète en carbone pour éviter leur décollement à hautes vitesse.

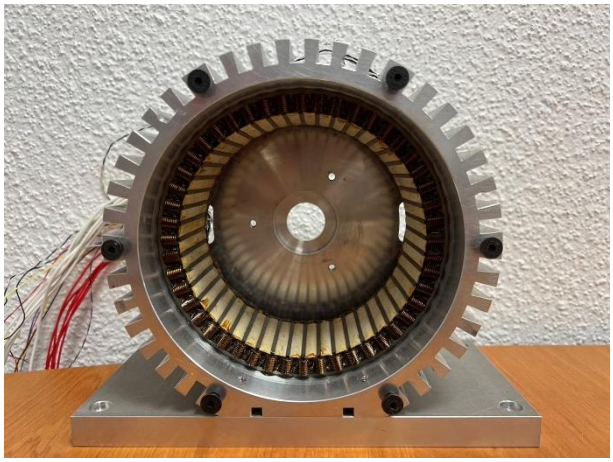


*Figure 4-15 : Photo du stator bobiné intégré dans le carter*

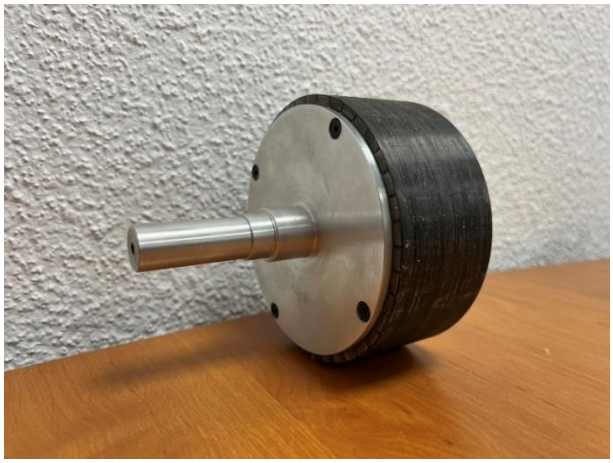


*Figure 4-16 : Photo de l'arbre avec son montage sur le rotor*

# V. Modélisation interne de la MSAP

## V.1 Modèle analytique simplifié

### V.1.1. Induction d'entrefer

Le théorème d'Ampère est utilisé pour calculer l'induction dans l'entrefer de la machine, comme indiqué dans la Figure 4-17. L'induction créée par les aimants dans l'entrefer est calculée avec l'équation (4.39) [89].

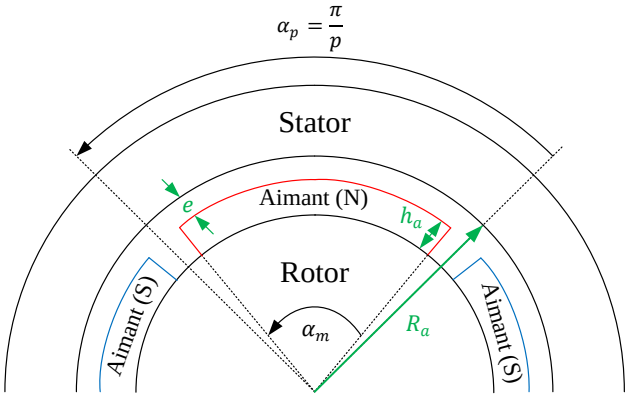


*Figure 4-17 : Modèle simplifié d'un pôle d'une machine à aimants en surface*

$$B_e = B_r \frac{h_a}{(h_a + e)} \tag{4.39}$$

où $B_e$ représente l'induction d'entrefer, $B_r$ l'induction rémanente des aimants, $h_a$ l'épaisseur de l'aimant et e l'entrefer.

Dans cette formule simplifiée, nous considérons que le fer est infiniment perméable et que l'aimantation est parfaitement radiale dans l'entrefer et dans les aimants. La forme de l'induction dans l'entrefer pour une aimantation radiale est représentée sur la Figure 4-18 [92].

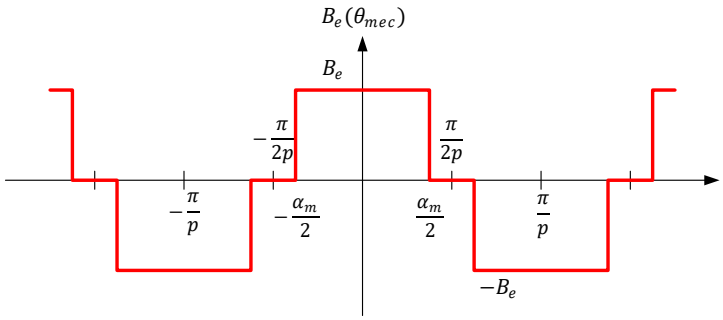



*Figure 4-18 : Forme de l'induction dans l'entrefer*

## V.1.2. Calcul de flux (bobine et phase)

Une intégrale de surface sur le pas polaire et la longueur de la machine est calculée pour obtenir la valeur du flux sous un pôle :

$$\psi_0 = \int_0^{L_u} \int_0^{\alpha_m} B_e(\theta)\, R\, d\theta dz \tag{4.40}$$

où $L_u$ est la longueur utile de la machine et $\alpha_m$ est l'ouverture des aimants. Après calculs, on obtient [79] :

$$\psi_0 = \frac{2}{\pi} B_e R \alpha_m L_u \tag{4.41}$$

Le flux pour la phase 'a' ($\Psi_a$) s'écrit :

$$\Psi_a = \psi_0 . k_b . N_{s/ph} = \psi_0 . k_b . N_{s/enc} . p . q \tag{4.42}$$

où $N_{s/ph}$ est le nombre de spires par phase et $N_{s/enc}$ est le nombre de spires par encoche.

## V.1.3. Calcul la fém et du couple électromagnétique ($\Gamma_m$)

Dans le cas d'une machine équilibrée, la force électromotrice (fém) aux bornes d'une phase de la machine est finalement obtenue.

$$E_{ph} = \frac{d\psi_a(t)}{dt} = \frac{d\psi_a(t)}{d\theta_e}.\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\psi_a(t)}{d\theta_e} p\Omega = \omega\Psi_a \tag{4.43}$$

À partir de l'équation (4.43), nous pouvons trouver la valeur efficace comme suit.

$$E_{ph}^{eff} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 \Psi_a = 4.44 f_1 \psi_0 . k_b . N_{s/ph} \tag{4.44}$$

L'alimentation de la machine est assurée par un système de courant triphasé. Le couple qui résulte de l'interaction des courants statoriques et des aimants rotoriques sera appelé le couple électromagnétique ($\Gamma_m$). Il est proportionnel au produit des courants statoriques par les fém.

$$\Gamma_{\mathrm{m}} = \frac{E_a^{eff} I_a^{eff} + E_b^{eff} I_b^{eff} + E_b^{eff} I_b^{eff}}{\Omega} = \frac{3E_{ph}^{eff} I_{ph}^{eff}}{\Omega} \tag{4.45}$$

## V.1.4. Calcul de la résistance d'une phase

Sachant que plusieurs bobines élémentaires sont combinées pour constituer le bobinage d'une phase statorique, on peut utiliser la relation analytique suivante pour déterminer la résistance d'une phase statorique :

$$R_{DC} = \frac{\rho L}{S} \tag{4.46}$$

avec :

$\rho$: La résistivité du cuivre.
$S$ : La section équivalente des conducteurs d'une phase.
$L$ : La longueur des conducteurs d'une phase.

$$L = 2(L_u + L_{tete}) N_{bobine} N_{spires} \tag{4.47}$$

avec :

$L_{tete}$ est la longueur moyenne des têtes des bobines.
$N_{bobine}$ est le nombre de bobines élémentaires en série dans une phase.
$N_{spire}$ est le nombre de spires par bobine élémentaire.

## V.1.5. Calcul des inductances

L'inductance propre de la phase A peut être calculée comme suit [93]:

$$L_{aa} = \mu_0 N_{couch} N_{bobne} \frac{N_{spire}^2 . \tau_p . L_u}{(h_a + e)} \tag{4.48}$$

L'inductance mutuelle entre la phase a et la phase b peut être calculée comme suit :

$$L_{ab} = \mu_0 N_{couch} N_{bobine} \frac{N_{spire}^2 . (\tau_p - \tau_d) . L_u}{(h_a + e)} \tag{4.49}$$

avec:

$N_{couch}$ est le nombre de couches

$\tau_p$ est le pas polaire ($\frac{\pi R_a}{p}$).

$\tau_d$ est le pas dentaire ($\frac{\pi R_a}{N_{enc}}$).

L'inductance cyclique de repère dq ($L_d, L_q$) d'une machine à aimants posés en surface peut être calculée comme suit [93], [94] :

$$L_d = L_q = L_{aa} - L_{ab} \tag{4.50}$$

Ces expressions sont bien adaptées aux bobinages distribués et ne tiennent pas compte des flux de fuites qui peuvent être déterminés par une étude plus précise que nous ne décrivons pas ici. De plus, Les machines à aimants permanents posés en surface présentent un taux de fuite important si les aimants sont relativement épais. Ces expressions sont données à titre indicatif mais le calcul par éléments finis donnera une valeur précise des inductances de phases dans le cas des bobinages à plots.

## V.2 Modèle numérique simplifié – FEMM

Dans ce qui suit, nous présentons les performances en régime permanent de la machine ; nous nous concentrons principalement sur les formes d'ondes de la fém à vide et sur le couple électromagnétique d'interaction lorsque le bobinage statorique est alimenté par des courants en phase avec les fém correspondantes. Pour ce faire, nous utilisons les codes de calcul par éléments finis avec le logiciel FEMM, sur la base d'un schéma équivalent dont les paramètres (Fém et inductances) sont calculés par éléments finis.

Pour commencer, nous vérifierons que le niveau d'induction à vide dans le fer est en dessous du seuil de saturation (2 T). Comme il est évident sur la Figure 4-19 les dents statoriques au passage des aimants sont les zones les plus saturées de la machine, présentant une induction d'environ 1.7 T.

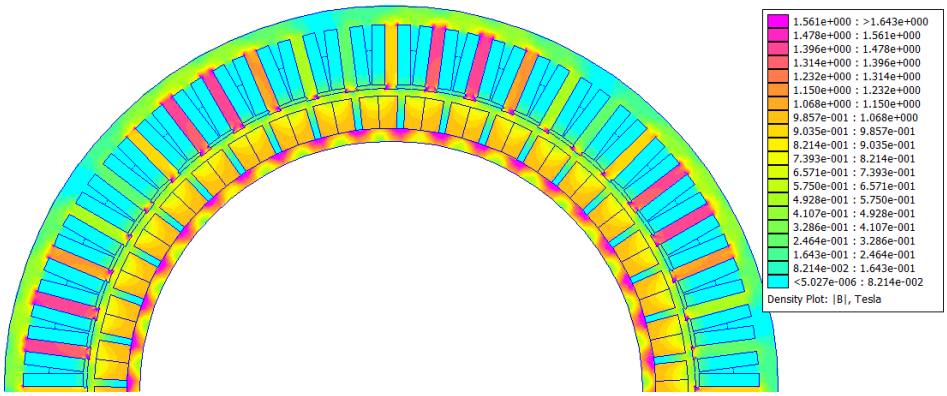



*Figure 4-19 : Induction à vide dans différentes zones de la machine*

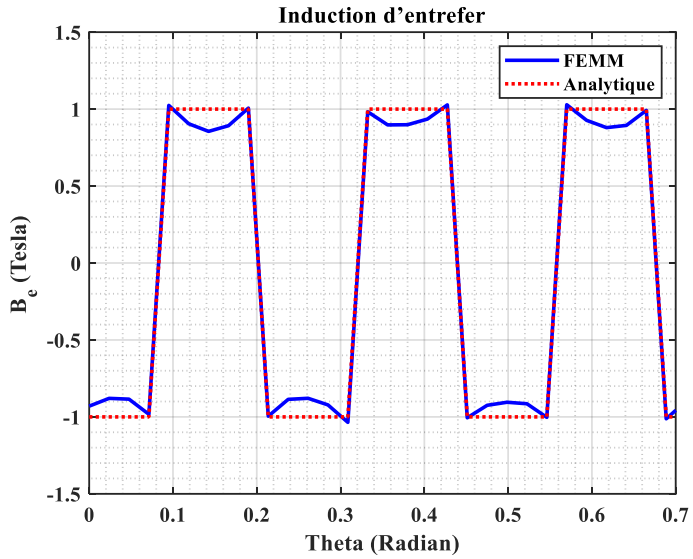



*Figure 4-20 : Comparaison entre FEA et analytique de l'induction d'entrefer*

La Figure 4-20 montre les formes d'onde de l'induction au milieu de l'entrefer obtenues à la fois analytiquement et par logiciel FEMM.

## V.2.1. Calcul des flux

Le calcul du flux dans les machines électriques est mis en œuvre en utilisant la définition de l'énergie et la co-énergie magnétiques (respectivement W et $\widetilde{W}$) que nous rappelons dans ce qui suit pour le cas d'une bobine simple.

$$\mathrm{W} + \widetilde{W} = \Psi I = \iiint_v A.Jdv \tag{4.51}$$

où $J$ est la densité de courant dans les conducteurs et $A$ est le potentiel vecteur magnétique. Dans un problème bidimensionnel, où les grandeurs sont invariantes selon la direction $z$, on peut écrire pour un dispositif de longueur $L_u$ :

$$\Psi I = L_u \iint_s A.Jds = L_u \iint_{s_+} A.J_+ds_+ + L_u \iint_{s_-} A.J_-ds_- \tag{4.52}$$

où $J$ est la composante suivant l'axe $z$ de la densité de courant ($J_+ = \frac{NI}{s_+}$, $J_- = -\frac{NI}{s_-}$) et en substituant $J$ dans l'équation précédente, on obtient l'équation suivante :

$$\Psi I = L_u \iint_{s_+} A.\frac{NI}{s_+}ds_+ - L_u \iint_{s_-} A.\frac{NI}{s_-}ds_- \tag{4.53}$$

Enfin, on peut obtenir l'expression de flux de la bobine ayant $N_s$ spires comme suit :

$$\Psi_{bob} = N_s.L_u\left(\frac{1}{s_+}\iint_{s_+} A.ds_+ - \frac{1}{s_-}\iint_{s_-} A.ds_-\right) \tag{4.54}$$

Le calcul des flux de phases dans une machine électrique est donc mis en œuvre en utilisant cette méthode et en prenant en compte la présence de plusieurs encoches ou bobines pour constituer chacune des phases de la machine. On peut ainsi déterminer les flux de phases $\Psi_{a,b,c} = [\psi_a, \psi_b, \psi_c]$ que nous utiliserons plus tard pour calculer les forces électromotrices (fém). La comparaison des résultats du calcul du flux de la phase A entre le modèle analytique (4.42) et le FEMM est illustrée à la Figure 4-21.

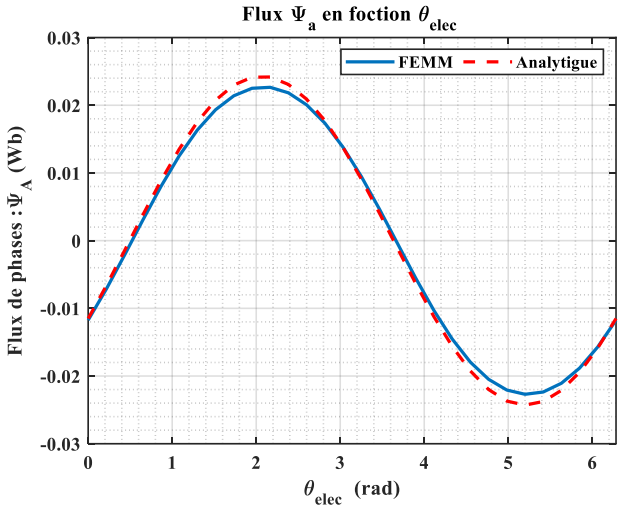



*Figure 4-21 : Formes d'onde des flux de la phase A à 5000 tr/min*

## V.2.2. Calcul des fém

Le calcul des fém est mis en œuvre par dérivation des flux de la manière suivante :

$$e_{ph}(\theta_e) = \frac{d\psi_{ph}(t)}{dt} = \frac{d\psi_{ph}(\theta_e)}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\psi_{ph}(\theta_e)}{d\theta_e} p\Omega = \omega\psi_{ph}(\theta_e) \qquad (4.55)$$

À partir de l'équation (4.55), on voit que les fém ($E_{a,b,c}$) dépendent directement du flux de phase ($\Psi_{a,b,c}$). Pour connaître la tension nominale de la machine, la vitesse maximale est sélectionnée à 5000 tr/min. La comparaison des résultats de calcul de la fém de la phase A entre le modèle analytique et FEMM est illustrée à la Figure 4-22. L'amplitude de la fém de la phase A est 245,5 V pour le FEMM et 254,8 V pour le modèle analytique.

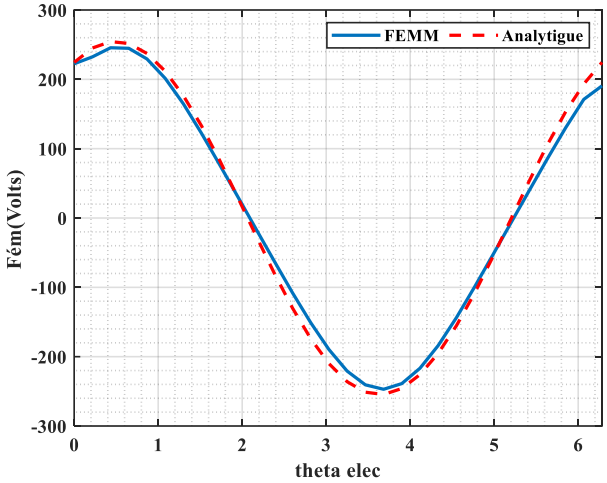



*Figure 4-22 : Formes d'onde des fém de la phase A à 5000 tr/min*

La Figure 4-23 montre le couple total généré par le moteur lorsqu'il est alimenté par des courants sinusoïdaux d'amplitude maximale dans trois phases ($I_{max} = 13A$). Le couple calculé par FEMM est de 8,88 N.m et 9,45 N.m pour le modèle analytique, ce qui équivaut à une puissance mécanique environ 5 kW à 5000 tr/min.

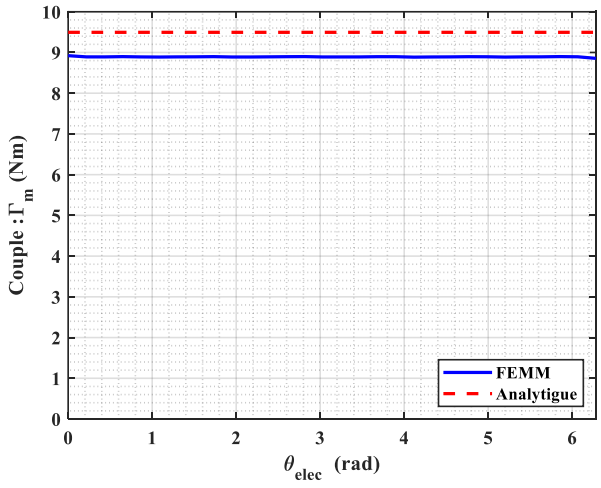



*Figure 4-23 : Couple électromagnétique à 5000 tr/min pour des courants d'amplitude ($I_{max} = 13\ A$)*

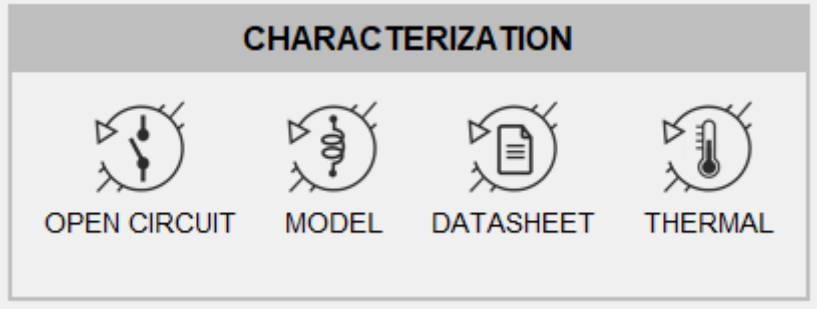
Les courbes rouges sont données par le calcul analytique en supposant des formes d'ondes sinusoïdale. Le calcul analytique vu précédemment permet de déterminer les amplitudes des grandeurs physiques (Flux, fém) avec une bonne précision.

## V.3 Modèle numérique avancé - FluxMotor

Pour mettre en œuvre un modèle plus avancé qui combine des simulations par éléments finis et un modèle externe dans le repère de Park, il est très intéressant d'utiliser le logiciel

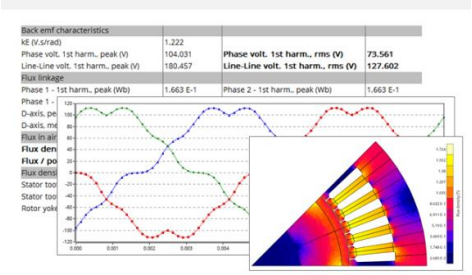
FluxMotor, développé par Altair. Ce logiciel sera utilisé pour modéliser la MSAP testée. La bibliothèque de cet outil contient une variété de formes pour la géométrie du rotor et de l'aimant. Cependant, une nouvelle géométrie pour le rotor et le stator a été créée pour cette application et ajoutée à la bibliothèque à l'aide de la macro proposée dans Flux2D. La MSAP peut être testée après avoir déterminé la géométrie du rotor et du stator. Nous commencerons par une étude de caractérisation à vide, d'identification des paramètres du modèle et d'un point de fonctionnement donné pour évaluer les performances de la machine.

Dans ce qui suit, nous nous limitons à la caractérisation de la machine à travers les modules ce calcul en circuit ouvert (open-circuit) et celui du modèle de Park (Model) représentés dans la figure ci-dessous.




## V.3.1 Calculs en circuit ouvert (open-circuit)

Le logiciel FluxMotor utilise les définitions présentées dans les paragraphes précédents pour le calcul du flux et de la fém par phase lors d'un fonctionnement à vide. Il permet aussi de calculer le couple de détente et la répartition de l'induction dans la machine pour un fonctionnement à vide.



## V.3.2. Caractérisation des flux

Le calcul des flux ($\Psi_{a,b,c}$) est effectué en se basant sur les formulations présentées ci-dessus pour différentes valeurs des courants $i_d$ et $i_q$ afin d'établir les cartes $\Psi_q(i_d, i_q)$ et $\Psi_d(i_d, i_q)$ pour chaque noeud de cette grille (Figure 4-24). En effet, les flux de l'axe $d$ et de l'axe $q$ peuvent être obtenus en utilisant les équations de Park et la transformation correspondante (transformation ci-dessous retenue par le logiciel FluxMotor). Il faut également préciser le changement de notation en lien avec le logiciel qui nomme les courants $J_d$ et $J_q$ à la place de $I_d$ et $I_q$.

$$\begin{bmatrix}\Psi_d\\ \Psi_q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\cos(\theta) & \cos(\theta-\frac{2}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3})\\ \sin(\theta) & sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & sin(\theta+\frac{2\pi}{3})\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi_a\\ \Psi_b\\ \Psi_c\end{bmatrix} \quad (4.56)$$

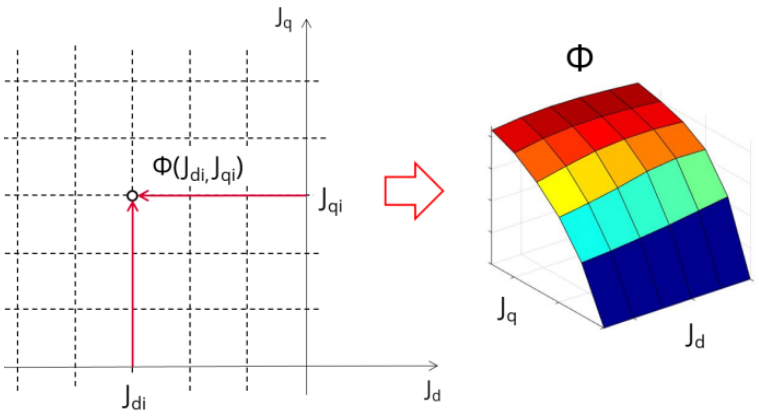



*Figure 4-24 : Calcul sur une grille dans le plan $J_d$, $J_q$* [95]

## V.3.3. Calcul de l'inductance

La phase A est alimentée par un courant continu, et le rotor tourne sur une plage de positions angulaires qui correspond à une période électrique de deux pôles. Sur cette période électrique, les flux à travers toutes les phases sont calculés. Les flux ($\Psi_{a,b,c}$) à travers les phases a, b et c sont définis comme suit, en considérant un comportement linéaire du circuit magnétique :

$$\begin{bmatrix}\Psi_a\\ \Psi_b\\ \Psi_c\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_{aa} & L_{ab} & L_{ac}\\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc}\\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}J_a\\ J_b\\ J_c\end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Les inductances mutuelles et l'inductance propre sont calculées en fonction de la position angulaire du rotor ($\theta$). L'expression de l'inductance propre pour la phase a est la suivante, compte tenu des positions initiales pour notre calcul :

$$L_{aa} = L_{aa}^{moy} + L_{a2h}\cos(2\theta) \quad (4.58)$$

où $L_{aa}^{moy}$ est la valeur moyenne de l'inductance propre de $L_{aa}$ et $L_{a2h}$ est l'amplitude de l'harmonique de rang 2 de la représentation de $L_{aa}$.

En prenant en compte les conditions initiales de notre calcul, les inductances mutuelles entre les phases a, b et c sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{ab}^{moy} + L_{ab2h}\cos\left(2\theta-\frac{2\pi}{3}\right)\\ L_{ac} &= L_{ab}^{moy} + L_{ab2h}\cos\left(2\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned} \quad (4.59)$$

où $L_{ab}^{moy}$ est la valeur moyenne de l'inductance mutuelle de $L_{ab}$ et $L_{ab2h}$ est la deuxième harmonique de la représentation de la fréquence de $L_{ab}$.

Les inductances non saturées des axes d et q peuvent être déduites de la manière suivante :

$$\begin{aligned} L_d &= L_{aa}^{moy} + L_{ab}^{moy} + \frac{3}{2}L_{a2h} \\ L_q &= L_{aa}^{moy} + L_{ab}^{moy} - \frac{3}{2}L_{a2h} \end{aligned} \tag{4.60}$$

## V.3.4. Calcul du couple électromagnétique ($\Gamma_m$)

Le couple électromagnétique $\Gamma_m$ est calculé à partir des cartes de flux et à l'aide de la formule suivante :

$$\Gamma_m = \frac{m}{2}.p.\left(\Psi_d.J_q - \Psi_q.J_d\right) \tag{4.61}$$

où $p$ est le nombre de paires de pôles et $m$ le nombre de phases (3 pour le système triphasé).

## V.3.5. Topologie de la MSAP

Lors de la conception de la structure du moteur dans le programme FluxMotor, les dimensions du Tableau A1-1 de l'annexe sont utilisées.

### a. Rotor

La forme de rotor utilisée pour la MSAP testé est un rotor à 40 pôles, comme illustré à la Figure 4-25.

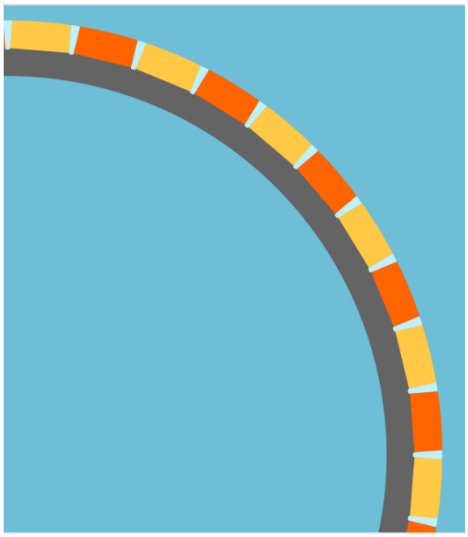


*Figure 4-25 : Vue radiale du rotor*

Dans la machine utilisée, chaque pôle magnétique possède quatre aimants de même dimension pour réduire les pertes dans les aimants mais ce détail n'est pas représenté dans la modélisation sous FluxMotor. Pour la conception dans FluxMotor, chaque pôle magnétique représenté par un seul aimant dans la mesure où seul le flux des aimants est calculé et les pertes dans les aimants ne sont pas évaluées. La dimension des aimants de chaque pôle est choisie égale à 8*51*4 mm indiqué dans la Figure 4-26.

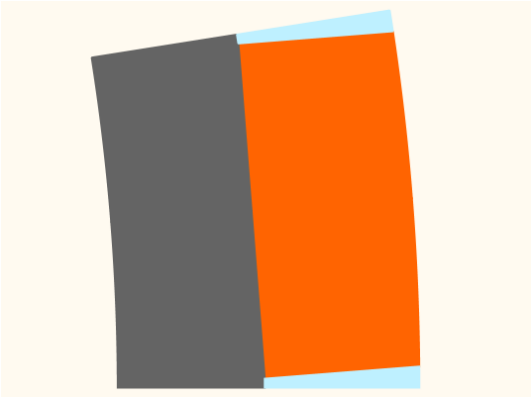


*Figure 4-26 : Vue de l'aimant*

### b. Stator

La structure du stator de la machine est conçue avec 48 encoches pour accueillir 48 bobines pour une machine électrique à double étoiles comme illustré à la Figure 4-27. Mais comme ici nous faisons une analyse pour un moteur simple étoile, seules 36 bobines seront attribuées.

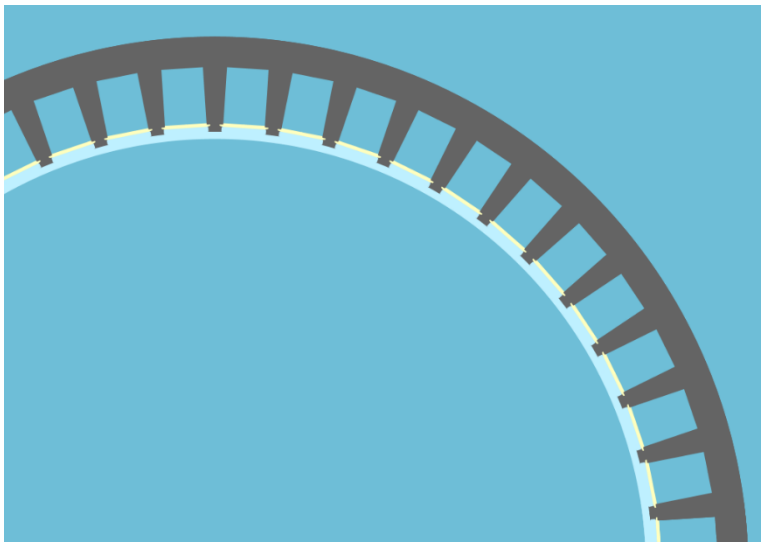


*Figure 4-27 : Vue radiale du stator*

L'encoche du stator est conçue pour une bobine concentrée comme illustré sur la Figure 4-28 et la Figure 4-29.

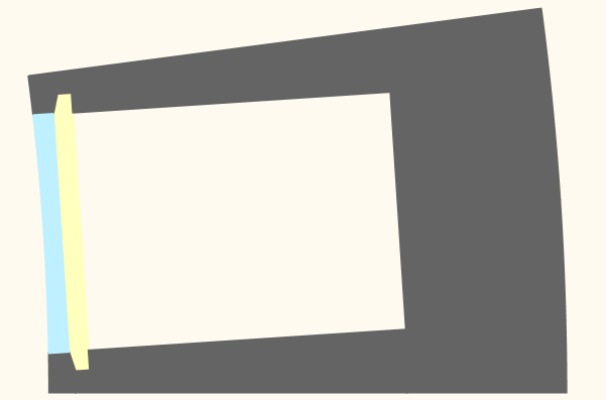


*Figure 4-28 : Vue globale de l'encoche vide*

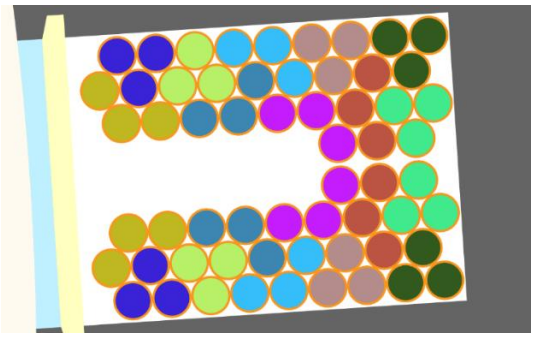


*Figure 4-29 : Remplissage de l'encoche. Ce remplissage est indicatif, il permet de vérifier que le remplissage de l'encoche est correct*

L'enroulement de chaque phase est représenté sur la Figure 4-30 où chaque phase se compose 12 enroulements. Il correspond au bobinage concentrique défini précédemment.

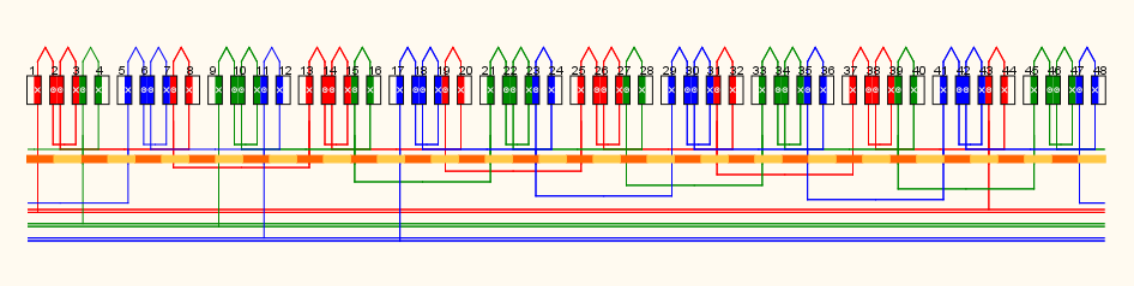


*Figure 4-30 : Disposition du bobinage pour les 3 phases (FluxMotor)*

La structure globale de la machine modélisée sur FluxMotor peut être illustrée à la Figure 4-31. Les encoches représentées en blanc correspondent aux encoches de l'étoile secondaire qui n'est pas étudiée dans le cadre de cette thèse.

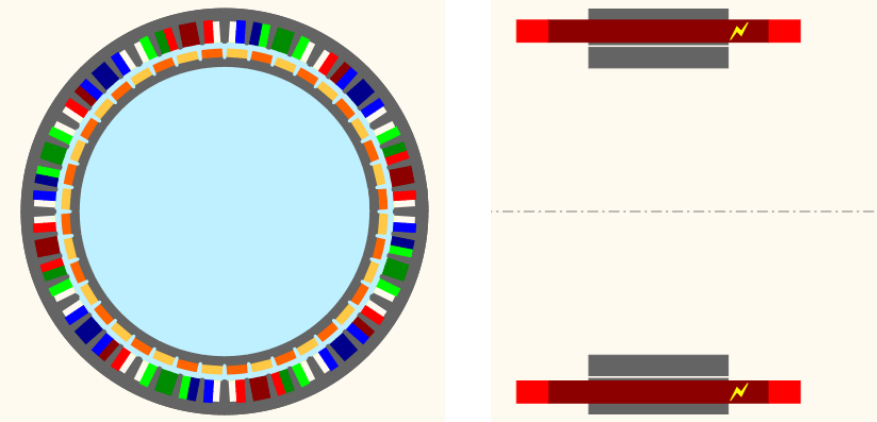


*Figure 4-31 : Topologie de la machine : vue radiale et vue axiale*

## V.3.6. Conditions de simulation

Dans ce qui suit, nous montrons les résultats de simulation du calcul en circuit ouvert (Open circuit) et les résultats de la simulation de Park (Model). Les conditions de simulation sont présentées dans le tableau ci-dessous.

***Tableau 4-6.*** *Conditions de simulation par FluxMotor*

| Paramètres | Valeur |
|---|---|
| Vitesse | 5000 tr/min |
| Densité de courant maximal | 10 $A_{eff}/\ mm^2$ |

## V.3.7. Résultats de simulation du calcul en circuit ouvert (Open circuit)

Les résultats de la simulation du fonctionnement du module du calcul du circuit ouvert consistent en l'induction dans l'entrefer, le flux triphasé et la fém, qui sont indiqués respectivement dans la Figure 4-32, la Figure 4-33 et la Figure 4-34. Pour la fém, on retrouve pratiquement le même résultat que celui obtenu à l'aide du logiciel FEMM.

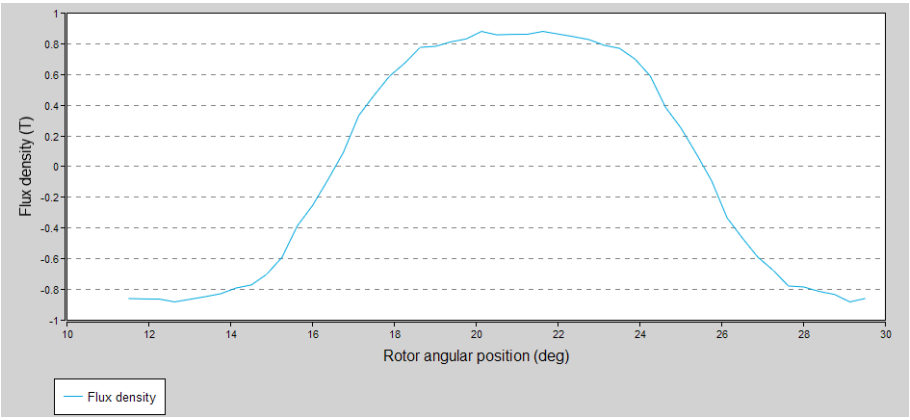



*Figure 4-32 : Induction dans l'entrefer en fonction de la position angulaire du rotor*

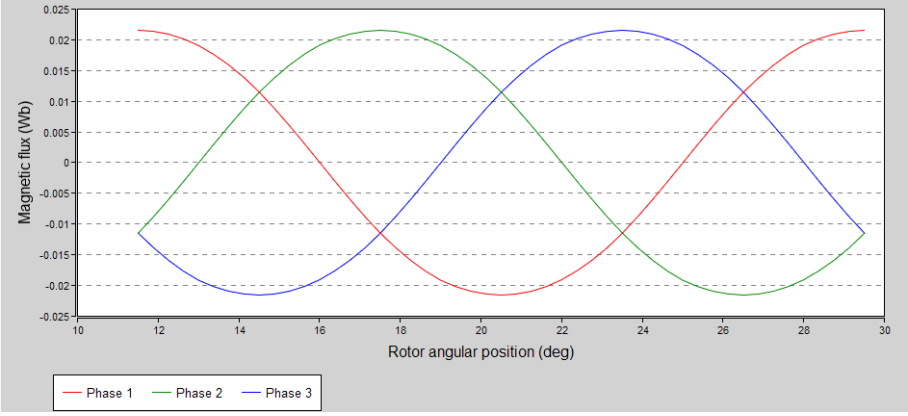



*Figure 4-33 : Flux des phases en fonction de la position angulaire du rotor*

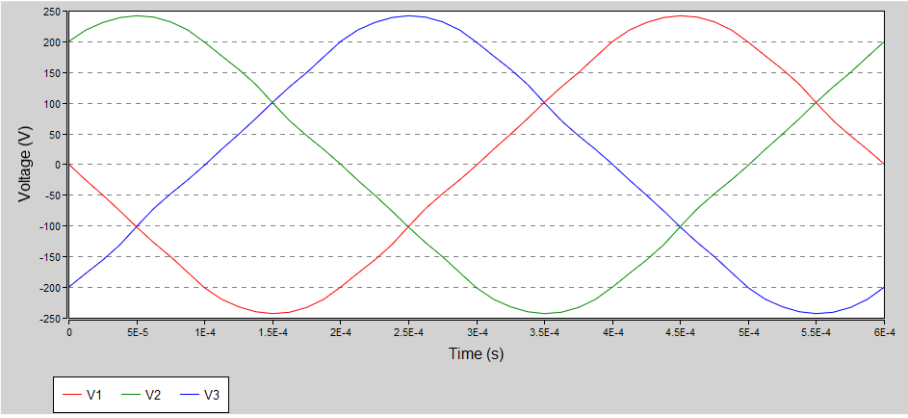



*Figure 4-34 : Fém de phase en fonction du temps*

## V.3.8. Résultats de la simulation de Park (Model)

Les résultats de la simulation du fonctionnement du module de Park (Model) consistent à calculer le flux de l'axe d,q qui se déduisent selon la transformation de Park, l'inductance cyclique du stator ($L_d, L_q$) et le couple électromagnétique ($\Gamma_m$).

### a. Flux de l'axe $d, q$

La Figure 4-35 montre que le flux de l'axe d ($\Psi_d$) ne dépend que du courant $J_d$, ce qui est cohérent avec l'équation (4.6). Il n'y a pas d'effet croisé ni de mutuelle $M_{dq}$. Lorsque le courant $J_d$ atteint sa valeur maximale négative, le flux $\Psi_d$ décroits de $2.2 \times 10^{-2}\, Wb$ à $1.75 \times 10^{-2}\, Wb$ ; ce qui représente un faible taux de défluxage. Ce résultat est tout à fait cohérent vu la topologie de la machine. La valeur du flux à vide $2.2 \times 10^{-2}\, Wb$ correspond au flux magnétique ($\psi_f$) qui est donc égal à $2.2 \times 10^{-2}$ Wb.

Le flux de l'axe q ($\Psi_q$) ne dépend que du courant $i_q$ il est normalement nul en fonctionnement à vide. (Figure 4-36).

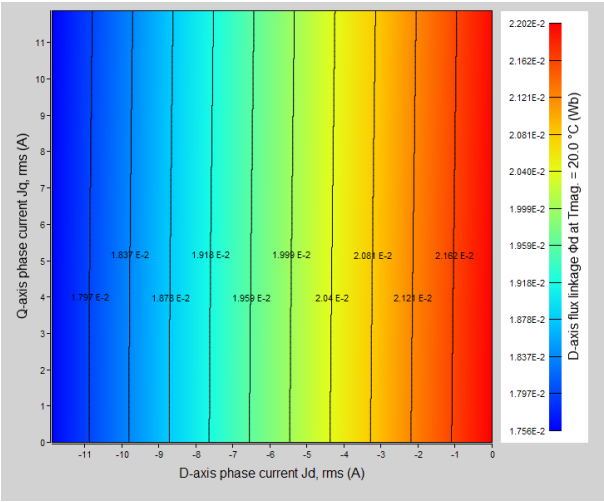



*Figure 4-35 : Flux $\Psi_d$ en fonction de $J_d, J_q$*

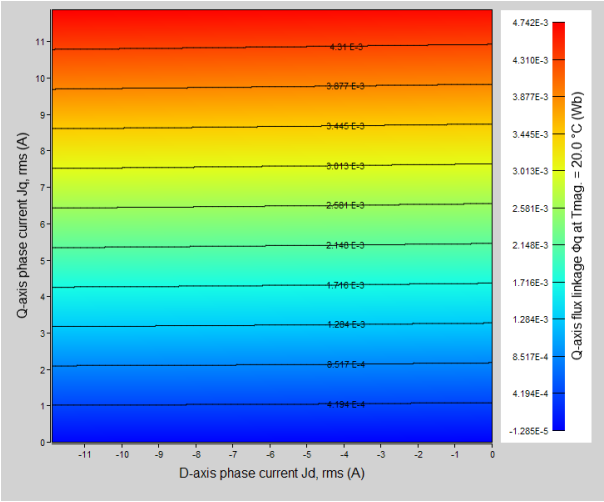



*Figure 4-36 : Flux $\Psi_q$ en fonction de $J_d, J_q$*

### b. Inductance cyclique du stator ($L_d, L_q$)

Les inductances d'axes d et q ($L_d, L_q$) dans la zone $J_d, J_q$ obtenue à partir du logiciel FluxMotor sont illustrées à la Figure 4-37 et la Figure 4-38. La machine étudiée étant du type à rotor lisse, les deux inductances ($L_d, L_q$) ont sensiblement les mêmes valeurs. De plus les variations des inductances sont minimes, ce qui montre que la réaction d'induit est faible devant le flux principal dû aux aimants.

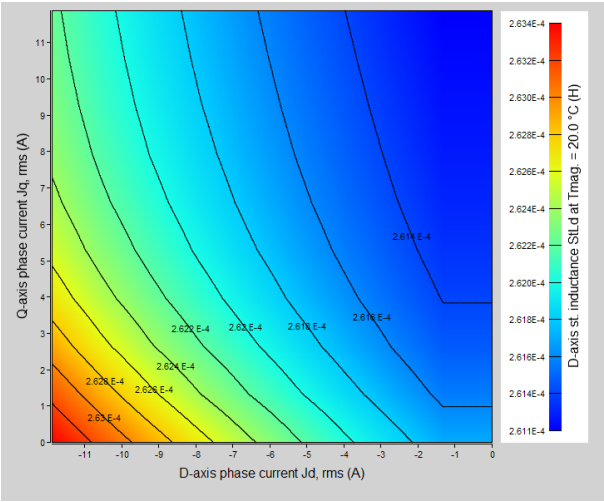



*Figure 4-37 : Inductance statique d'axe d ($L_d$) en fonction de $J_d$,$J_q$*

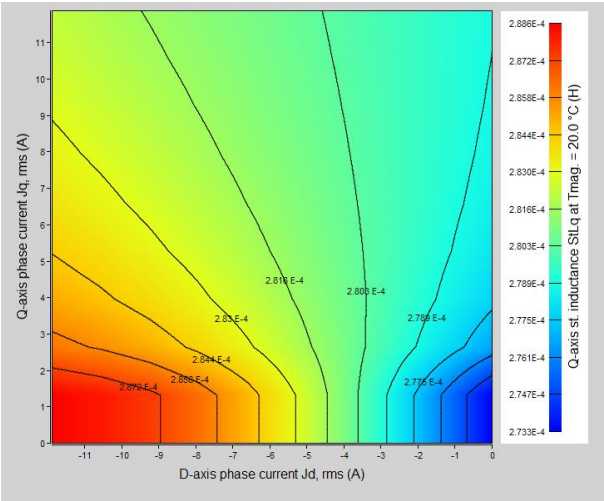



*Figure 4-38 : Inductance statique d'axe q ($L_q$) en fonction de $J_d$,$J_q$*

### c. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique ($\Gamma_m$) calculé à partir du logiciel FluxMotor est déterminé sur la grille ($J_d$ , $J_q$) comme indiqué sur la Figure 4-39. La valeur crête du courant d'axe q ($J_q$) est fixée à 13 A (9.19 Arms), ce qui donne un couple électromagnétique de 8.69 N.m (pour $J_d$ = 0A). Ce couple ne dépend que du courant $J_q$.

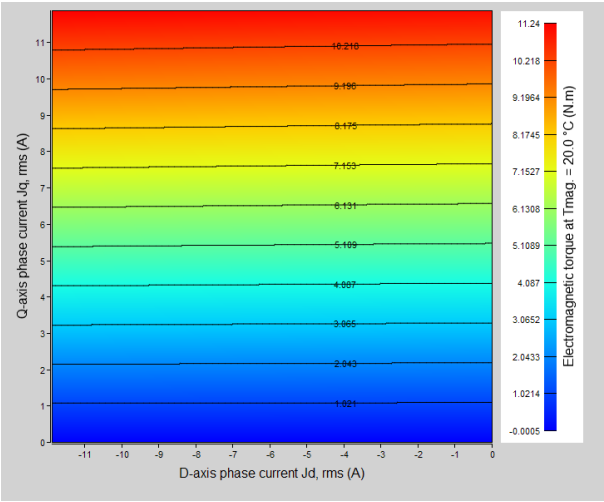



*Figure 4-39 : Couple électromagnétique dans la zone Jd-Jq*

Le Tableau 4-7 rassemble les grandeurs principales calculées avec les trois modèles magnétiques et les résultats expérimentaux qui seront présentés dans le chapitre suivant. Nous constatons que les quatre méthodes donnent sensiblement les mêmes résultats. Le modèle analytique simplifié surestime légèrement le flux et par conséquent la fém et le couple.

***Tableau 4-7.*** *Résultats des modèles analytique et numérique*

| ***Paramètres*** | **Analytique** | **FEMM** | **FluxMotor** | **Expérimentation** |
|---|---|---|---|---|
| $R_s$ (Ω) | 0,27 | - | 0,364 | 0,268 |
| $L_d$ (mH) | 0,31 | 0,32 | 0,261 | 0,254 |
| $L_q$ (mH) | 0,31 | 0,32 | 0,279 | 0,254 |
| $\Psi_a$ (Wb) | 0,0243 | 0,0226 | 0,0219 | 0,0219 |
| $E_{max}$ (V) | 254,84 | 245,54 | 240 | 229,85 |
| $\Gamma_m$ (N.m) | 9,49 | 8,88 | 8,69 | 8,6 |

# VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes qui sont menées pour définir une machine synchrone à aimants permanents destinée à fonctionner à haute fréquence. Nous nous sommes basés sur une machine à deux étoiles pour construire notre modèle et notre démarche d'identification des paramètres avec différentes méthodes. Cette machine était disponible au laboratoire.

Une estimation de la variation de certains paramètres, notamment les pertes, en fonction de la fréquence est mise en œuvre ; elle sera utilisée dans le chapitre suivant pour interpréter des résultats expérimentaux.

Le bobinage utilisé est à nombre d'encoches par pole et par phase fractionnaire, composé de bobines autours de dents statorique. Une description détaillée des composants du moteur permet d'appréhender son comportement et d'identifier ses paramètres. Nous nous sommes

focalisés sur la modélisation magnétique en utilisant un modèle simplifié de type analytique, suivi d'un modèle par éléments finis basé sur le schéma équivalent en utilisant un code de calcul par éléments finis. Un troisième modèle combinant l'identification des paramètres par éléments finis et un modèle circuit équivalent en vue de la commande et son alimentation est mis en œuvre sous le logiciel Flux-Motors. Les trois modèles donnent sensiblement les mêmes résultats. Les paramètres obtenus vont en partie être validés lors des essais expérimentaux d'identification au chapitre suivant. Ils seront ensuite utilisés dans des simulations en régime dynamique de l'ensemble « convertisseur-machine » dans différentes situations.

# CHAPITRE 5

## Mise en œuvre pour l'entrainement à haute fréquence

# I. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation et à la mise en œuvre expérimentale de la machine à aimants permanents alimentée à hautes fréquences par un convertisseur statique à base de composants SiC MOSFET. Nous mettrons en évidence les difficultés d'un tel entrainement et caractériserons le comportement de l'ensemble convertisseur-machine dans ces conditions.

# II. Identification des paramètres par les essais classiques

## II.1 Présentation du banc expérimental

Dans l'essai visant à entraîner le moteur électrique, l'onduleur SiC MOSFET a été choisi, qui a été validé au chapitre III comme étant adapté à l'entraînement d'un moteur électrique à haute fréquence. Quant à la machine, il s'agira de deux machines à aimants permanents ayant les mêmes spécifications. L'une fonctionne en mode moteur et l'autre fonctionne comme un générateur connecté à une charge résistive triphasée pour agir comme charge pour le système. Un couplemètre est installé entre les deux machines à aimants permanents pour mesurer le couple sur l'arbre ($\Gamma_{ch}$). Le système utilisé dans l'expérimentation qui vise à valider l'entrainement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à haute fréquence est représenté sur la Figure 5-1.

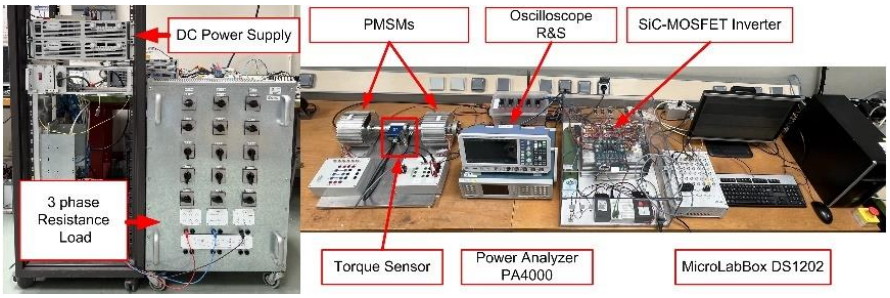



*Figure 5-1 : Photo du banc d'essai*

## II.2 Mesure de la résistance statorique ($R_s$)

Les résistances sont mesurées à l'aide de la méthode volt-ampèremétrique. Comme indiqué dans la Figure 5-2, l'essai nécessite une source d'alimentation en continu, un voltmètre et un ampèremètre. Deux bobinages du stator de la machine sont alimentés en courant continu.

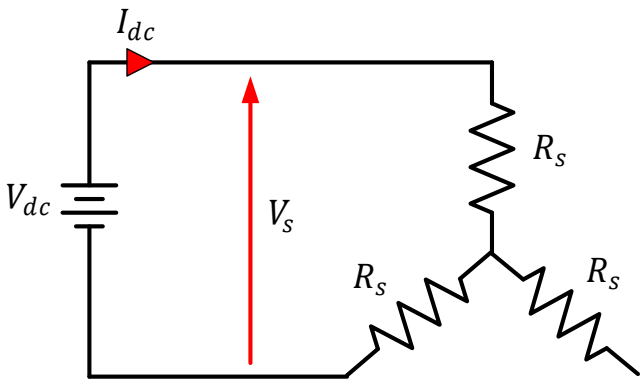



*Figure 5-2 : Schéma de mesure de la résistance statorique*

La résistance peut être calculée selon la loi d'Ohm comme indiqué dans l'équation suivante.

$$R_{s(DC)} = \frac{V_s}{2I_{dc}} \tag{5.1}$$

D'après l'expérience, la valeur moyenne de la résistance statorique d'une phase ($R_{s(DC)}$) est égale à 0.268 Ω. On utilisera la notion de valeur moyenne au cours de ces essais d'identification pour exprimer le fait que plusieurs essais sont faits sur les 3 phases et pour plusieurs valeurs de courant ou de la tension pour une meilleure précision des mesures.

Le moteur doit fonctionner à une fréquence fondamentale élevée. Plus la fréquence est élevée, plus la résistance des enroulements due à l'effet de peau est élevée, comme indiqué dans le chapitre précédent. Pour mesurer la résistance à différentes fréquences ($R_{s(AC)}$), cela peut être fait à l'aide de l'analyseur d'impédance RLC Fluke PM6303. Les résultats expérimentaux sont présentés dans la Figure 5-3. On remarque bien l'augmentation de la résistance avec la fréquence. Nous nous sommes limités à 3500 Hz qui correspond à la fréquence maximale du fondamental de la tension qui sera appliquée à la machine.

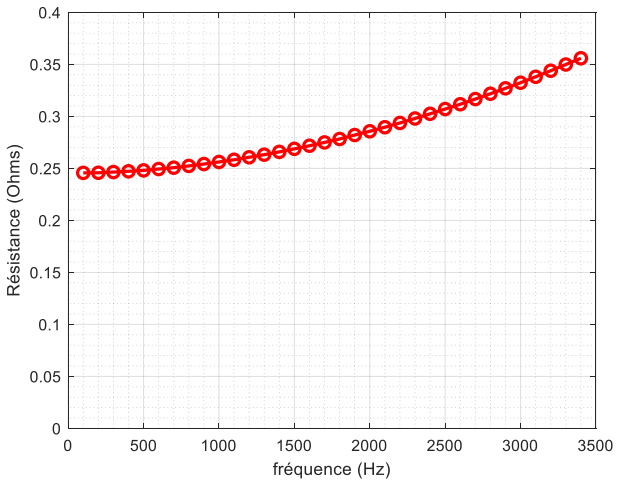



*Figure 5-3 : Résistance statorique ($R_{s(AC)}$) à différentes fréquences*

À partir de la Figure 5-3, l'équation de la résistance en fonction de la fréquence peut s'écrire comme suit.

$$R_s(f) = 8.809 \times 10^{-9} f_1^2 + 2.836 \times 10^{-6} f_1 + 0.2447 \tag{5.2}$$

## II.3 Mesure de l'inductance statorique $L_s$ et l'inductance mutuelle

Comme le montre la Figure 5-4, une tension alternative $V_{ac}$ est appliquée aux bornes d'un enroulements pour mesurer l'inductance. $I_{ac}$ est le courant qui traverse la phase A.

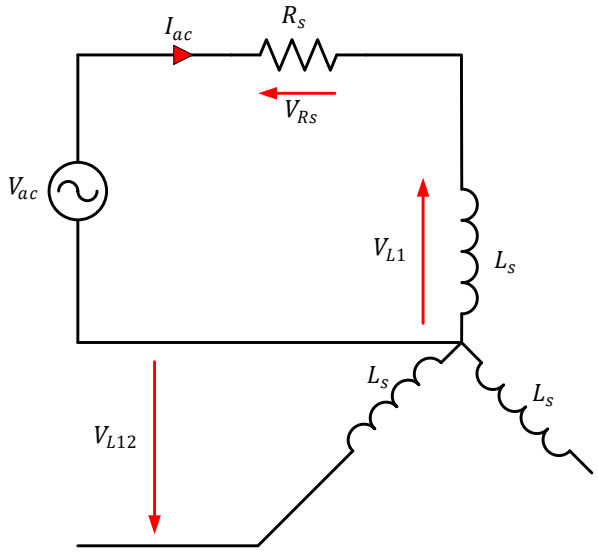



*Figure 5-4 : Schéma de mesure de l'inductance statorique*

L'expression suivante peut être utilisée pour calculer l'inductance propre $L_{aa}$ :

$$L_{aa} = \frac{V_{ac} - R_s I_{ac}}{j\omega I_{ac}} = \frac{V_{ac} I_{ac}^* - R_s I_{ac}^2}{j\omega I_{ac}^2} = \frac{Q}{\omega I_{ac}^2} \tag{5.3}$$

où $Q$ représente la puissance réactive consommée dans la phase.

L'inductance mutuelle $L_{ab}$ est calculée en mesurant la tension induite $V_{L12}$ aux bornes de la bobine de la phase B (ou de la phase C). L'expression pour le calcul de $L_{ab}$ est la suivante :

$$L_{ab} = \frac{V_{L12}}{\omega I_{ac}} \tag{5.4}$$

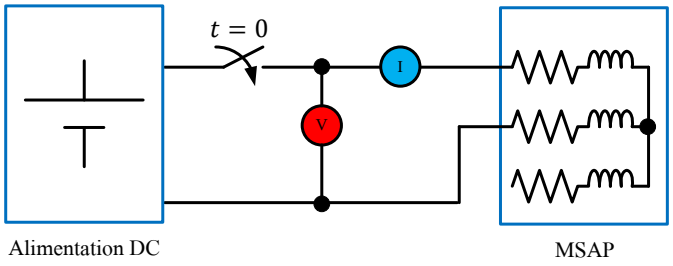
L'inductance cyclique est déterminée à partir de l'inductance propre et de l'inductance mutuelle. Dans le cas des machines à entrefer constant, elle est égale aux inductances $(L_d, L_q)$ du modèle de Park équivalent qui peuvent être calculées comme suit :

$$L_d = L_q = L_{aa} - L_{ab} \tag{5.5}$$

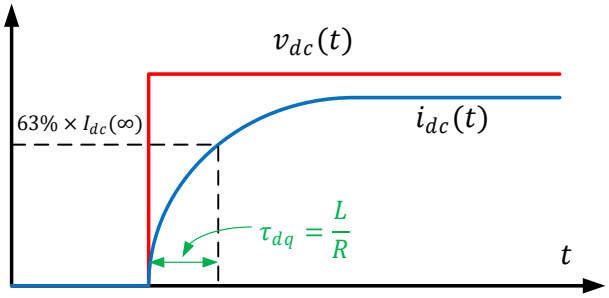
Pour l'expérience d'alimentation AC, un transformateur réglable monophasé a été choisi pour ajuster les différents niveaux de tension au cours de l'expérience. L'analyseurs de

puissance (PA4000) est utilisé pour les mesures des grandeurs électriques. Les résultats expérimentaux ont permis de trouver l'inductance propre moyenne égale à 0,204 mH et l'inductance mutuelle moyenne égale à - 0,05 mH. Les résultats ont été utilisés pour déterminer la valeur moyenne de l'inductance cyclique statorique. On peut donc déterminer $L_d$ et $L_q$ dont les valeurs sont égales à 0,254 mH d'après (5.5).

En plus de la méthode précédente, nous avons utilisé une méthode temporelle pour déterminer l'inductance cyclique de repère $dq$ $(L_d, L_q)$. En guise d'étape préparatoire, une alimentation DC est connectée aux deux enroulements du stator du moteur, comme le montre la Figure 5-5 (a). Le rotor doit d'abord être verrouillé en alignement en appliquant une tension continue aux enroulements du stator. Après cela, nous arrêtons de fournir une tension continue et nous ne bougeons pas le rotor. L'étape suivante consiste à fermer l'interrupteur pour appliquer un échelon de tension et mesurer les formes d'onde de courant et de tension avec un oscilloscope. La forme d'onde attendue du courant sera celle indiquée sur la Figure 5-5 (b) car il s'agit d'un système du 1er ordre.




*(a) Schéma de mesure*




*(b) Formes d'onde de la tension et du courant*

*Figure 5-5 : Méthode de l'échelon pour la mesure de l'inductance statorique*

À partir de la Figure 5-5 (b), on peut trouver la constante de temps électrique ($\tau$) comme suit :

$$\tau_{dq} = \frac{2L_{aa} - 2L_{ab}}{2R_s} \tag{5.6}$$

Donc nous pouvons calculer l'inductance de repère $dq$ $(L_d, L_q)$ à partir de l'équation suivante.

$$L_d = L_q = R_s \tau_{dq} \tag{5.7}$$

Pour l'expérience, nous avons défini trois valeurs de courant à tester : 6, 7 et 8 A. Les résultats expérimentaux sont présentés dans la Figure 5-6. D'après la Figure 5-6 et l'équation (5.7), cela nous donne l'inductance de repère $dq$ $(L_d, L_q)$ moyenne qui est 0,234 mH, valeur légèrement inférieure à celle déterminée par l'essai en régime sinusoïdal.

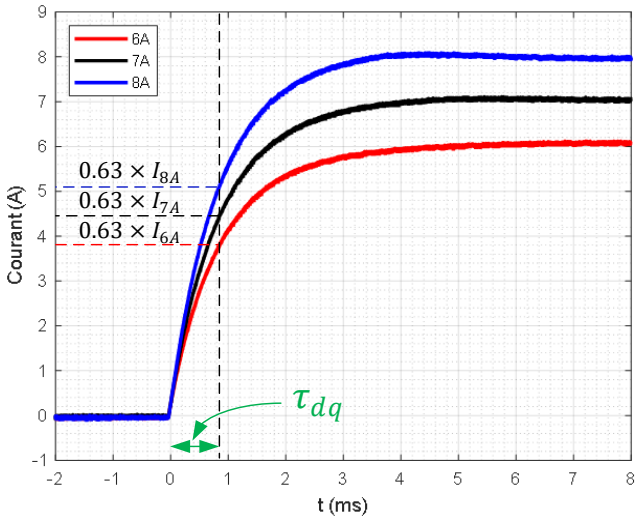



*Figure 5-6 : Résultats de mesure de l'inductance statorique avec la méthode de l'échelon*

## II.4 Mesure des fém à vide

On alimente le bobinage triphasé d'un MSAP par un onduleur fonctionnant en mode moteur et on mesure le fém à vide de l'autre MSAP fonctionnant maintenant en mode générateur. C'est grâce à ce test que les fém à vide de la machine peuvent être comparées aux fém théoriques calculées par la méthode des éléments finis au chapitre 4 en termes de forme et d'amplitude.

La mesure de la valeur efficace de la fém entre deux phases est presque identique à la mesure de sa valeur efficace fondamentale (absence d'harmonique). Par conséquent, l'amplitude fondamentale de la fém par phase à 5000 tr/min ($E_{\max\ -5000}$) peut être déduite de la valeur efficace de la fém entre deux phases mesurées à une vitesse $\Omega_0$ en tr/min ($E_{rms-entrephases-\Omega_0}$) pour être comparée à sa valeur théorique.

$$E_{max-\Omega_0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times E_{rms-entrephases-\Omega_0} \tag{5.8}$$

Les composantes directes et en quadrature du vecteur fém sont données par :

$$\begin{aligned} e_d &= 0 \\ e_q &= p\Omega\Psi_f \end{aligned} \tag{5.9}$$

où $E_{max} = \sqrt{e_d^2 + e_q^2}$

Le flux produit par les aimants ($\Psi_f$) peut être calculé comme suit :

$$\Psi_f = \frac{e_q}{p\Omega} = \frac{E_{max}}{p\Omega} \tag{5.10}$$

A partir de l'équation (5.10), le flux total créé par les aimants à travers un enroulement statorique ($\Psi_A$) peut être calculé comme suit :

$$\Psi_A = \sqrt{\frac{2}{3}}\Psi_f \tag{5.11}$$

Pendant que le moteur tourne à vide à une vitesse de rotation $\Omega_0 = 5000$ tr/min, la valeur efficace de la fém entre-phases mesurée est de 281,51 V (Figure 5-7), nous avons alors :

$$E_{max-5000} = 281{,}51 \times \sqrt{\frac{2}{3}} = 229{,}85\ V \tag{5.12}$$

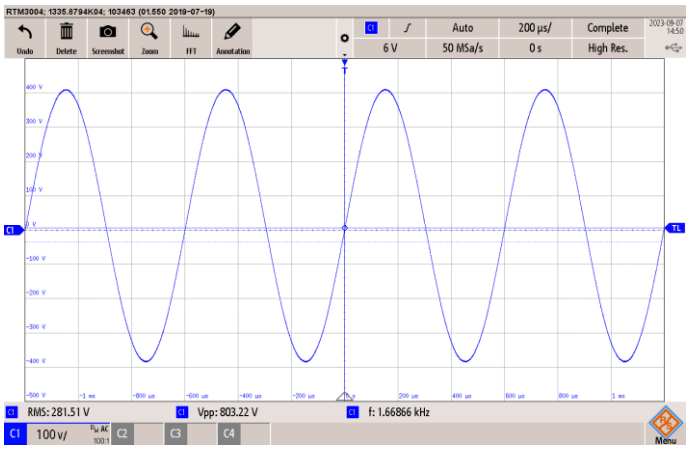



*Figure 5-7 : Mesure de la fém à 5000 tr/min*

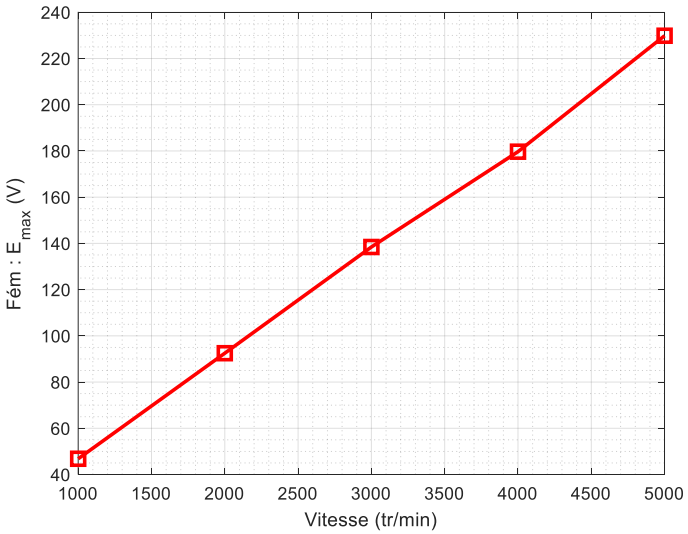



*Figure 5-8 : Mesure de la fém à différentes vitesses*

La Figure 5-8 montre la fém maximale ($E_{max}$) par phase à différentes vitesses. Nous pouvons voir que lorsque la vitesse du moteur augmente, la fém maximale ($E_{max}$) par phase augmente linéairement.

La machine étant à rotor lisse, le couple généré est proportionnel à la composante en quadrature du courant ($I_q$). Etant donné que l'amplitude du fondamental des fém sont identiques pour les 3 phases à vitesse donnée, le coefficient de couple généré ($k_t$) est calculé comme suit :

$$k_t = \sqrt{\frac{3}{2}} . \frac{E_{max-5000}}{5000.\frac{2\pi}{60}} = \sqrt{\frac{3}{2}} . \frac{229{,}852}{523{,}6} = 0{,}5376\ N.m.A^{-1} \tag{5.13}$$

Le flux produit par les aimants ($\Psi_f$) peut être calculé comme suit :

$$\Psi_f = \frac{k_t}{p} = \frac{0{,}5376}{20} = 26{,}88\ mWb \tag{5.14}$$

A partir de l'équation (5.10), le flux total créé par les aimants à travers un enroulement statorique ($\Psi_A$) est le suivant :

$$\Psi_A = \sqrt{\frac{2}{3}}\Psi_f = 21.947\ mWb \tag{5.15}$$

Nous avons présenté ce résultat dans le chapitre 4, lors de la comparaison des simulation numériques et le calcul analytique. La mesure nous permet donc de valider l'étude théorique.

## II.5 Mesure du moment d'inertie ($J$)

Les paramètres mécaniques doivent également être connus afin d'exécuter la simulation dynamique. Nous allons déterminer le moment d'inertie $J$. L'équation mécanique de la MSAP s'écrit :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_m - \Gamma_{ch} - \Gamma_f \tag{5.16}$$

où $\Gamma_f$ est le couple de frottement qui correspond aux pertes fer et aux pertes mécaniques.

Dans le cas d'un fonctionnement à vide, le couple de charge est égal à zéro ($\Gamma_{ch}$=0) et en considérant en régime permanent à vitesse constante ($\frac{d\Omega}{dt} = 0$), l'équation mécanique peut être réécrite comme suit :

$$\Gamma_m = \Gamma_f = \frac{(P_{méc} + P_{fer})}{\Omega} \equiv f_0.sign(\Omega) + f_1\Omega + f_2\Omega^2 \tag{5.17}$$

Une fois que le régime permanent est atteint, il suffit de mesurer $I_q$ et Ω. On obtient alors le couple en fonction de la vitesse sous la forme $y = ax^2 + bx + c$ . En traçant $\Gamma_f =$

$f(\Omega)$. On peut trouver les coefficients en comparant l'équation (5.17) avec la courbe $y = ax^2 + bx + c$ où :

$$\begin{cases} a = f_2 \\ b = f_1 \\ c = f_0 \end{cases} \tag{5.18}$$

L'essai à vide a été répété pour différentes vitesses allant de 500 à 5000 tr/min (de 52.3 à 523.33 rad/s). Les valeurs de couple de frottement, ont été mesurées. Les résultats expérimentaux (étoile bleue) sont présentés sur la Figure 5-9.

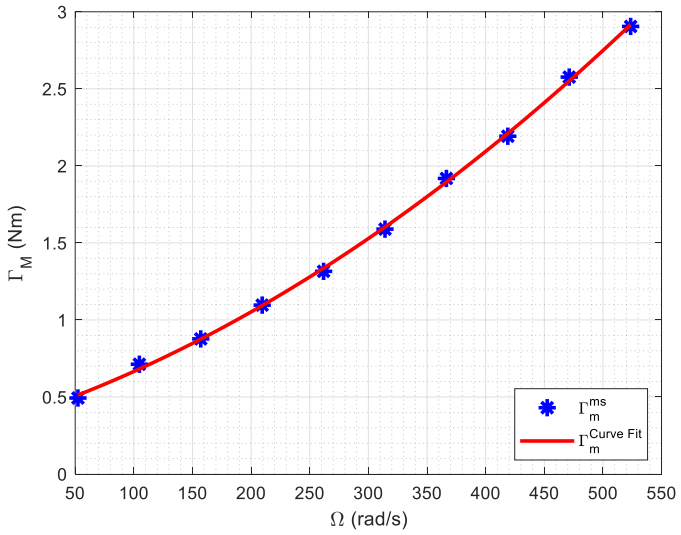



*Figure 5-9 : Couple électromagnétique ($\Gamma_m$) à vide pour différentes vitesses*

L'équation du couple de frottement ($\Gamma_f$) est déterminée à partir des résultats expérimentaux de la Figure 5-9 sous forme polynomiale quadratique. L'équation du couple de frottement ($\Gamma_f$) est présentée dans l'équation (5.19) et est tracée dans la Figure 5-9 (courbe rouge). Ce couple de frottement correspond aux deux machines couplées mécaniquement.

$$\Gamma_f = 4.468 \times 10^{-6} \times \Omega^2 + 2.527 \times 10^{-3} \times \Omega + 0.3681 \tag{5.19}$$

Pour déterminer le moment d'inertie $J$, le moteur doit être entraîné à une vitesse puis l'alimentation statorique doit être coupée. La courbe de ralentissement est ensuite relevée depuis la vitesse initiale. Comme le montre la Figure 5-10, six points de la courbe de vitesse sont sélectionnés pour calculer le moment d'inertie après la coupure de la tension d'alimentation. Le point de départ (lorsque la tension a été coupée) et les autres points divisent le temps entre le début de la procédure et l'arrêt complet.

Pour un essai de ralentissement à vide, le moment d'inertie $J$ peut être calculé comme suit, en tenant compte de l'équation mécanique de l'équation (5.16) et en considérant (5.19) :

$$J = \frac{4.468 \times 10^{-6} \times \Omega^2 + 2.527 \times 10^{-3} \times \Omega + 0.3681}{\left|\frac{d\Omega}{dt}\right|} \quad (5.20)$$

La MSAP est entrainée à vide à 2000 tr/min (209,33 rad/s). Après avoir coupé la tension d'alimentation, la vitesse est mesurée et enregistrée comme le montre la Figure 5-10. L'essai de ralentissement a été réalisé avec les deux machines couplées mécaniquement.

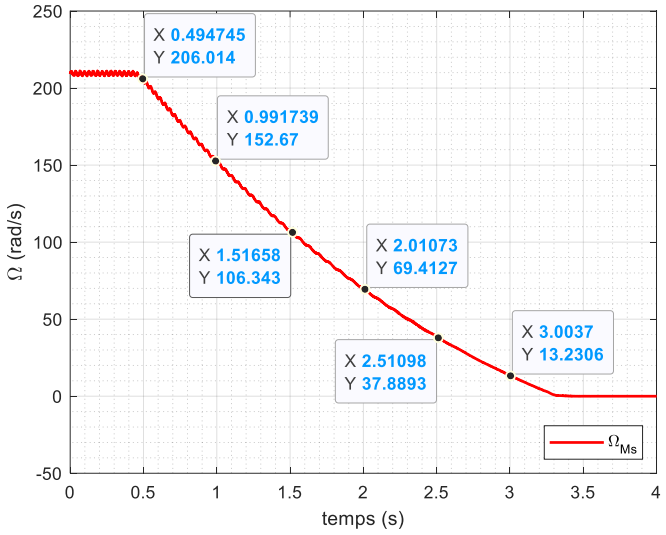



*Figure 5-10 : Courbe de ralentissement*

Sur le courbe de ralentissement de la Figure 5-10, on peut lire la différence de temps ($dt$) nécessaire pour que la vitesse diminue d'une valeur à une autre ($d\Omega$). Le tableau suivant résume les résultats de mesure et de calcul :

***Tableau 5-1.*** *Calcul du moment d'inertie (J) avec des données mesurées pour 2 machines*

| No. | Temps (s) | Ω (rad/s) | $dt$ | $d\Omega$ | $\left\|\frac{d\Omega}{dt}\right\|$ | $\Gamma_f$ (N.m) | $J$ $(kg.m^2)$ | $J_{moy}$ $(kg.m^2)$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.494745 | 206.014 | | | | 1.08 | | 0.00947 |
| 2 | 0.991739 | 152.67 | 0.496994 | -53.344 | 107.333 | 0.858 | 0.01 | |
| 3 | 1.51658 | 106.343 | 0.524841 | -46.327 | 88.269 | 0.687 | 0.00972 | |
| 4 | 2.01073 | 69.4127 | 0.49415 | -36.930 | 74.735 | 0.565 | 0.0092 | |
| 5 | 2.51098 | 37.8893 | 0.50025 | -31.523 | 63.015 | 0.470 | 0.00897 | |
| 6 | 3.0037 | 13.2306 | 0.49272 | -24.658 | 50.046 | 0.402 | 0.00940 | |

Le moment d'inertie des parties actives du rotor (fer et aimants) est calculé à l'aide du logiciel FluxMotor. Nous avons calculé à la main le moment d'inertie de l'arbre (aluminium). La valeur du moment d'inertie ($J$) pour une machine est de 0,0051 $kg.m^2$, soit 0,0102 $kg.m^2$ pour deux machines. Ce résultat théorique est très proche des résultats de mesure donnés dans le Tableau 5-1.

# II.6 Calcul des pertes mécaniques et des pertes fer

## II.6.1. Calcul des pertes mécaniques

Les pertes mécaniques correspondent à la somme des pertes aérodynamiques dans l'entrefer ($P_a$), des pertes dans les roulements ou dans les paliers ($P_{roule}$), et des pertes par frottement sec ($P_{fs}$). Les pertes mécaniques peuvent donc être calculées comme suit.

$$P_{méc} = P_a + P_{roule} + P_{fs} \tag{5.21}$$

### II.6.1.A. Pertes aérodynamiques dans l'entrefer ($P_a$)

Pour calculer les pertes aérodynamiques dans l'entrefer ($P_a$), l'équation (4.26) peut être utilisée, avec les différents paramètres utilisés pour le calcul indiqués dans le Tableau 5-2.

$$P_a = k_r \pi \rho_{air} C_f L (R_a - e)^4 \Omega^3 \tag{5.22}$$

***Tableau 5-2.*** *Paramètres pour le calcul des pertes aérodynamiques dans l'entrefer ($P_a$)*

| Paramètres | Valeur |
|---|---|
| Coefficient de rugosité du stator et du rotor : $k_r$ | 1,25 |
| Masse volumique de l'air dans l'entrefer : $\rho_{air}$ | 1,184 $kg/m^3$ |
| Viscosité dynamique de l'air : $\mu_{air}$ | $1{,}849 \times 10^{-5} kg/m.s$ |
| Longueur du rotor : $L$ | 51 mm |
| Rayon d'alésage du stator : $R_a$ | 61 mm |
| Entrefer : $e$ | 1 mm |

Le coefficient $C_f$ qui est le coefficient de frottement peut être calculé à partir de l'équation suivante en fonction de la valeur du nombre de Reynolds de Couette ($R_{rey} = \frac{\rho_{air}(R_a - e)e\Omega}{\mu_{air}}$).

$$C_f = \begin{cases} 5\dfrac{\left(\dfrac{e}{R_a - e}\right)^{0.3}}{R_{rey}} ; R_{rey} < 64 \\ \dfrac{\left(\dfrac{e}{R_a - e}\right)^{0.3}}{R_{rey}^{0.6}} ; 64 < R_{rey} < 500 \\ 0.515\dfrac{\left(\dfrac{e}{R_a - e}\right)^{0.3}}{R_{rey}^{0.5}} ; 500 < R_{rey} < 10000 \end{cases} \tag{5.23}$$

### II.6.1.B. Pertes par frottement dans les roulements ($P_{roule}$)

Les pertes par frottement dans les roulements ($P_{roule}$) sont calculées sur la base des variables de moment de frottement $M_0$ et $M_1$, comme le montre l'équation ci-dessous.

$$P_{roule} = \Omega(\mathrm{M}_0 + \mathrm{M}_1) \times 10^{-3} \tag{5.24}$$

Dans la MSAP, des roulements à billes à gorge profonde (FAG 6004 2Z) sont utilisés et le poids du rotor est égal à 1,64 kg. Pour calculer $M_0$ et $M_1$ dans l'équation suivante, il faut utiliser les valeurs des paramètres indiquées dans le Tableau 5-3.

$$\begin{gathered} M_0 = \mu_{roule0} \times 10^{-7} (vN_r)^{\frac{2}{3}} \times d_m \ \ (N.mm) \\ M_1 = \mu_{roule1} F d_m \ \ (N.mm) \end{gathered} \tag{5.25}$$

***Tableau 5-3.*** *Paramètres pour le calcul des pertes par frottement dans les roulements ($P_{roule}$)*

| Paramètres | Valeur |
|---|---|
| Coefficient dépendant du roulement : $\mu_{roule0}$ | 13,8 |
| Viscosité du lubrifiant : $v$ | 10 $\frac{mm^2}{s}$ |
| Diamètre moyen du roulement : $d_m$ | 31 mm |
| Coefficient de frottement : $\mu_{roule1}$ | 0,0015 |
| Charge placée sur les roulements : $F = mg$ | 16,088 N |
| Vitesse de rotation : $N_r$ | 6000 tr/min |

## II.6.1.C. Pertes par frottement sec ($P_{fs}$)

Les pertes par frottement sec ($P_{fs}$) est formé du produit de la vitesse angulaire de la machine (Ω) et de la variable $f_0$ dans l'équation (5.17) divisé par deux car les pertes par frottement sec pour une machine est calculée.

$$P_{fs} = \Gamma_{fs}\Omega = \frac{f_0}{2}\Omega \tag{5.26}$$

La valeur de $f_0$ a été obtenue expérimentalement dans la partie précédente et vaut $f_0$ = 0,368 Nm.

L'évolution des pertes mécaniques en fonction de la vitesse est donnée sur la Figure 5-11. On peut observer que les pertes par frottement sec (courbe en violet) augmentent linéairement. Pour les pertes par frottement dans les roulements (courbe noire) et les pertes aérodynamiques (courbes bleues), On obtient une évolution non linéaire, mais les pertes aérodynamiques sont négligeables par rapport aux autres pertes. Les pertes mécaniques totales (courbe rouge) augmentent de manière significative lorsque la vitesse du rotor augmente et ces pertes ne peuvent pas être négligées dans le cas des machines hautes vitesses.

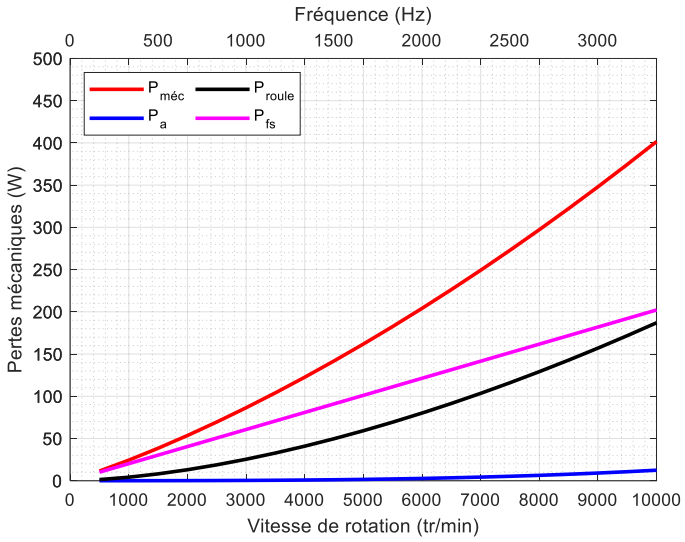



*Figure 5-11 : Prédiction des pertes mécaniques totales pour une MSAP*

## II.6.2. Calcul des pertes fer

Les pertes dans le fer peuvent être calculée à l'aide de l'équation Steinmetz comme indiqué ci-dessous :

$$P_{fer} = k_H . f . B_M^2 + k_F . f^2 . B_M^2 \qquad (5.27)$$

Les valeurs de $k_H$ et $k_F$ ont été déterminées dans le chapitre IV sur la base des données du fabricant des tôles composant le stator (VACOFLUX 48, tôles de 0,2mm, voir le tableau de la Figure 5-13). Les résultats de la Figure 5-12 obtenus pour deux valeurs d'induction différentes (1,5T et 2T) montrent que les pertes fer dans le fer dus stator augmentent de de manière importante en fonction de la fréquence du fondamental (nous ne considérons pas la fréquence de la MLI pour le calcul). Ce résultat est basé sur le modèle Steinmetz.

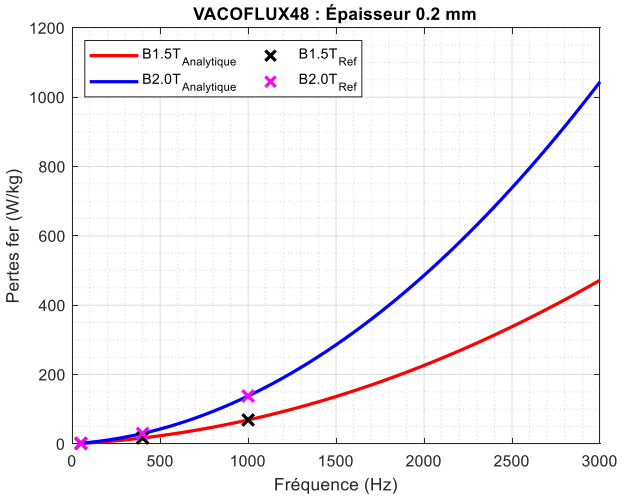


*Figure 5-12 : Perte fer spécifique en fonction de la fréquence pour deux valeurs d'induction*

| SPECIFIC IRON LOSSES OF STRIP MATERIAL AFTER FINAL HEAT TREATMENT | | STRIP THICKNESS | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | 0.05 mm | 0.10 mm | 0.20 mm | 0.35 mm |
| $p_{Fe}$ 1.5 T 50 Hz | W/kg | 1.0 | 1.0 | 1.2 | 1.5 |
| $p_{Fe}$ 1.5 T 400 Hz | W/kg | 9.3 | 11 | 17 | 30 |
| $p_{Fe}$ 1.5 T 1,000 Hz | W/kg | 28 | 38 | 69 | 145 |

*Figure 5-13 : Pertes fer spécifiques du VACOFLUX48* [96]

La Figure 5-14 représente les pertes dans le fer pour un champ de 1,5T qui est la valeur moyenne estimée de l'induction dans les tôles du stator.

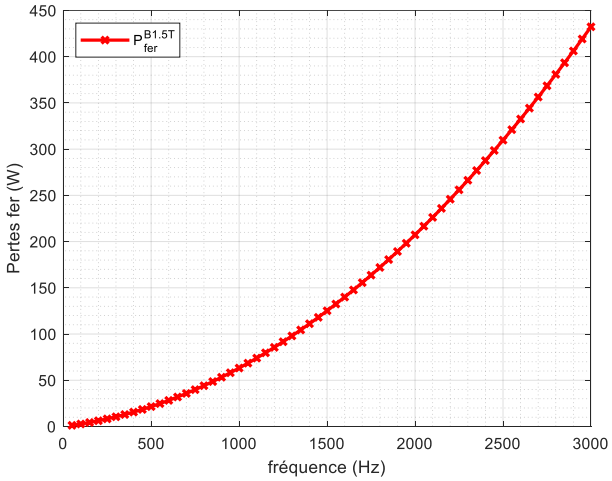



*Figure 5-14 : Perte fer dans stator de la machine en fonction de la fréquence pour une induction moyenne de 1,5T (tôles de 0,2mm en VACOFLUX48)*

Les pertes à vide correspondent à la somme des pertes mécaniques et des pertes dans le fer. Les résultats du modèle analytique des pertes à vide d'un moteur sont présentés dans la Figure 5-15. Ce résultat montre que les pertes dans le fer sont du même ordre de grandeur que les pertes mécaniques. Les pertes à vide seront déterminées de manière expérimentale dans la suite.

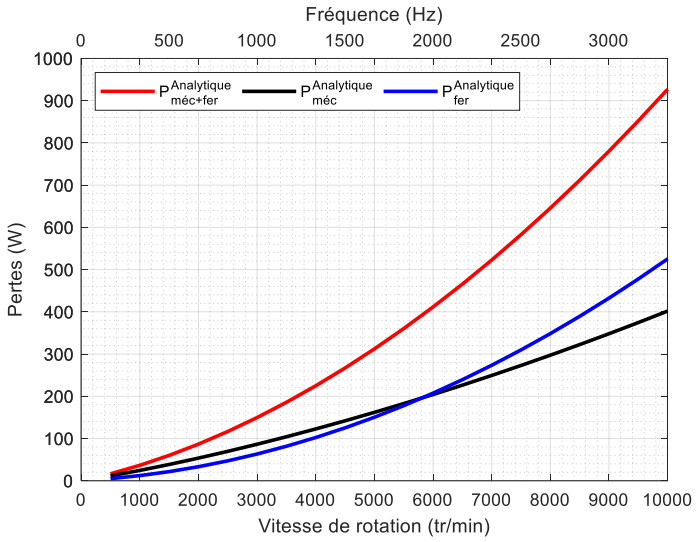



*Figure 5-15 : Pertes mécaniques et pertes fer dans stator de la machine*

# III. Mise en œuvre du contrôle vectoriel de la MSAP

Le contrôle vectoriel est utilisé dans la commande de la MSAP triphasé. Pour les moteurs à onde sinusoïdale, le couple est produit par l'interaction du flux magnétique produit par les aimants permanents et le courant d'axe q. Il existe de multiples façons de créer un système à deux axes, mais la méthode fonctionne généralement avec les composantes de courant de l'axe $dq$, $i_d$ et $i_q$, qui sont définies dans le repère mobile du rotor. La Figure 5-16 décrit le schéma fonctionnel de la commande vectorielle pour un système d'entraînement de la MSAP.

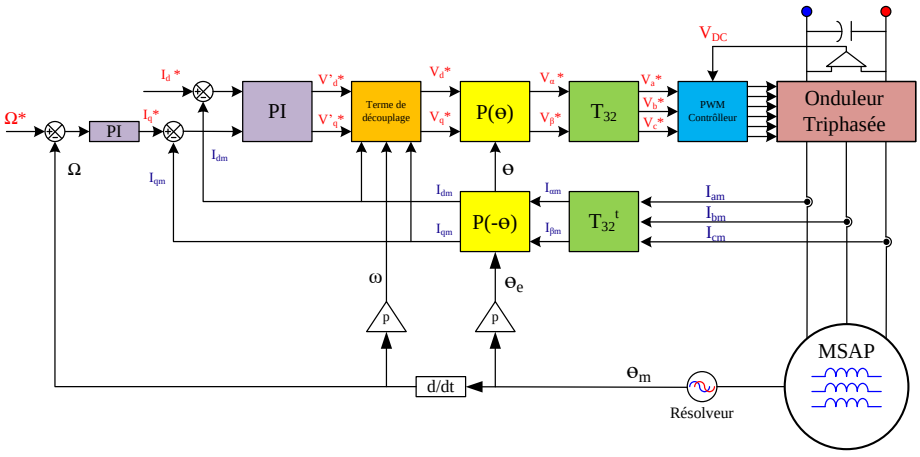



*Figure 5-16 : Schéma de principe du contrôle vectoriel de la MSAP*

D'après la Figure 5-16, il ressort qu'il existe deux boucles de contrôle : la boucle de vitesse, qui contrôle la vitesse du moteur, et la boucle de courant (pour les courants $i_d$ et $i_q$) qui contrôle le couple du moteur. Comme le montre la Figure 5-16, l'entrée du système de

contrôle est la vitesse demandée du moteur. Un régulateur de vitesse reçoit l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle du moteur en utilisant le résolveur pour mesurer la vitesse. Une référence de couple $\Gamma_m^{ref}$ est produite par ce régulateur. En se basant sur la stratégie de commande à couple maximal par ampère (MTPA), les courants de référence $i_d^{ref}$ et $i_q^{ref}$ sont obtenus à partir de cette loi de commande.

La valeur optimale du courant direct est évidemment nulle ($i_d = 0$) dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant ($i_q$) selon (4.11).

$$\Gamma_m = p\Psi_f i_q \tag{5.28}$$

A partir de l'équation (5.28), la composante en quadrature contrôle le couple, donc $i_q^{ref}$ est proportionnel au couple demandé. En imposant les tensions $v_d$ et $v_q$ appropriées, la commande vectorielle assure le contrôle des deux composantes $i_d$ et $i_q$ du courant statorique. Ce sont les sorties des correcteurs de courants.

# III.1 Correcteurs de courant

Le schéma simplifié de la commande vectorielle des MSAP est représenté à la figure III.22 [97]. $C_d(s)$ et $C_q(s)$ sont les fonctions de transfert des régulateurs à définir plus tard.

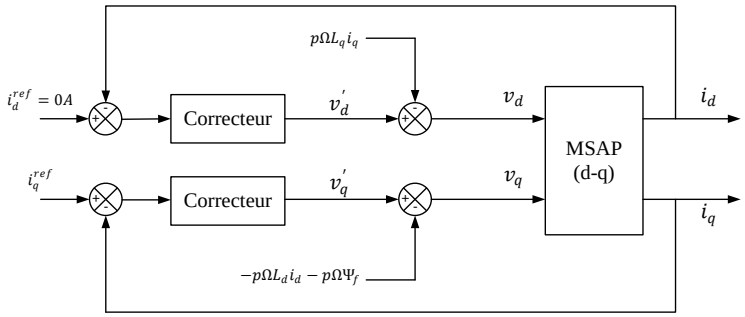



*Figure 5-17 : Schéma de commande en courant de la MSAP dans le repère de Park*

L'expression des différentes tensions en fonction des courants sont les suivantes :

$$\begin{aligned} v_d + \omega\, L_q\, i_q &= R_s\, i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q - \omega L_d i_d - \omega\, \psi_f &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \tag{5.29}$$

Les équations de tension sont couplées par les termes de couplage. En soustrayant ce terme dans la boucle de courant, les courants $i_d$ et $i_q$ peuvent être contrôlés indépendamment. Cela simplifie également la fonction de transfert de la MSAP pour les boucles de courant. En

appliquant la transformation de Laplace, les équations de tension exprimées dans le domaine fréquentiel $s$ sont :

$$\begin{aligned} v'_d(s) &= R_s\, i_d(s) + sL_d i_d(s) \\ v'_q(s) &= R_s i_q(s) + sL_q i_q(s) \end{aligned} \tag{5.30}$$

Les sorties des correcteurs de courant $v'_d$ et $v'_q$ sont définies par :

$$\begin{aligned} v'_d &= v_d + \omega\, L_q\, i_q \\ v'_q &= v_q - \omega L_d i_d - \omega\, \psi_f \end{aligned} \tag{5.31}$$

On obtient alors les fonctions de transfert suivantes pour les boucles de courant d et q :

$$\begin{aligned} H_d(s) &= \frac{i_d(s)}{v'_d(s)} = \frac{1}{R_s + sL_d} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \tau_{ed} s} \\ H_q(s) &= \frac{i_q(s)}{v'_q(s)} = \frac{1}{R_s + sL_q} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \tau_{eq} s} \end{aligned} \tag{5.32}$$

avec :

$\tau_{ed} = \frac{L_d}{R_s}$ est la constante de temps électrique d'axe d.

$\tau_{eq} = \frac{L_q}{R_s}$ est la constante de temps électrique d'axe q.

Dans notre cas, ces deux constantes de temps sont égales. Ces courants d-q sont contrôlés à l'aide de régulateurs PI, dont les fonctions de transfert sont exprimées comme suit,

$$\begin{aligned} C_d(s) &= K_{pd} \frac{1 + \tau_{id} s}{\tau_{id} s} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \\ C_q(s) &= K_{pq} \frac{1 + \tau_{iq} s}{\tau_{iq} s} = K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \end{aligned} \tag{5.33}$$

Le schéma bloc équivalent pour la conception des régulateurs de courant est le suivant :

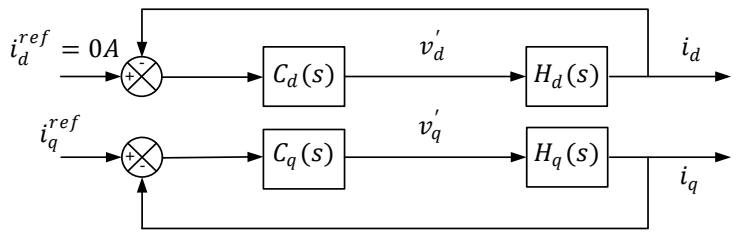



*Figure 5-18 : Schéma de principe du contrôle du courant*

## III.1.1. Calcul des correcteurs de courant (PI)

Le modèle de Park (la Figure 5-17 et Figure 5-18) est utilisé pour concevoir les régulateurs de courant. En fait, nous n'avons accès qu'aux courants et aux tensions des trois phases de la machine. Les transformations de Park et Concordia permettent de passer aux grandeurs intermédiaires. Nous imposons le cahier des charges suivant pour les boucles de courant :

- Erreur statique nulle (échelon)
- Temps de réponse à 5% : tr5% = 1ms
- Aucun dépassement toléré par rapport à la consigne

De la Figure 5-18, nous obtenons la fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO) pour calculer le correcteur PI (boucle d'axe d) :

$$G(s) = C_d(s)H_d(s) = K_{pd}\frac{1+\tau_{id}s}{\tau_{id}s}\frac{\frac{1}{R_s}}{1+\tau_{ed}s} \tag{5.34}$$

Le réglage des gains du régulateur PI est basé sur la synthèse par compensation du pole du système. Cela consiste à rendre $\tau_{id}$ égal à $\tau_{ed}$ ($\tau_{id} = \tau_{ed} = \frac{L_d}{R_s}$). Avec cette hypothèse, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G(s) = \frac{\frac{K_{pd}}{R_s}}{\tau_{id}s} = \frac{A}{\tau_{id}s} \tag{5.35}$$

On calcule ensuite la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) notée F(s) :

$$F(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{1}{1+\frac{1}{G(s)}} = \frac{1}{1+\frac{\tau_{id}}{A}s} \tag{5.36}$$

On définit $t_{r5\%}$ le temps de réponse à 5% que nous voulons pour notre système en boucle fermé, on obtient :

$$t_{r5\%} = 3\frac{\tau_{id}}{A} \tag{5.37}$$

Les valeurs des gains des régulateurs PI peuvent alors être obtenus par identification :

$$K_{pd} = 3\frac{L_d}{t_{r5\%}} \quad ; \quad K_{id} = \frac{K_{pd}}{\tau_{id}} \tag{5.38}$$

La boucle de régulation du courant d'axe q étant identique, les gains du correcteur sont les mêmes.

$$K_p = K_{pd} = K_{pq} \quad ; \quad K_i = K_{id} = K_{iq} \tag{5.39}$$

À partir des paramètres de la machine et du cahier des charges, nous obtenons finalement les valeurs numériques suivantes :

$$K_p = 0.75 \quad ; \quad K_i = 810\ (\tau_i = 0.93\ ms) \tag{5.40}$$

## III.1.2. Vérification des performances des correcteurs de courant

La Figure 5-19 présente le schéma de la simulation de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec les correcteurs de courant et de vitesse en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le contrôle vectoriel a également été mis en œuvre sur le banc expérimental de la machine étudiée à partir d'une MicroLabBox dSPACE (DS1202). La fréquence de découpage de l'onduleur a été fixé à 40 kHz. La tension du bus continu vaut $U_{dc}$ = 540V. La Figure 5-20 et la Figure 5-21 montrent les résultats de simulation et les résultats expérimentaux pour les boucles de courant d'axe *d* et d'axe *q*. Un échelon de courant de 8A (6A pour $I_q$) a été imposé comme référence pour vérifier les performances des régulateurs.

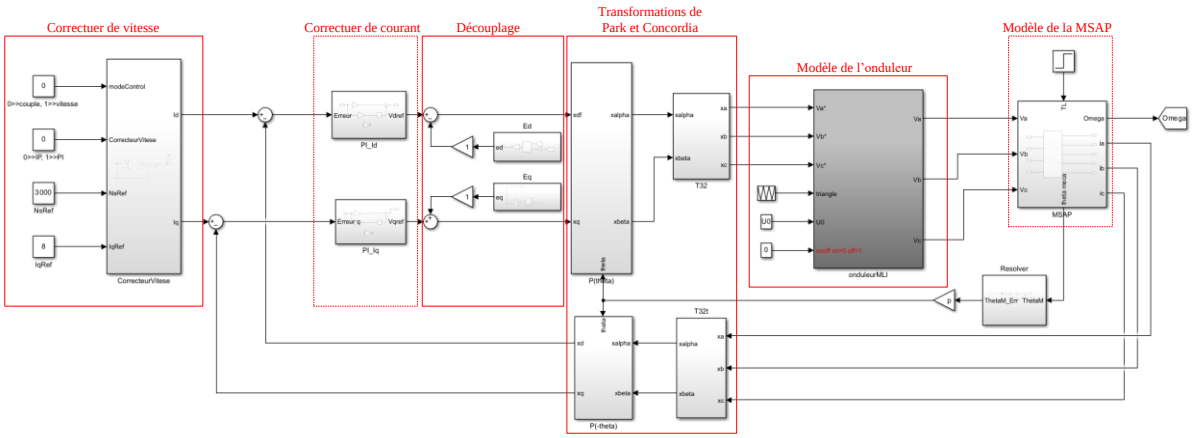
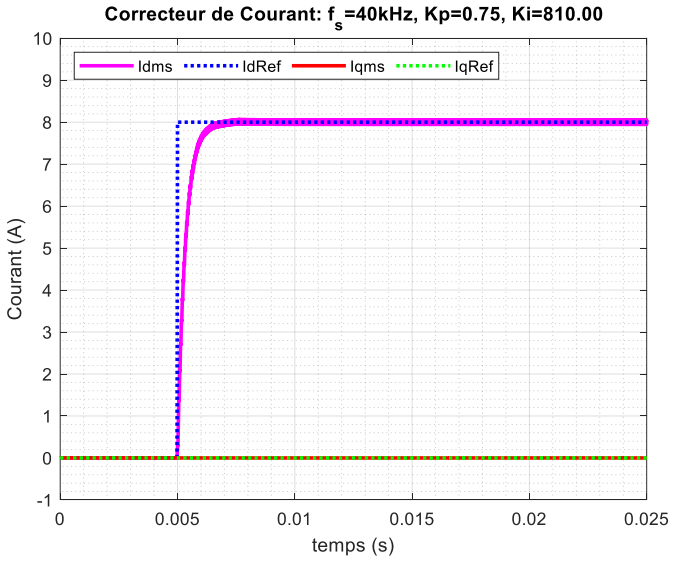
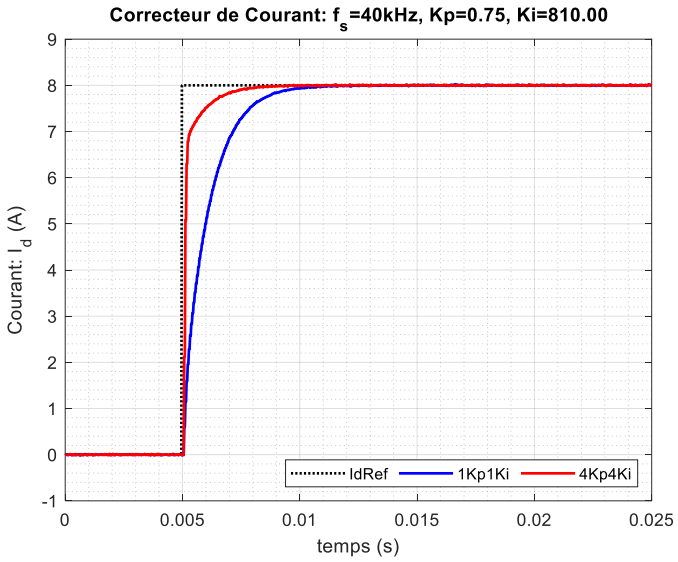



*Figure 5-19 : Simulation de la MSAP à pôles lisses sous Matlab/Simulink*

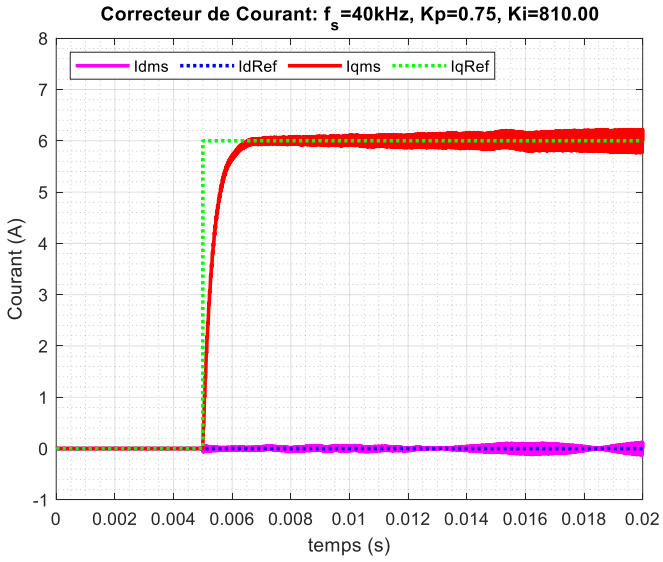



*(a) Résultats de la simulation*

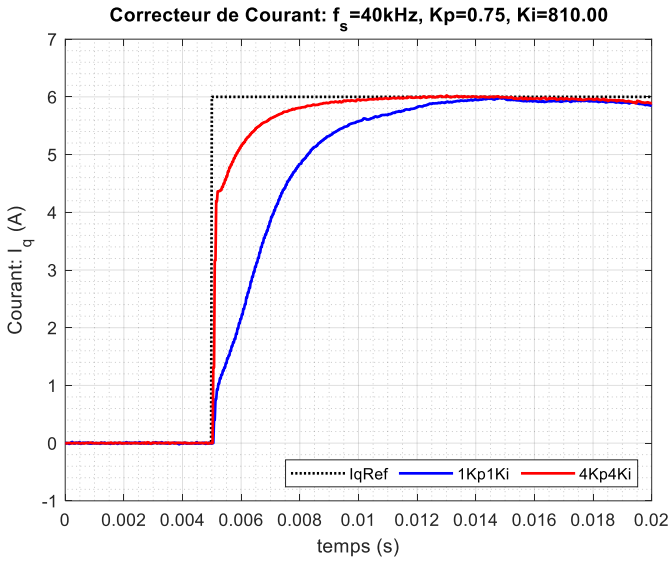



*(b) Résultats expérimentaux*

*Figure 5-20 : Réponse à un échelon pour la boucle ($i_d$)*




*(a) Résultats de la simulation*




*(b) Résultats expérimentaux*

*Figure 5-21 : Réponse à un échelon pour la boucle ($i_q$)*

Les résultats de simulation de la Figure 5-20 (a) et de la Figure 5-21 (a) montrent que nous respectons bien le cahier des charges avec notre temps de réponse égal à 1ms, une erreur statique nulle et l'absence de dépassement. Les résultats expérimentaux utilisant les mêmes valeurs $K_p$ et $K_i$ que celles utilisées dans la simulation ont montré que les temps de réponse étaient plus lents que ceux calculés car lors du calcul des valeurs $K_p$ et $K_i$, nous avons utilisé uniquement les paramètres du moteur. Les paramètres de câblage et de l'onduleur (temps morts, temps de réponse) ne sont pas inclus. Afin de rendre le temps de réponse du système proche de celui du cahier des charges, nous avons réglé les valeurs de $K_p$ et $K_i$ en les augmentant progressivement. Il s'avère que les valeurs les plus proches des résultats de simulation sont une multiplication par quatre de $K_p$ et $K_i$ ($4K_p 4K_i$), comme le montre la Figure 5-20 (b) et la Figure 5-21 (b). Ce constat montre qu'il existe une différence notable entre la théorie et la pratique dues à la présence des câbles et du convertisseur statique.

## III.2 Correcteurs de vitesse

La stratégie de contrôle de la vitesse qui a été mise en œuvre dans le travail proposé est basée sur le correcteur de vitesse de type IP. Pour éviter l'impact négatif du zéro introduit par l'utilisation d'un correcteur PI (contraintes plus importantes sur $i_{qref}$ lors des transitoires), on préfère utiliser un correcteur de type IP pour la boucle de vitesse. La Figure 5-22 montre le principe de ce régulateur. Dans ce modèle, on suppose que la boucle de régulation du courant $i_q$ est idéal (réponse instantanée sans erreur) car la dynamique de la boucle de courant est beaucoup plus rapide que celle de la boucle de vitesse.

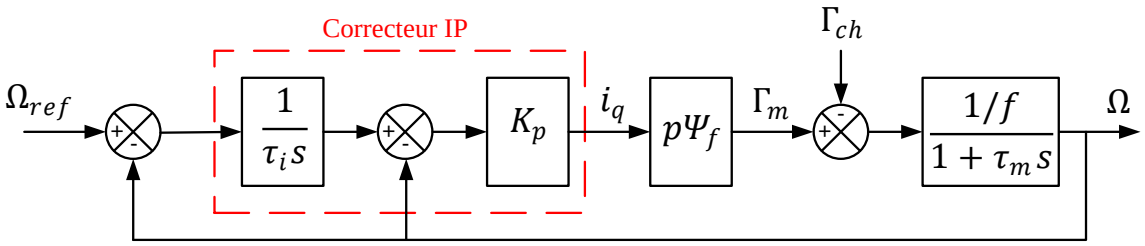



*Figure 5-22 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse*

À partir de l'équation du modèle mécanique de la MSAP, nous pouvons écrire :

$$J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = \Gamma_m - \Gamma_{ch} \tag{5.41}$$

Pour effectuer la synthèse du correcteur, on considère que le couple de charge est nul et on considère uniquement le couple résistant de frottement visqueux (modèle linéaire). On a alors dans le domaine de Laplace :

$$(Js + f)\Omega(s) = \Gamma_m(s) \tag{5.42}$$

On obtient la fonction de transfert de la MSAP pour la boucle de vitesse :

$$H_\Omega(s) = \frac{\Omega(s)}{\Gamma_m(s)} = \frac{1}{(Js+f)} = \frac{1/f}{(1+\tau_m s)} \tag{5.43}$$

avec :

$\tau_m = \frac{J}{f}$ est la constante de temps mécanique.

## III.2.1. Calcul des gains du correcteur de vitesse

On souhaite déterminer les gains du correcteur de vitesse de manière que la réponse indicielle de la vitesse mécanique respecte le cahier des charges suivant :

- Erreur statique nulle
- Temps de réponse à 5 % $t_{r5\%}$ = 0,1s
- Système le plus rapide sans dépassement

De la Figure 5-22, nous obtenons la fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO) pour calculer des correcteurs IP pour contrôle de la vitesse mécanique :

$$G(s) = \left\{\frac{1}{\tau_i s}\left(\Omega_{ref}(s) - \Omega(s)\right) - \Omega(s)\right\}.K_{p\Omega}.p\Psi_f.\frac{1/f}{(1+\tau_m s)} \tag{5.44}$$

On calcule ensuite la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) notée F(s) :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1+B}{B}\right)\tau_i s + \frac{\tau_i \tau_m}{B} s^2} \tag{5.45}$$

avec :

$$B = \frac{K_p . p\Psi_f}{f}$$

On obtient un système du second ordre que l'on peut identifier à la forme classique :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \tag{5.46}$$

En identifiant l'équation (5.45) est égale à l'équation (5.46) nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \left(\frac{1+B}{B}\right) \\ \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{\tau_i \tau_m}{B} \end{cases} \tag{5.47}$$

Les valeurs des gains du correcteur IP peuvent alors être calculées :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{f}{p\Psi_f}(2\xi\tau_m\omega_n - 1) \\ K_{i\omega} = \frac{1}{\tau_i};\ \tau_i = \frac{K_{p\omega} . p\Psi_f}{f\tau_m\omega_n^2} \end{cases} \tag{5.48}$$

Il reste à définir $\xi$ et $\omega_n$ à partir du cahier des charges et des abaques des systèmes du 2ème ordre dont celui représenté sur la Figure 5-23 qui donne l'évolution du temps de réponse réduit en fonction du coefficient d'amortissement $\xi$.

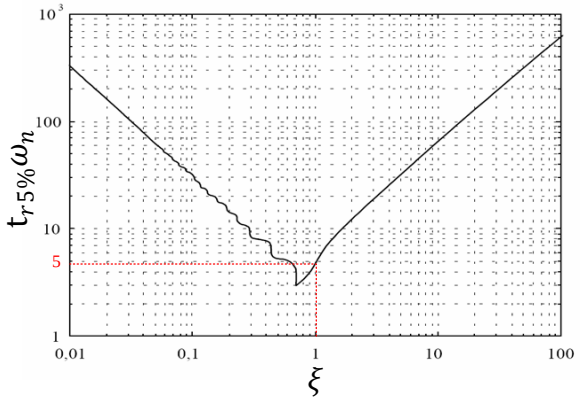



*Figure 5-23 : Temps de réponse à 5% fonction de $\xi$*

En tenant compte du cahier des charges de la boucle de vitesse :

- Système le plus rapide sans dépassement, on impose $\xi$ = 1.
- Temps de réponse à 5% : $t_{r5\%}$ = 0,1s, on peut calculer $\omega_n = \frac{5}{t_{r5\%}} = 50\ rad/s.$

À partir des paramètres de la machine et du cahier des charges, nous obtenons finalement les valeurs numériques suivantes pour le correcteur IP :

$$K_{p\omega} = 0.15 \quad ; \quad K_{i\omega} = 27.04\ (\tau_i = 37\ ms) \tag{5.49}$$

## III.2.2. Vérification des performances en vitesse sur Matlab/Simulink

Nous faisons une première simulation avec un courant direct nul et un échelon de vitesse pour la référence qui passe de 0 à 314 rad/s (3000 tr/min). On remarque sur la Figure 5-24 qu'il n'y pas de dépassement, aucune erreur statique et le temps de réponse à 5% est de 0.1 s : le cahier des charges est respecté. Lorsque l'on applique un échelon sur le couple de à t = 0.3 s, le régulateur de vitesse peut également contrôler la vitesse du moteur. Pour montrer l'intérêt d'utiliser un correcteur de type IP pour la boucle de vitesse, nous avons également calculé un correcteur de type PI par la méthode de la compensation du pôle. Les résultats sont donnés sur la Figure 5-25. Dans les mêmes conditions que pour le correcteur IP, nous constatons que le correcteur PI demande plus de courant (15A à place de 10A) pour atteindre la vitesse de référence. La réponse face à un échelon de couple résistant est également meilleure.

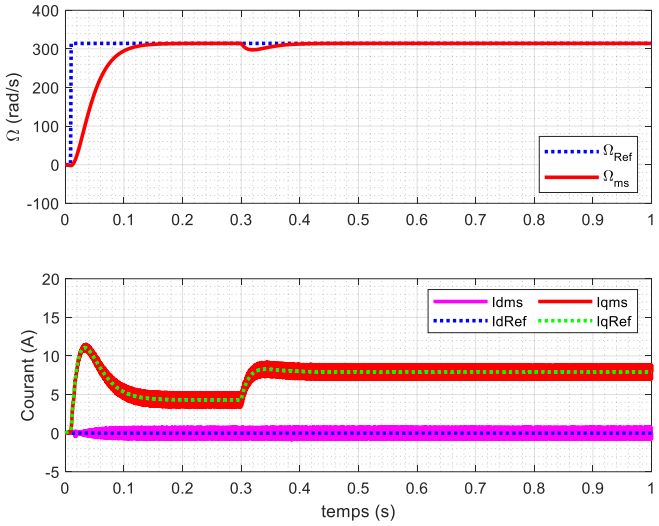



*Figure 5-24 : Résultats de la simulation du contrôle de vitesse avec un correcteur IP* $(f_s = 40\ kHz, K_p = 0.15, \tau_i = 37\ ms)$

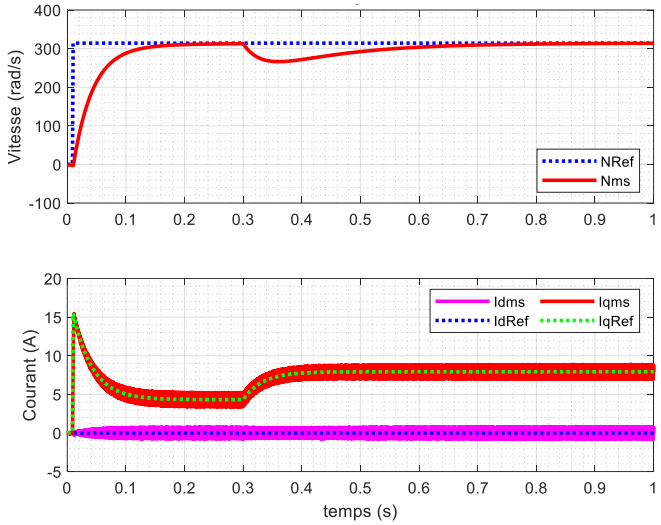



*Figure 5-25 : Résultats de la simulation du contrôle de vitesse avec un correcteur PI* $(f_s = 40\ kHz, K_p = 0.05,\ K_i = 0.37)$

## III.2.3. Vérification expérimentale des performances de vitesse

Le contrôle de la vitesse a été testé avec une vitesse de référence variable (de 0 à 3500 tr/min) comme le montre la Figure 5-26. Une consigne de 500 tr/min a été imposée à la vitesse de référence. Ensuite et environ toutes les 5 secondes, la vitesse de référence est augmentée par incréments de 500 tr/min jusqu'à une vitesse maximale de 3500 tr/min, après quoi la vitesse référence est réduite par paliers de 500 tr/min. Le tracé montrant la vitesse référence et la réponse de la vitesse mesurée est présenté sur la Figure 5-26. Les trois zooms sur la Figure 5-26, montrent que la vitesse a atteint la vitesse référence en environ 70 ms, ce qui est légèrement mieux que le temps de réponse imposé par le cahier des charges. On constate que l''utilisation d'un contrôleur basé sur un correcteur IP entraîne de légers dépassements à chaque changement de vitesse.

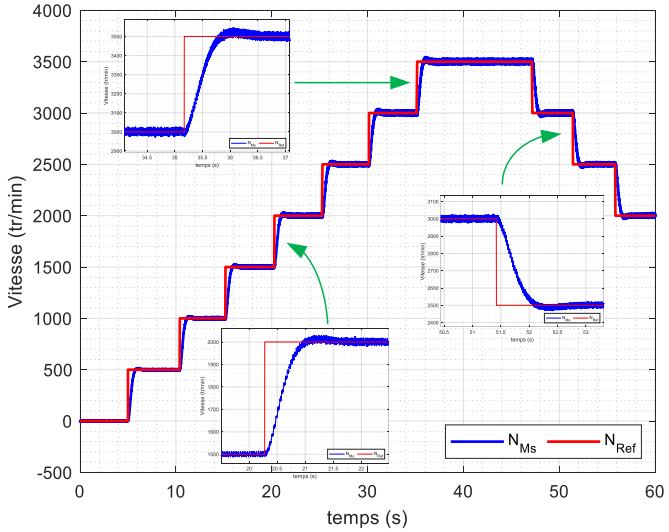



*Figure 5-26 : Résultats expérimentaux du contrôle de vitesse avec le correcteur IP*

L'ensemble de ces résultats valident le contrôle en vitesse de la machine. Nous allons dans la suite utiliser le banc expérimental pour étudier les performances de cet entrainement électrique, en particulier lors de la montée en fréquence.

# IV. Entrainement à vitesse variable

Les résultats de simulation d'entraînement du moteur à des vitesses de 0 à 5000 tr/min ($f_s = 40kHz$) sont montrées dans la Figure 5-27. Comme prévu, la vitesse du rotor peut rapidement atteindre un état stable à chaque vitesse et avec très peu de dépassement grâce au contrôle IP, comme le montre la Figure 5-27 (A). Évidemment, l'augmentation de la vitesse du rotor résulte de l'augmentation du courant $i_q$ car le couple de charge est proportionnel à la vitesse (charge résistive sur la génératrice couplée mécaniquement à la MSAP). Le courant $i_d$ est maintenu égal à zéro à tout moment, comme le montre la Figure 5-27 (B). Lorsque l'on considère l'ondulation des courants $(i_d, i_q)$, dans le repère dq, il est évident que l'ondulation augmente au fur et à mesure que la vitesse du rotor augmente. Bien entendu, l'ondulation du courant $(i_d, i_q)$ affecte directement la forme d'onde du courant de phase du moteur. Cela affecte également le système de contrôle de la machine, dont nous parlerons plus tard. Le courant de phase du moteur est indiqué sur la Figure 5-27 (C).

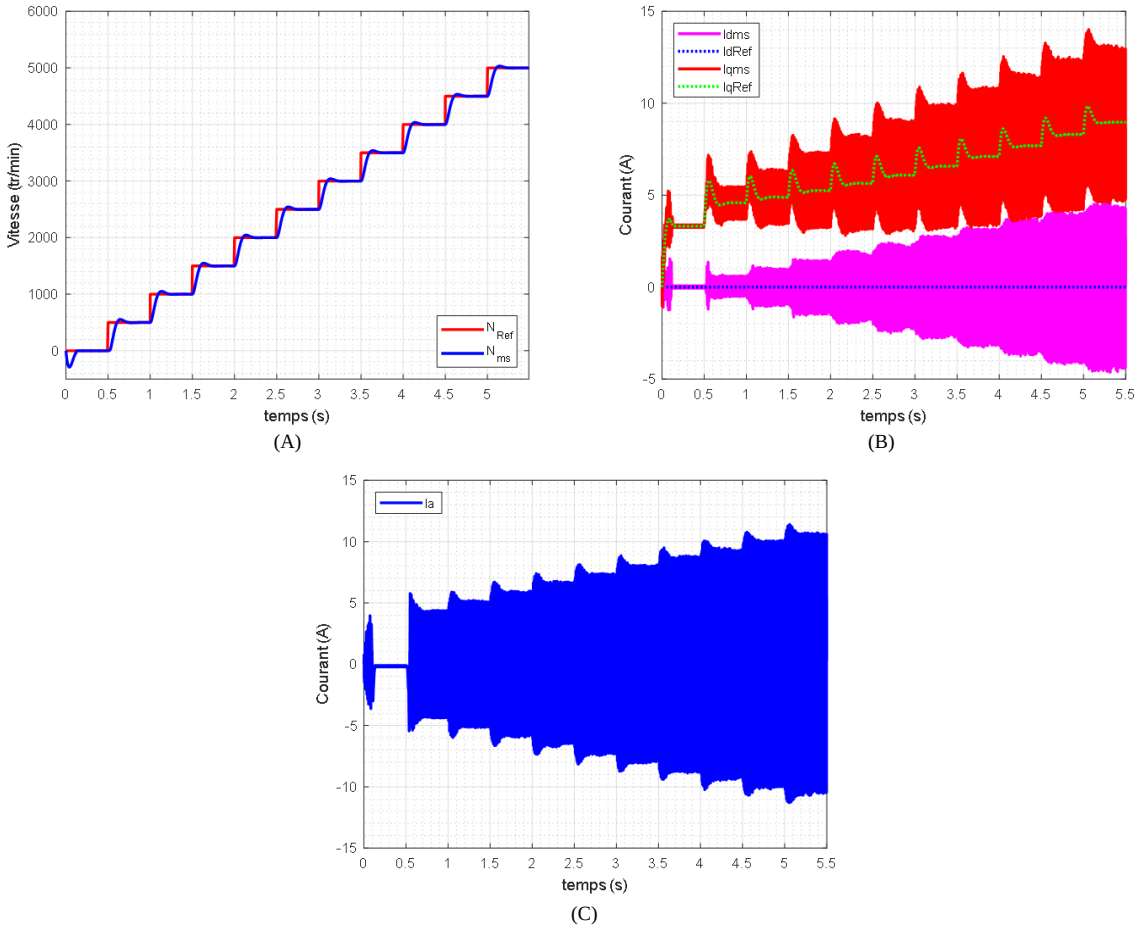



*Figure 5-27 : Résultats de la simulation de l'entrainement à vitesse variable :*

*(A) Vitesse, (B) Courants dans le repère dq ($I_{dq}$) et (C) Courant de phase A*

Les résultats du banc d'essai ($f_s = 40kHz$) sont illustrés à la Figure 5-28. L'expérience a confirmé les résultats de la simulation. On constate que les simulations et les expériences sont parfaitement cohérentes.

Le taux d'ondulation des courants sont relativement importants du fait que l'inductance dynamique de la machine est très faible par construction.

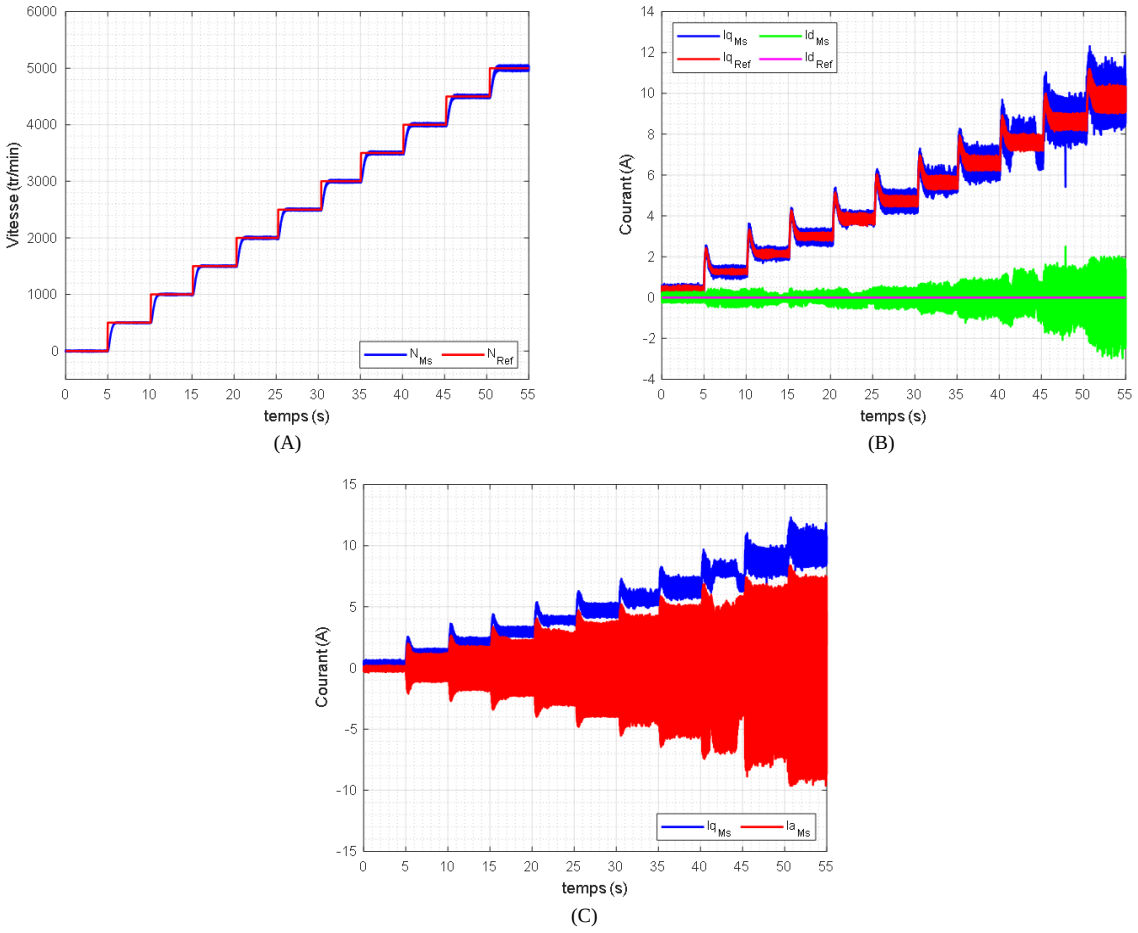



*Figure 5-28 : Résultats expérimentaux de l'entrainement à vitesse variable :*

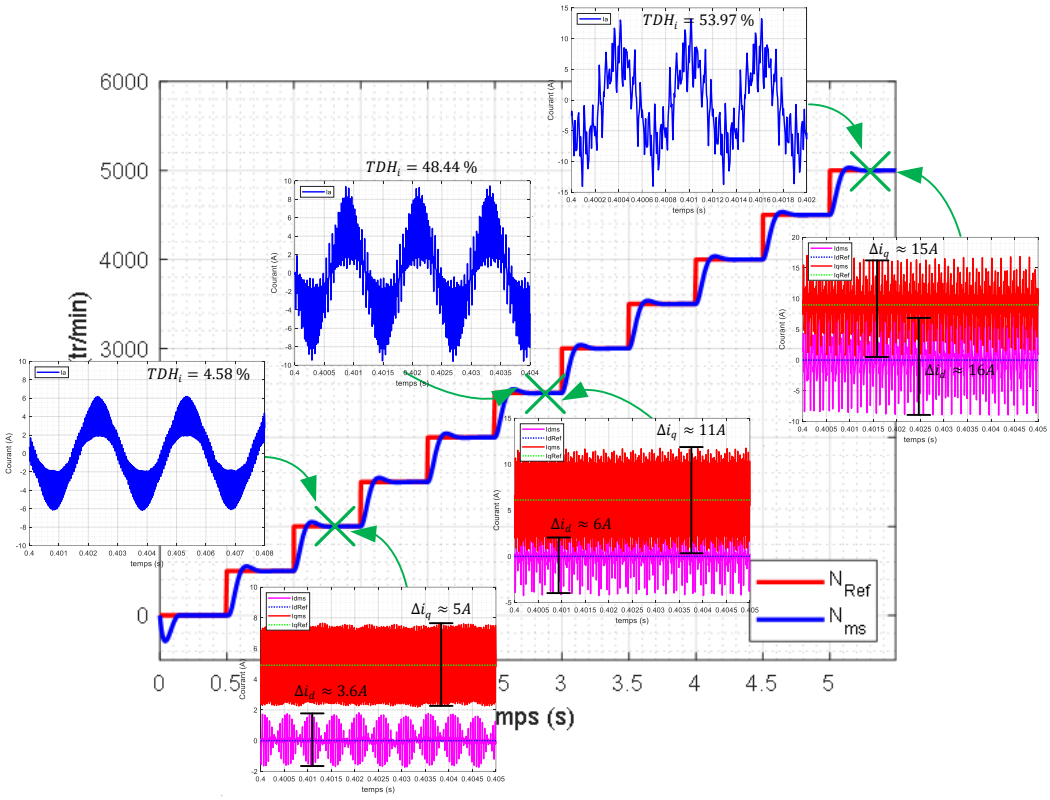
*(A) Vitesse, (B) Courant dans le repère dq ($i_{dq}$) et (C) Courant de phase A*

On constate que les courants sur les relevés expérimentaux présentent une ondulation plus faible qu'en simulation pour la même fréquence de découpage. Cela peut s'expliquer par la résolution des données d'enregistrement qui n'est pas la même dans les deux cas. La durée d'échantillonnage utilisée pour enregistrer les résultats expérimentaux de dSPACE est de 250 $\mu s$, ce qui provoque un filtrage. Le temps d'échantillonnage utilisé pour enregistrer les données des résultats de la simulation de simulation (Simulink) est beaucoup plus faible et vaut 0,1 $\mu s$.

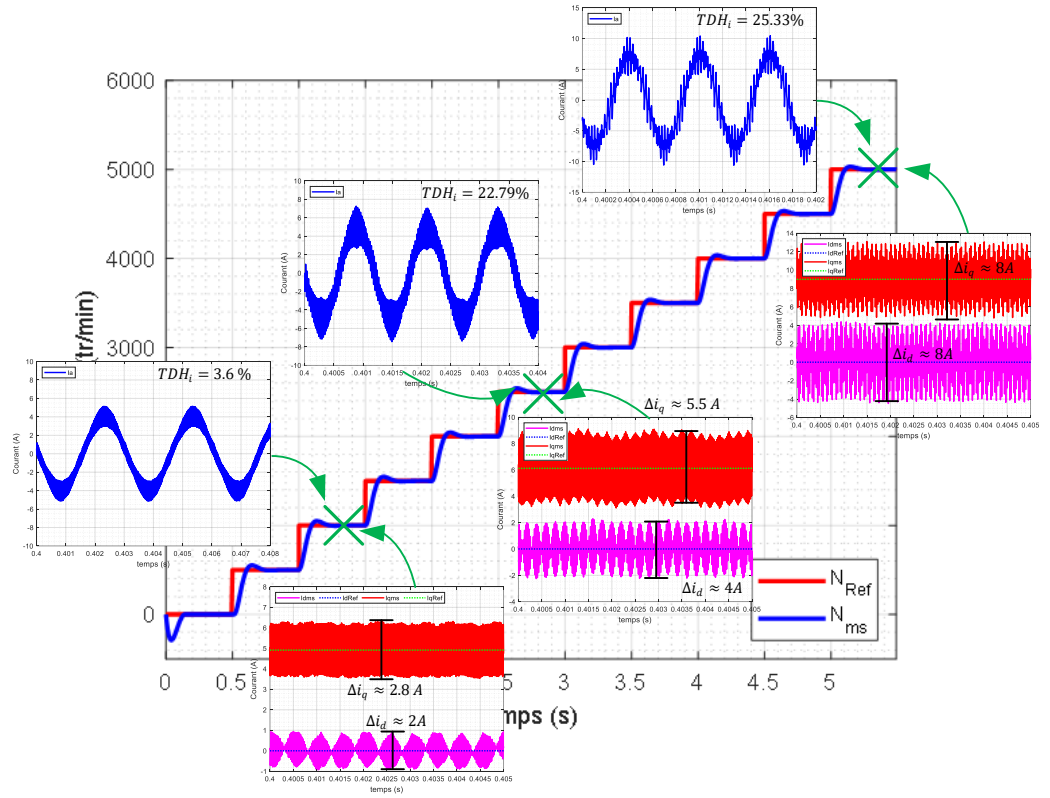
# IV.1 Effet de la montée en vitesse sur la déformation du courant

Comme mentionné ci-dessus, une augmentation de la vitesse du rotor entraîne une ondulation des courants d'axe $dq$ ($i_{dq}$) et du courant de phase du moteur. Nous donnerons ici un exemple pour trois vitesses : 1000, 2500 et 5000 tr/min. En plus de la vitesse, nous analyserons l'effet de la fréquence MLI sur la déformation du courant (distorsion harmonique et ondulation) en choisissant trois valeurs : 20, 40 et 100 kHz. Les résultats de simulation sont présentés dans la Figure 5-29.

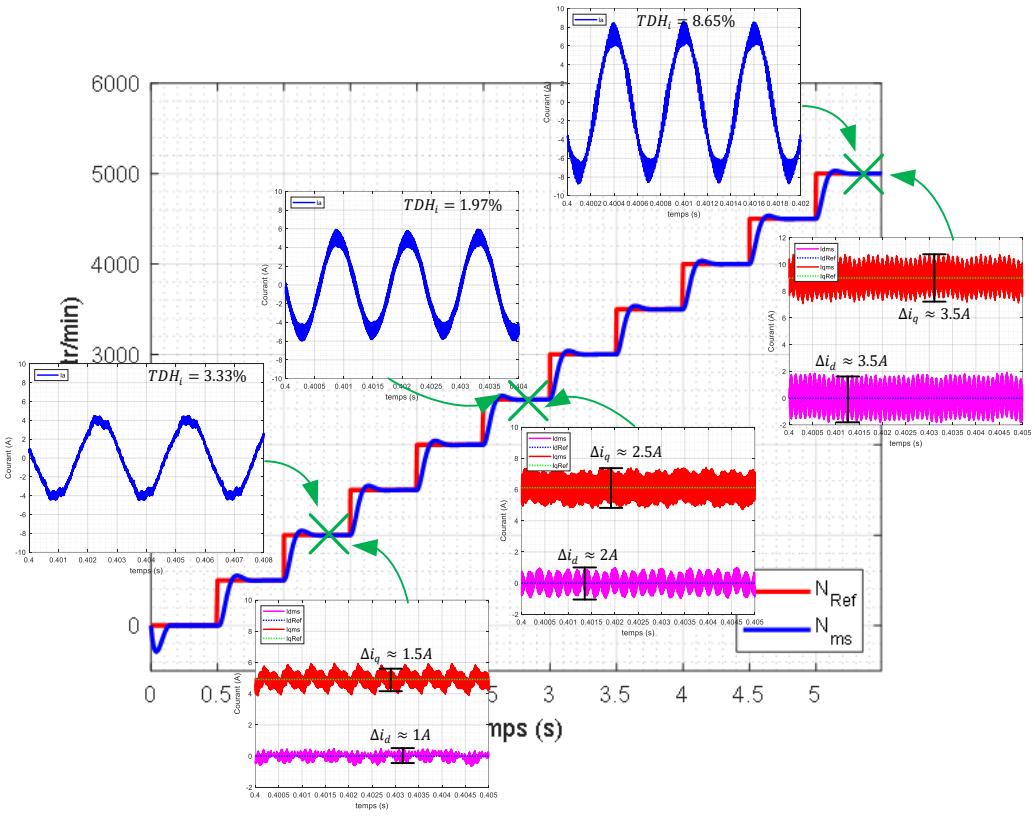
Comme le montre la Figure 5-29 (a) obtenue pour une fréquence de commutation de 20 kHz, une augmentation de la vitesse du rotor équivaut à une augmentation de la fréquence électrique du courant de phase du moteur. Plus la fréquence électrique est élevée, plus la valeur de $m_f$ ($m_f = \frac{f_s}{f_1}$) est faible, ce qui entraîne une augmentation du taux de distorsion harmonique des courants $TDH_i$. Ce résultat est clairement visible à une vitesse du moteur de 5000 tr/min ($f_1 = 1667\ Hz, m_f = 12, TDH_i = 53.97\%$). Les courants dans l'axe dq ($I_{dq}$) à 5000 tr/min, ont un taux d'ondulation très élevée ($\Delta i_q = 15A\ et\ \Delta i_d = 16A$). Comme mentionné dans les chapitres précédents, l'augmentation de la fréquence de commutation permet d'obtenir un indice de modulation $m_f$ plus élevé pour diminuer la $TDH_i$. Les résultats de la simulation pour une fréquence de commutation de 40 kHz sont présentés sur la Figure 5-29 (b). Le $TDH_i$ et l'ondulation du courant dans l'axe dq ($I_{dq}$) à une fréquence de commutation de 40 kHz sont inférieurs à ceux obtenus à une fréquence de commutation de 20 kHz. À cette fréquence de commutation, certains dispositifs IGBT peuvent toujours fonctionner, mais au prix de rendements nettement inférieurs. Pour cette raison, les dispositifs SiC MOSFET sont utilisés à la place des IGBT dans les applications de commutation hautes fréquences. La Figure 5-29 (c) montre qu'à une fréquence de commutation de 100 kHz, le $TDH_i$ et l'ondulation du courant dans l'axe dq ($I_{dq}$) sont considérablement réduits. La comparaison du $TDH_i$ du courant de phase du moteur à différentes fréquences de commutation et à vitesse variable sont indiquées sur la Figure 5-30.




*(a) $f_s$=20kHz*




*(b) $f_s$=40kHz*




*(c) $f_s$=100kHz*

*Figure 5-29 : Effet de la montée en vitesse sur la forme d'onde du courant*

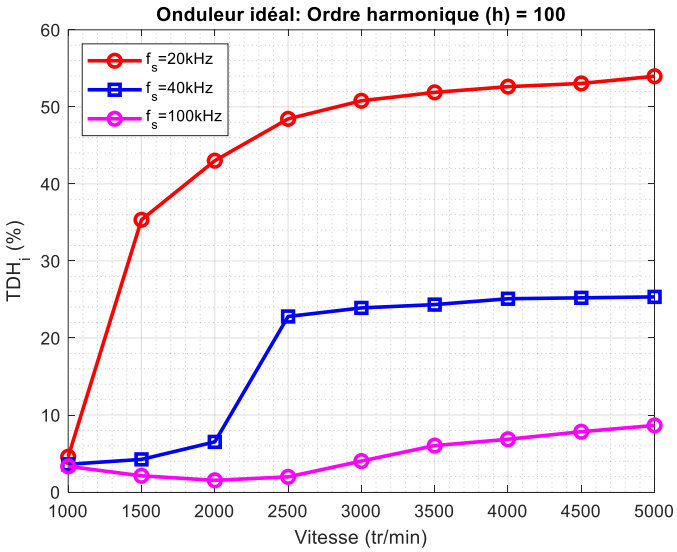



*Figure 5-30 : Comparaison du $TDH_i$ du courant de phase en fonction de la vitesse pour trois valeurs de la fréquence MLI (simulation)*

Les résultats expérimentaux pour une vitesse de rotation de 2000 tr/min sont présentés sur la Figure 5-31. L'ondulation du courant $I_q$ est importante pour une commutation à 20 kHz (en haut à gauche). Cette ondulation affecte le système de contrôle. Cela rend impossible

l'utilisation de ce système d'entraînement avec une fréquence de commutation de 20 kHz. On remarque que l'ondulation du courant $I_q$ diminue nettement avec l'augmentation de la fréquence MLI et rend le système contrôlable.

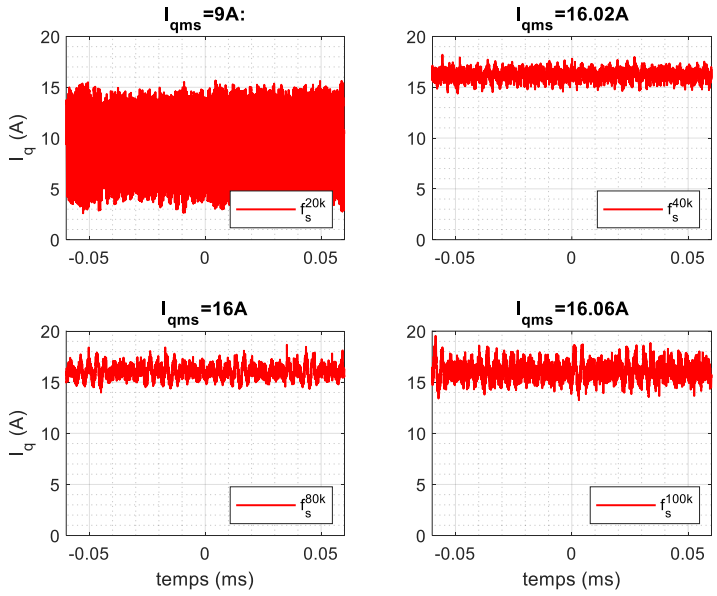
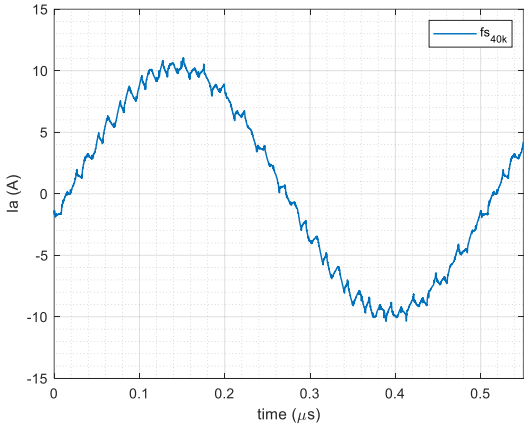
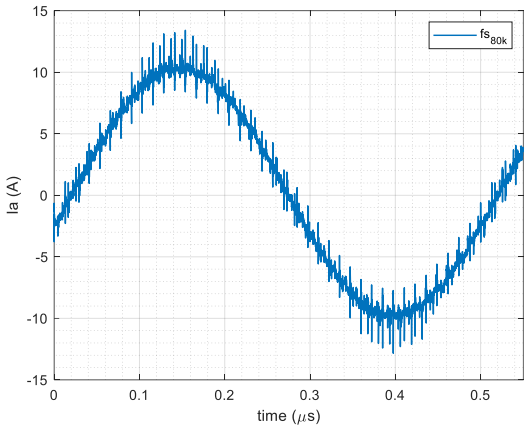



*Figure 5-31 : Ondulation de courant $I_q$ à 2000 tr/min à différents fréquences MLI*

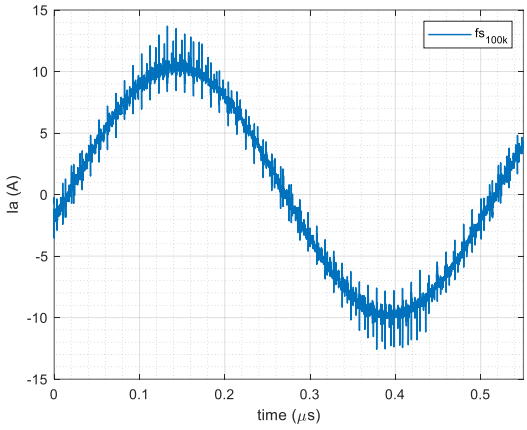
La Figure 5-32 montre le relevé expérimental du courant dans une phase du moteur à 6000 tr/min pour 4 valeurs de la fréquence de commutation : 40 kHz (a), 80 kHz (b) et 100 kHz (c). La référence du courant $I_q$ est fixé à 16A (courant nominal). Le $TDH$ du courant du moteur passe de 25.3% pour une fréquence de commutation de 40 kHz à 15.83% pour une fréquence de commutation de 80 kHz. Le TDH diminue à 12.68% à la fréquence de commutation de 100 kHz. Les valeurs du TDH pour toute la plage de vitesse de fonctionnement du moteur et pour 3 valeurs différentes de la fréquence MLI sont présentées sur la Figure 5-33.




*(a) $f_s$=40kHz*




*(b) $f_s$=80kHz*




*(c) $f_s$=100kHz*

*Figure 5-32 : Forme d'onde du courant de phase à 6000 tr/min ($f_1$=2000Hz), relevés expérimentaux*

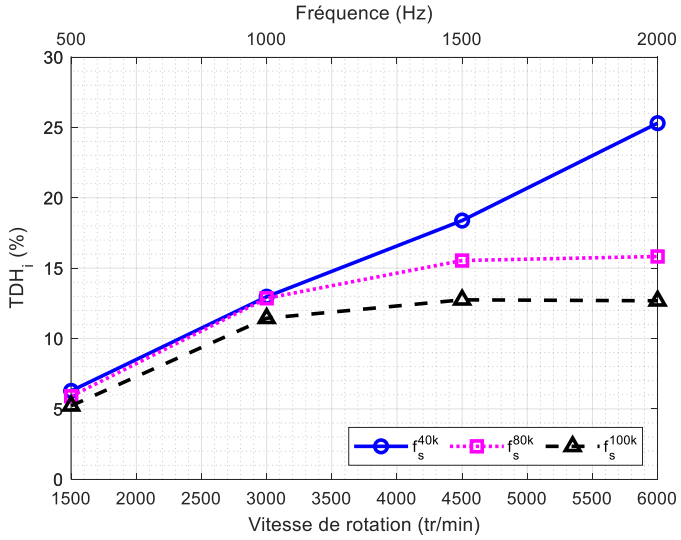



*Figure 5-33 : Résultats expérimentaux du $TDH_i$ du courant à vitesse variable pour 3 valeurs différentes de la fréquence MLI*

La Figure 5-33 obtenue expérimentalement est à comparer avec la Figure 5-30 obtenue par simulation. Nous observons l'effet de la fréquence de découpage sur le taux d'ondulation du courant ($TDH_i$) mais les valeurs ne coïncident pas parfaitement à cause de du faut que la simulation est mise en œuvre avec un onduleur parfait.

Nous pouvons ainsi mettre en évidence l'apport de la montée en fréquence de découpage dans le cas des entrainements à vitesse variables des machines électriques. La qualité des courant est nettement améliorée à haute fréquence (au-delà de 1kHz pour le fondamental, Figure 5-33) mais aussi, le rendement de la machine que nous abordons dans la suite.

# V. Modèle pour le rendement de la MSAP

Les équations en régime permanent des tensions d'axes *dq* sont les suivantes :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s\, i_d - \omega\, L_q\, i_q \\ v_q &= R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega\, \psi_f \end{aligned} \tag{5.50}$$

Dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface, l'inductance de l'axe d ($L_d$) et l'inductance de l'axe q ($L_q$) sont égales ($L_d = L_q$). L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma_{\mathrm{m}} = p\psi_f i_q \tag{5.51}$$

Le bilan de puissance de la MSAP en fonctionnement moteur est illustré à la Figure 5-34. La puissance d'entrée de la MSAP ($P_{en}$) peut être représentée comme suit :

$$P_{en} = P_{Joule} + P_{fer} + P_{em} \tag{5.52}$$

avec:

$P_{Joule}$ les pertes dans le bobinage statorique ($P_{Joule} = 3 \times I_{eff}^2 \times R_s(f)$).

$P_{fer}$ les pertes dans le fer ($P_{fer} = k_H . f . B_M^2 + k_F . f^2 . B_M^2$).

$P_{em}$ est la puissance électromagnétique.

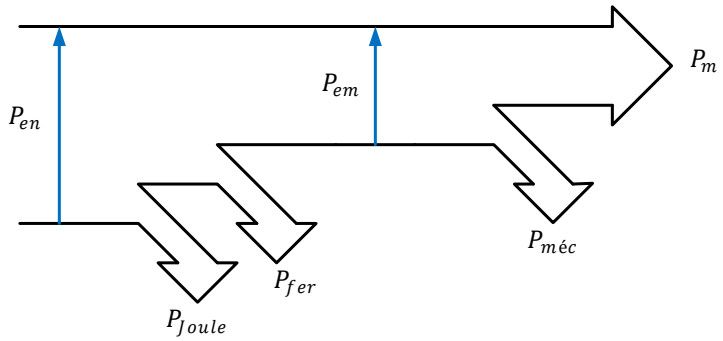



*Figure 5-34 : Bilan de puissance de la MSAP.*

La puissance électromagnétique ($P_{em}$) est la somme de la puissance de sortie ($P_m = \Omega \times \Gamma_{ch}$) et des pertes mécaniques qui correspondent aux frottements ($P_{méc} = P_a + P_{roule}$) :

$$P_{em} = P_{méc} + P_m \tag{5.53}$$

Finalement, nous pouvons trouver le rendement du moteur à partir de l'équation suivante :

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{joule} + P_{fer} + P_{méc}} \times 100 \tag{5.54}$$

# VI. Fonctionnement à charge variable et vitesse constante

Ces essais ont été réalisés dans des conditions où la vitesse est constante tout au long de l'expérience et nous avons augmenté le couple de charge en augmentant la puissance consommée par la MSAP2 qui fonctionnait en mode générateur. Nous avons effectué des essais à charge variable afin d'analyser les valeurs des courants, des couples, des pertes et du rendement. Le diagramme utilisé dans l'expérience est présenté dans la Figure 5-35. Les essais ont été réalisés pour deux valeurs de la vitesse de rotation (2500 tr/mn et 5000 tr/mn).

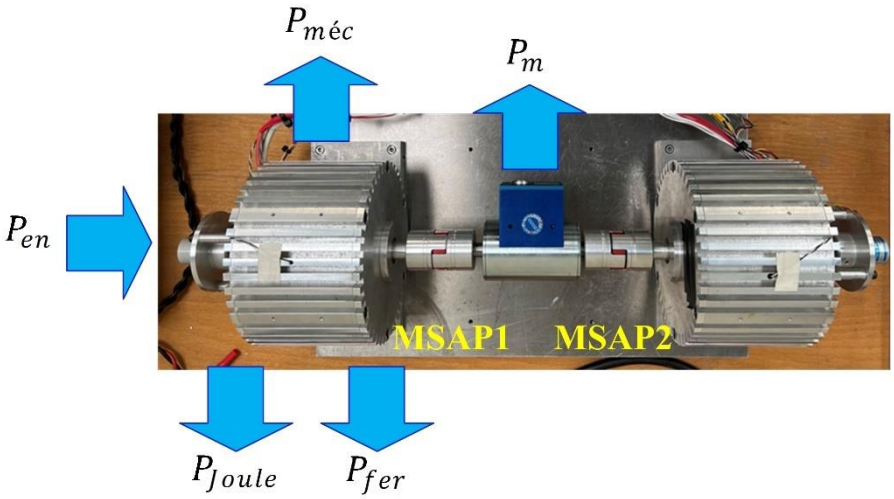
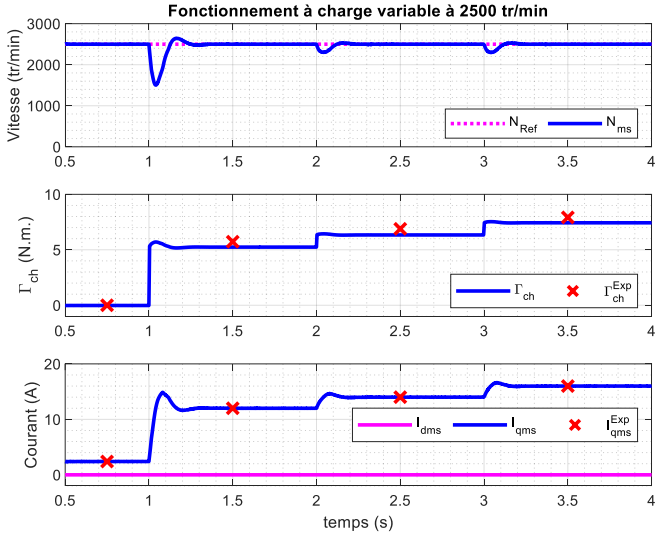
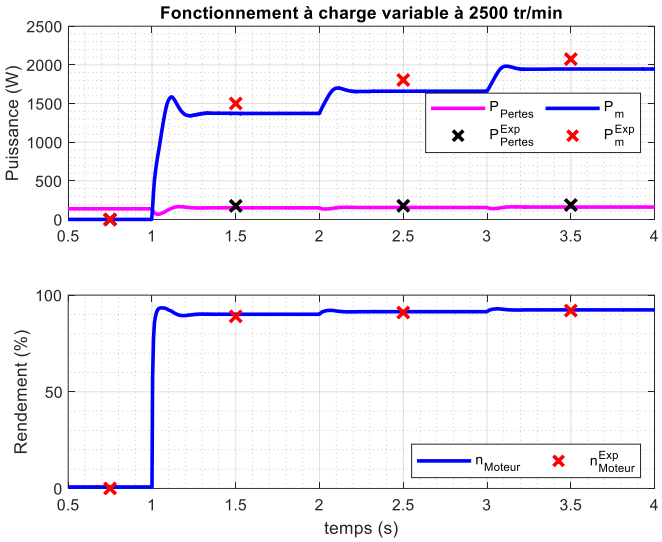



*Figure 5-35 : Bilan de puissance de la MSAP en l'expérimentation.*

La Figure 5-36 montrent les résultats de simulation et expérimentaux obtenus pour une vitesse maintenue constante à 2 500 tr/min. Le couple de charge a été augmenté jusqu'à un courant $I_q$ de 12 A puis progressivement jusque 16 A (9,24 $A_{eff}$). La valeur du couple de charge a été mesurée à l'aide du couplemètre Sensel Measurement.



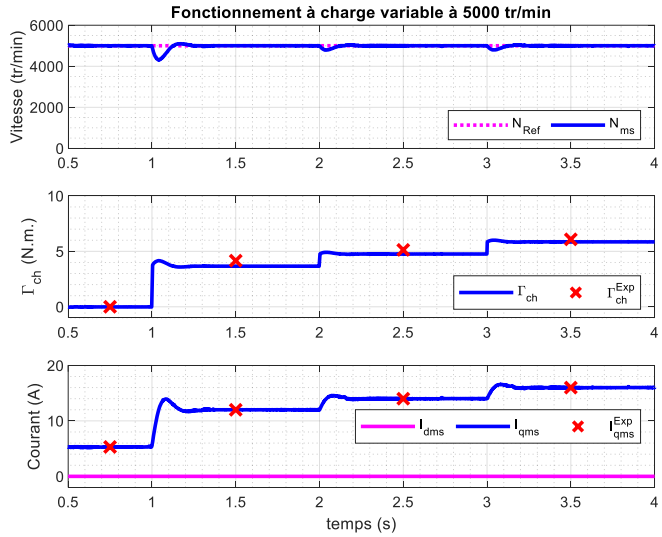

*(a) Vitesse, couple de charge ($\Gamma_{ch}$) et courant ($i_d, i_q$)*



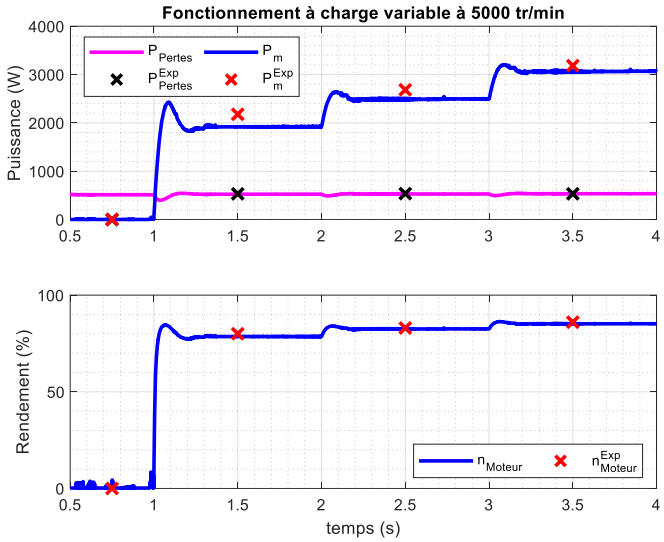

*(b) Puissance mécanique ($P_m$) et rendement*

*Figure 5-36 : Résultats de simulation et expérimentaux en régime permanent à 2500 tr/min*

Sur la Figure 5-36 (a) au courant nominal ($I_q = 16A$), nous pouvons voir que le couple de charge expérimental est de 7,92 N.m, ce qui est légèrement supérieur aux résultats de la simulation. En considérant la puissance de sortie et les pertes du moteur sur la Figure 5-36 (b) nous pouvons voir que la puissance de sortie du moteur est proportionnelle au courant $i_q$. Les pertes de puissance totale du moteur restent presque inchangées. En effet, seules les pertes Joule dans la bobine varient avec le courant $i_q$. De plus, le rendement expérimental du moteur est proche de la valeur simulée, avec une valeur de 92 %.




*(a) Vitesse, couple de charge ($\Gamma_{ch}$) et courant ($i_d, i_q$)*




*(b) Puissance mécanique ($P_m$) et rendement*

*Figure 5-37 : Résultats de simulation et expérimentaux en régime permanent à 5000 tr/min*

La Figure 5-37 montre la comparaison des résultats de simulation avec les résultats expérimentaux pour une vitesse de 5000 tr/min. Lorsque la vitesse augmente, le couple de charge au courant nominal diminue à 6,08 N.m, ce qui concorde avec les résultats de la simulation (voir la Figure 5-37 (a)). La raison en est qu'une vitesse plus élevée entraîne également une augmentation du couple de friction. Les pertes du moteur à une vitesse de 5 000 tr/min (531 W) sont 2,83 fois supérieures aux pertes à une vitesse de 2 500 tr/min (187 W). Par conséquent, augmenter la vitesse du moteur d'une fois peut augmenter les pertes de moteur de plus que le double, entraînant une chute du rendement du moteur à seulement 86% comme indiqué dans la Figure 5-37 (b).

# VII. Entrainement à courant nominal à vitesse variable

Dans cet essai, la charge est réglée pour faire fonctionner le moteur au courant nominal, c'est-à-dire que le courant de phase est maintenu à 9,24 $A_{eff}$ ($i_q$=16 A). Les essais ont été réalisé pour des vitesses allant de 500 tr/min à 6000 tr/min. La vitesse maximale imposée dans la simulation est de 10000 tr/min (3333,33 Hz). Le couple de charge simulé ($\Gamma_{Ch}$) peut être déterminé à partir de la différence entre le couple électromagnétique ($\Gamma_m$) et le couple de friction ($\Gamma_f$) (à partir de l'équation (5.19)), comme le montre l'équation ci-dessous.

$$\Gamma_{ch} = \Gamma_m - \Gamma_f = k_t \times I_q - (f_0 + f_1\Omega + f_2\Omega^2) \qquad (5.55)$$

Les résultats expérimentaux et les résultats de simulation du couple de charge qui est obtenu à partir de l'équation (5.55) en imposant $I_q$ = 16A sont présentés dans la Figure 5-38. Nous pouvons observer que le couple de charge simulé (courbe verte) diminue presque

linéairement à mesure que la vitesse du moteur augmente. Nous avons effectué les expérimentations avec des fréquences de découpage de 20kHz, 40kHz, 80kHz et 100kHz à différentes vitesses de rotation pour mettre en évidence l'influence de la fréquence du découpage sur les performances de la conversion électromécanique. Les résultats expérimentaux montrent qu'à faible vitesse de rotation, le couple sur l'arbre est élevé lorsque la fréquence de commutation est faible. Le couple à $f_s$ = 40 kHz (cercle bleu) diminue fortement et s'éloigne des résultats de simulation lorsque la vitesse de rotation est supérieure à 4000 tr/min, mais le couple à $f_s$ = 80 et 100 kHz (carré violet et triangle noir) ont toujours des valeurs proches des résultats de simulation en raison d'une meilleure valeur du $TDH_i$, comme le montre la Figure 5-33. L'erreur maximale se situe à une vitesse de 6000 tr/min pour $f_s$ = 40 kHz avec une erreur de 21.3 %. La fréquence de découpage de 20kHz limite le fonctionnement de la machine à 2000 tr/min avec un couple qui diminue brutalement (relevé expérimental).

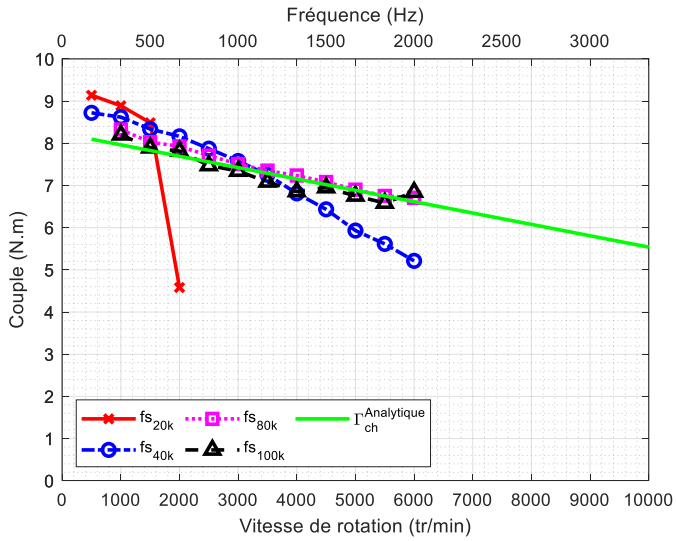



*Figure 5-38 : Couple de charge de la MSAP à vitesse variable pour maintenir le courant nominal dans la machine ($I_q$ = 16A)*

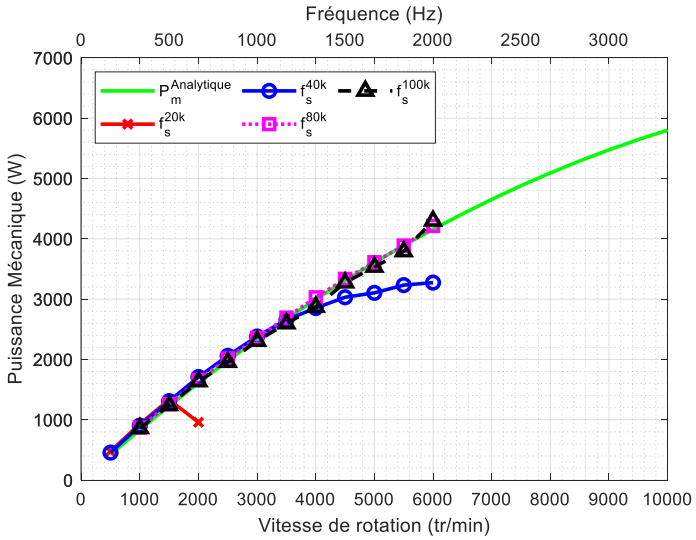


*Figure 5-39 : Puissance mécanique de la MSAP à vitesse variable*

La Figure 5-39 compare la puissance mécanique mesurée expérimentalement et la valeur simulée. Une augmentation de la vitesse entraîne bien evidemment une augmentation de la puissance mécanique. D'après les résultats expérimentaux, nous pouvons voir que la puissance mécanique mesurée a tendance à suivre les résultats de simulation, sauf pour la fréquence MLI à 40 kHz où la puissance commence à diminuer aux vitesses supérieures à 4000 tr/min, ceci est dû au couple réduit comme le montre la Figure 5-38. Pour une fréquence de découpage de 20 kHz, les essais sont toujours limités à 2000 tr/min qui correspond à une fréquence fondamentale de 666Hz.

L'évaluation des pertes mécaniques et des pertes fer est faite en mesurant la puissance mécanique de sortie (couple et vitesse) que l'on soustrait à la puissance d'entrée diminuée des pertes Joule statorique :

$$P_{méc} + P_{fer} = P_{en} - 3 \times R_s(f) \times I_{eff}^2 \tag{5.56}$$

Les résultats du modèle des pertes du moteur (courbe en rouge de la Figure 5-40), composées des pertes fer et des pertes mécaniques ont été comparées aux résultats expérimentaux pour différentes fréquence MLI : $f_s$ = 40 kHz (cercle bleue), $f_s$ = 80 kHz (carré violet) et $f_s$ = 100 kHz (triangle noir). L'expérience ne permet de mesurer que les pertes totales (fer et mécanique) qui ne peuvent pas être séparées. On constate sur la Figure 5-40 que l'augmentation de la fréquence MLI entraîne une réduction des pertes fer car les ondulations du courant sont plus faibles. Les pertes les plus faibles sont obtenues pour $f_s$ = 100 kHz car la forme des courants sont presque sinusoïdales dans ce cas [39].

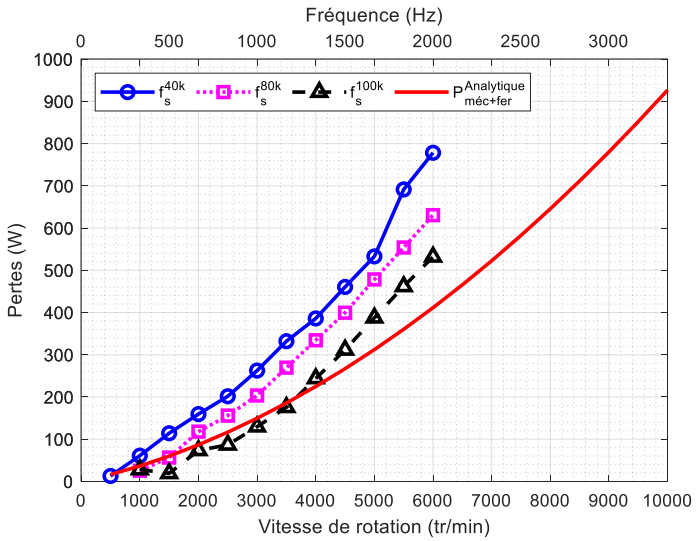



*Figure 5-40 : Pertes de la MSAP à vitesse variable*

Les pertes fer sont essentiellement dues au flux principal des aimants permanents. Elles dépendent également du champ de réaction des courant de l'induit (courants statoriques) qui se composent du fondamental et des harmoniques dus au découpage. L'augmentation des la

fréquence de découpage améliore la qualité du courant en réduisant les harmoniques. De ce fait, nous réduisons la part des pertes fer qui en résultent. Les pertes dans les aimants sont aussi réduites mais notre étude ne permet pas de les quantifier. Elles sont incluses dans les pertes fer mesurées lors de l'expérience ce qui peut expliquer une valeur de pertes plus importante au niveau des résultats expérimentaux comme on peut l'observer sur la Figure 5-40 .

En plus de toutes les pertes mentionnées ci-dessus, les pertes dans le bobinage statorique, qui dépendent de la valeur du courant et de la résistance qui augmente avec la fréquence, doivent être prise en compte dans le calcul du rendement. Nous pouvons calculer le rendement du moteur à partir de l'équation (5.54). Les résultats du calcul et la comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats du calcul sont présentés à la Figure 5-41. Il est clair qu'à la fréquence de commutation de 100 kHz, la puissance mécanique est plus élevée et les pertes plus faibles que celles relatives aux autres fréquences de commutation comme l'on montré les résultats précédents. C'est pourquoi, le rendement à 100kHz est plus élevé, et diminue progressivement lorsque la fréquence de découpage diminue. Le rendement du moteur à 100 kHz est supérieur à 90% lorsque la vitesse de rotation est comprise entre 1000 et 4000 tr/min, mais le rendement global reste supérieur à 87% pour toute la plage de vitesse.

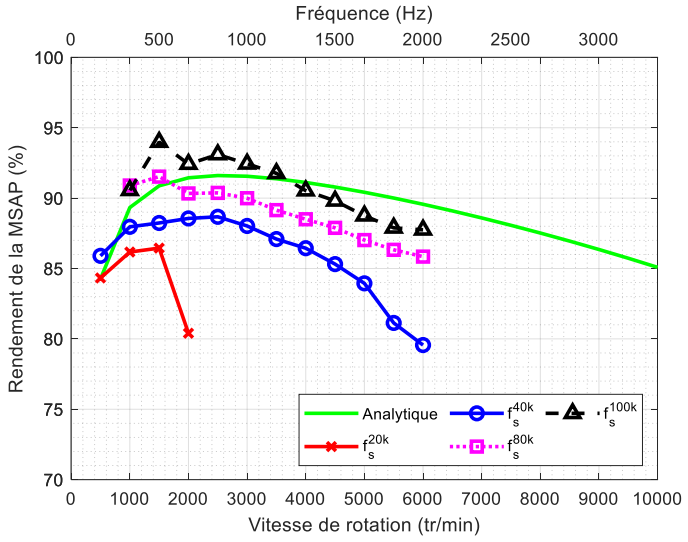



*Figure 5-41 : Rendement de la MSAP à vitesse variable pour différentes fréquences MLI*

Bien que l'augmentation de la fréquence de commutation ait un effet positif sur les machines électriques en termes de couple relativement constant, de pertes réduites et de rendement plus élevé, elle a un effet négatif sur le rendement du convertisseur, ce qui a déjà été discuté dans le chapitre 3 et confirmé à nouveau par les résultats expérimentaux dans la Figure 5-42. Ces courbes sont obtenues en mesurant la puissance à l'entrée et à la sortie de l'onduleur (SiC MOSFET) lors des essais en charge. Ce constat laisse penser qu'il existe une fréquence de commutation optimale pour maximiser le rendement de la chaine de conversion (Onduleur + Moteur) qui n'est pas forcément la fréquence la plus élevée.

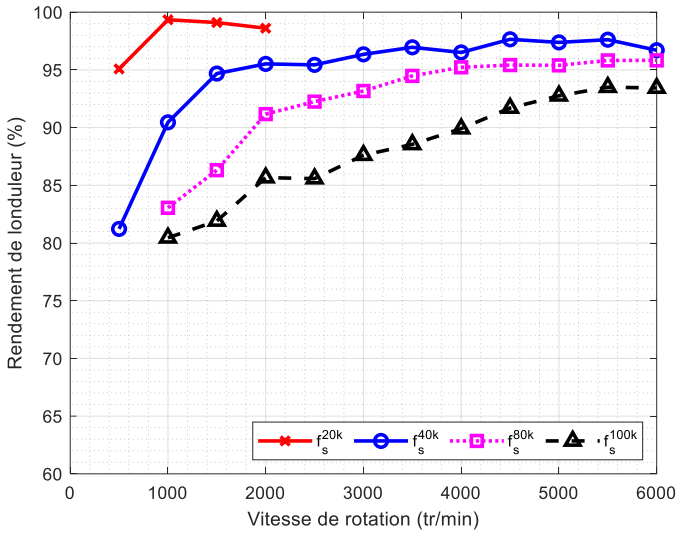



*Figure 5-42 : Rendement de l'onduleur en fonction de la vitesse*

Les résultats de mesure du rendement global de la chaine de conversion électromécanique (onduleur + moteur) en fonction de la vitesse et à pleine charge sont donnés sur la Figure 5-43. Les mesures ont été effectuées pour 4 valeurs différentes de la fréquence MLI. On constate sur cette figure que pour les basses vitesses de rotation (inférieures à 1500 tr/mn), une fréquence MLI de 20kHz permet d'obtenir le meilleur rendement. Au-delà de 1500 tr/mn et jusqu'à 4000 tr/mn, le meilleur rendement est obtenu pour une fréquence MLI de 40 kHz. Pour les vitesses supérieures à 4000 tr/mn, il est préférable de choisir une fréquence de commutation de 80 kHz. Par interpolation des courbes et pour les très hautes vitesses de rotation (les mesures n'ont pas été possibles au-delà de 6000tr/mn à cause de la limitation de la tension du bus continu), on voit que la courbe de rendement pour une fréquence MLI de 80 kHz est décroissante alors que celle pour une fréquence MLI de 100kHz est croissante, il semble alors qu'une fréquence MLI de 100 kHz devienne nécessaire pour optimiser le rendement. Ces résultats suggèrent qu'il soit nécessaire d'adapter la fréquence MLI à la vitesse de rotation pour optimiser le rendement total de la chaine de conversion.

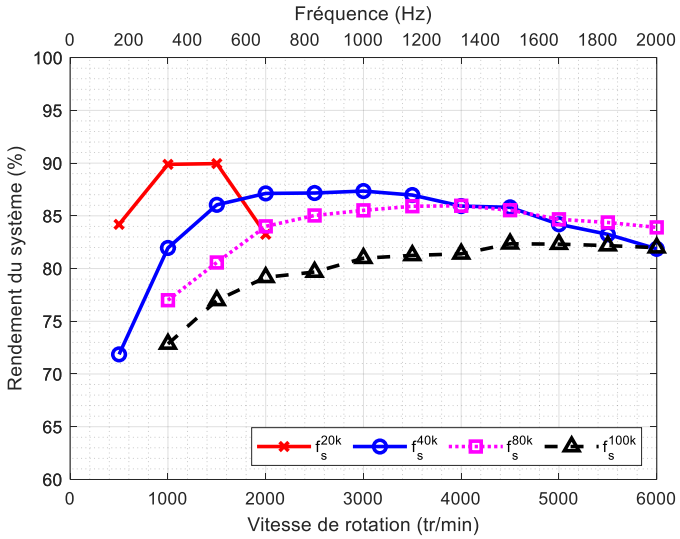


*Figure 5-43 : Rendement global du système en fonction de la vitesse*

# VIII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une modélisation de la machine à aimants en régime dynamique ainsi qu'une mise en œuvre expérimentale. L'objectif était de mettre en évidence et de caractériser le fonctionnement à hautes fréquences fondamental et à hautes vitesses. Après une phase d'identification expérimentale des paramètres de la machines et particulièrement des pertes mécaniques et des pertes fer, le dimensionnement des régulateurs a été effectué.

Une démarche de simulation et validation expérimentale pour différentes conditions de fonctionnement a été menée pour mettre en évidence certains points essentiels de notre travail. Tout d'abord, des essais à faible charge et vitesse variable, ont été effectués et nous avons montré la maitrise de la vitesse même à des fréquences fondamentales élevés de l'ordre de 2kHz. Par ailleurs, nous avons mis en évidence la dégradation de la qualité des courants lorsque la fréquence fondamentale augmente. De ce fait, un recours à des fréquences de découpages élevées a été nécessaires et possible grâce à la technologie SiC. Nous avons mis en évidence l'apport de ces composants en termes de qualité de conversion de l'énergie à hautes fréquences.

D'autres caractérisation en charges a été effectuées par modélisation et par simulation afin de mettre en évidence la dégradation du rendement de la machine à hautes vitesses. Ceci est principalement dû à l'augmentation des pertes fer et des pertes mécaniques qui sont inéluctables dans les machines à aimants permanents fonctionnant à hautes fréquences.

Bien que le matériau utilisé pour la construction de la machine soient déjà de hautes performances, le fonctionnement à des fréquences au-delà de 1500Hz fondamentale engendre une augmentation considérable des pertes fer entrainant une diminution du rendement.

La mesure du rendement global (onduleur + moteur) a montré qu'une solution pour optimiser l'efficacité de la chaine de conversion peut-être une adaptation de la fréquence de découpage en lien avec la fréquence du fondamental.

# Conclusion générale et Perspectives

La fréquence de conversion d'énergie des moteurs électriques réduit le volume du moteur électrique et les composants de filtrage de l'électronique de puissance. En conséquence, la puissance massive de la chaine de conversion électromécanique est augmentée, ce qui constitue une amélioration significative pour les systèmes embarqués. Les fréquences maximales actuellement obtenues sont de quelques kHz pour les fréquences fondamentales des moteurs électriques et de quelques dizaines de kHz pour les fréquences de commutation des onduleurs avec des composants classiques en silicium (IGBT). Dans cette thèse, nous avons souligné les limitations de la montée en fréquence, à la fois de façon théorique et expérimentale, sur la machine électrique et les onduleurs.

Dans le chapitre 2, nous avons proposé un modèle analytique pour un onduleur triphasé qui prend en compte les effets des capacités parasites, des temps morts, des temps de commutation et des chutes de tension des composants. Nous avons développé une expression analytique à l'aide de ce modèle pour prévoir la baisse de tension sur le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur. Il a été démontré qu'il était crucial de ne pas négliger les effets des capacités parasites afin de ne pas surestimer cette baisse de tension. Nous avons également démontré que les temps morts sont la principale cause de la baisse de tension. De plus, nous avons amélioré un modèle de pertes pour un onduleur triphasé en tenant compte des pertes par conduction et par commutation des composants. Le cas d'un onduleur à base d'IGBT ou de SiC MOSFET a été étudié. Pour établir le modèle des pertes par commutation, nous nous sommes basés sur des formules approchées fournies par les fabricants des composants. Le modèle a démontré l'intérêt des SiC MOSFET pour les applications hautes fréquences et a permis de chiffrer les pertes de l'onduleur pour trois types de composants.

Dans le chapitre 3, nous avons examiné les effets des imperfections des SiC MOSFET et des IGBT pour les applications de commande de moteur à haute fréquence. Nous avons validé par expérimentation le modèle d'onduleur de tension triphasé en tenant compte des imperfections de ses composants. Les résultats expérimentaux montrent que dans les mêmes conditions de fonctionnement, l'onduleur SiC MOSFET a un écart de chute de tension de phase supérieur à celui des IGBT. Mais avec l'avantage de l'onduleur SiC MOSFET qui fonctionne rapidement, le temps de mort peut être réduit. Pour cette raison, lorsque le temps mort est défini à 0,5 µs, l'onduleur SiC MOSFET a une chute de tension inférieure à celle du type IGBT. Par ailleurs, nous avons développé un modèle analytique des harmoniques de tension en tenant compte des effets de temps mort ($t_d$) des onduleurs MLI. Une seule série de Fourier a été utilisée pour analyser le Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie ($TDH_v$) avec et sans temps mort ($t_d$). L'analyse comparative entre le modèle analytique et les résultats expérimentaux a montré la validité du modèle. De plus, l'analyse des résultats obtenus avec le modèle et les résultats expérimentaux montrent que la durée du temps mort à un impact significatif sur les caractéristiques harmoniques, les harmoniques étant plus intenses à mesure que le temps mort augmente. Par ailleurs, nous avons montré que l'onduleur SiC MOSFET a un rendement supérieur à celui de l'onduleur IGBT, ce qui est encore plus clair lorsque l'onduleur fonctionne à des fréquences de commutation élevées. Les onduleurs SiC MOSFET ont de meilleures performances pour les applications à haute fréquence.

Dans le chapitre 4, nous avons expliqué les différentes étapes nécessaires pour dimensionner une machine synchrone à aimants permanents destinée à fonctionner à haute fréquence. Notre modèle et notre méthode d'identification des paramètres ont été construits à l'aide d'une machine à deux étoiles qui était disponible au laboratoire. Une description détaillée des composants du moteur permet d'appréhender son comportement et d'identifier ses paramètres. En utilisant un modèle simplifié de type analytique, nous nous sommes concentrés sur la modélisation magnétique, puis sur un modèle par éléments finis basé sur le schéma équivalent en utilisant un code de calcul par éléments finis. Un troisième modèle combinant l'identification des paramètres par éléments finis et un modèle circuit équivalent en vue de la commande et son alimentation est mis en œuvre sous le logiciel FluxMotors. Les résultats des trois modèles sont presque identiques. Les résultats expérimentaux obtenus au chapitre 5 ont validés les paramètres obtenus par le calcul. Ces paramètres ont été ensuite utilisés dans diverses situations pour des simulations en régime dynamique de l'ensemble « convertisseur-machine ».

Le chapitre 5 comprend une modélisation et une mise en œuvre expérimentale de la machine à aimants en régime dynamique. L'objectif était de mettre en évidence et de caractériser le fonctionnement à des hautes fréquences et à des hautes vitesses. Après une phase d'identification expérimentale des paramètres de la machine, en particulier les pertes mécaniques et les pertes fer, le dimensionnement des régulateurs a été effectué. Pour mettre en évidence les points clés de notre travail, nous avons utilisé une méthode de simulation et de validation expérimentale pour diverses conditions de fonctionnement. Des essais à faible charge et à vitesse variable ont été menés, et nous avons démontré la maîtrise de la vitesse même à des fréquences fondamentales élevées d'environ 2 kHz. Nous avons également souligné la détérioration de la qualité des courants lorsque la fréquence fondamentale augmente. Par conséquent, la technologie SiC a permis d'utiliser des fréquences de découpage élevées, ce qui était nécessaire. En termes de qualité de conversion de l'énergie à hautes fréquences, nous avons souligné l'apport de ces composants. Afin de mettre en évidence la dégradation du rendement de la machine à hautes vitesses, d'autres caractérisations de charges ont été effectuées par modélisation et simulation. L'augmentation des pertes dans le fer et des pertes mécaniques inévitables dans les machines à aimants permanents fonctionnant à haute fréquence est la principale cause de la dégradation du rendement. La mesure du rendement global (onduleur + moteur) a montré qu'une solution pour optimiser l'efficacité de la chaine de conversion peut-être une adaptation de la fréquence de découpage en lien avec la fréquence du fondamental.

A partir des résultats obtenus dans ce travail de thèse et rapportés dans les chapitres 1 à 5, plusieurs perspectives peuvent être imaginées.

Premièrement, comme déjà mentionné, l'augmentation de la fréquence de découpage présente de nombreux avantages, tels que la réduction du $TDH_i$ du système et l'augmentation du rendement du moteur lorsqu'il fonctionne à une fréquence fondamentale élevée. Mais le principal inconvénient est que l'augmentation des pertes par commutation entraîne une réduction de l'efficacité globale du système. De plus, l'augmentation de la vitesse du moteur actuel nécessite une tension continue élevée. C'est pourquoi nous proposons l'emploi d'onduleurs multi-niveaux pour résoudre ces problèmes. L'avantage d'un onduleur multi-niveau est qu'il améliore le $TDH_i$, lui permettant d'utiliser une fréquence de commutation plus

faible qu'un onduleur triphasé à deux niveaux. Il peut également au moins doubler la tension sur le bus DC.

Deuxièmement, le modèle de pertes fer du moteur proposé est basé sur la valeur du fondamental du champ magnétique sans tenir compte des harmoniques, ce qui fait que les valeurs obtenues à partir du modèle calculé et les résultats expérimentaux ont une valeur différente. Nous proposons donc d'étudier le modèle de perte fer dans le moteur en considérant les harmoniques. De plus, dans la partie expérimentale, nous n'avons pas pu séparer la perte dans le fer des pertes mécaniques. Par conséquent, nous construirons un rotor non magnétique pour isoler les pertes mécaniques afin d'augmenter la précision du modèle.

Enfin, les résultats expérimentaux ont montré que le rendement maximal de la chaine de conversion (convertisseur + moteur) dépendait de la vitesse de rotation et de la fréquence de découpage de l'onduleur. On pourrait donc imaginer une commande à optimisation du rendement de la chaîne de conversion en ajustant la fréquence de découpage à la fréquence du fondamental en optimisant l'indice de modulation de fréquence pour chaque point de fonctionnement.

# Liste des publications

## Revues internationales

P. Poolphaka, E. Jamshidpour, T. Lubin, L. Baghli and N. Takorabet, "Comparative Study of IGBT and SiC MOSFET Three-Phase Inverter: Impact of Parasitic Capacitance on the Output Voltage Distortion," Actuators, vol. 12, no. 9, p. 355, 2023. https://doi.org/10.3390/act12090355.

## Conférences internationales

P. Poolphaka, E. Jamshidpour, N. Takorabet and T. Lubin, "Performance Comparison between IGBT and SiC Devices in Three-Phase Inverter for High-Speed Motor Drive Applications," in 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiang Mai, Thailand, 2022. DOI: 10.1109/ICEMS56177.2022.9982800.

# Bibliographiques


[1] S. Singh, R. K. Saket and B. Khan, "A comprehensive state-of-the-art review on reliability assessment and charging methodologies of grid-integrated electric vehicles," *IET Electrical Systems in Transportation,* vol. 13, no. 1, p. e12073, 2023.

[2] W. Barbosa, T. Prado, C. Batista, J. C. Câmara, R. Cerqueira, R. Coelho and L. Guarieiro, "Electric Vehicles: Bibliometric Analysis of the Current State of the Art and Perspectives," *Energies,* vol. 15, no. 2, 2022.

[3] Y. Gao, K. Ebrahimi, S. Longo and M. Ehsani, Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles, CRC Press, 2018.

[4] M. R. Khalid, I. A. Khan, S. Hameed, M. S. J. Asghar and J.-S. Ro, "A Comprehensive Review on Structural Topologies, Power Levels, Energy Storage Systems, and Standards for Electric Vehicle Charging Stations and Their Impacts on Grid," *IEEE Access* , vol. 9, pp. 128069 - 128094, 2021.

[5] S. F. Tie and C. W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 20, pp. 82-102, 2013.

[6] S. P. Fuad Un-Noor 1, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah and E. Hossain, "A Comprehensive Study of Key Electric Vehicle (EV) Components, Technologies, Challenges, Impacts, and Future Direction of Development," *Energies* , vol. 10, no. 8, p. 1217, 2017.

[7] E. ElGhanam, H. Sharf, Y. Odeh, M. S. Hassan and A. H. Osman, "On the Coordination of Charging Demand of Electric Vehicles in a Network of Dynamic Wireless Charging Systems," *IEEE Access,* vol. 10, pp. 62879 - 62892, 2022.

[8] X. Roboam, "A Review of Powertrain Electrification for Greener Aircraft," *Energies* , vol. 16, p. 6931, 2023.

[9] R. Thomson, "Electric propulsion is finally on the map," [Online]. Available: https://www.rolandberger.com/en/Insights/Publications/Electric-propulsion-is-finally-on-the-map.html. [Accessed 30 10 2023].

[10] S. Clarke, M. Redifer, K. Papathakis, A. Samuel and Foster, "X-57 power and command system design," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, 2017.

[11] J. Hermetz, M. Ridel and C. Doll, "Distributed electric propulsion for small business aircraft a concept-plane for key-technologies investigations.," in *ICAS*, DAEJEON, South Korea, 2016.

[12] D. Planas, C. Döll and P. Pastor, "HANDLING QUALITIES OF ONERA'S SMALL BUSINESS CONCEPT PLANE WITH DISTRIBUTED ELECTRIC PROPULSION," in *International Council of the Aeronautical Sciences*, Stockholm, Sweden, 2022.

[13] M. Pettes-Duler, X. Roboam and B. Sareni, "Integrated Optimal Design for Hybrid Electric Powertrain of Future Aircrafts," *Energies*, vol. 15, no. 18, p. 6719, 2022.

[14] J. Thauvin, "Exploring the design space for a hybrid-electric regional aircraft with multidisciplinary design optimisation methods," PhD, UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2018.

[15] J. Benzaquen, J. He and B. Mirafzal, "Toward more electric powertrains in aircraft: Technical challenges and advancements," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 5, no. 3, pp. 177 - 193, 2021.

[16] B. A. Adu-Gyamfi and C. Good, "Electric aviation: A review of concepts and enabling technologies," *Transportation Engineering*, vol. 9, p. 100134, 2022.

[17] B. J. Brelje and J. R. Martins, "Electric, hybrid, and turboelectric fixed-wing aircraft: A review of concepts, models, and design approaches," *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 104, pp. 1-19, 2019.

[18] N. A. o. Sciences, Engineering and Medicine, Commercial Aircraft Propulsion and Energy Systems Research: Reducing Global Carbon Emissions, Washington, DC: The National Academies Press, 2016.

[19] X. Zhang, C. L. Bowman, T. C. O'Connell and K. S. Haran, "Large electric machines for aircraft electric propulsion," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 6, pp. 767-779, 2018.

[20] A. M. El-Refaie, "Motors/generators for traction/propulsion applications: A review," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 90-99, 2013.

[21] T. Burress, "Electrical Performance, Reliability Analysis, and Characterization," Oak Ridge National Laboratory, National Transportation Research Center, 2017.

[22] A. EL-Refaie and M. Osama, "High Specific Power Electrical Machines: A System Perspective," *CES TRANSACTIONS ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS*, vol. 3, no. 1, pp. 88-93, 2019.

[23] YASA, "750 R Electric Motors Product Sheet," YASA Limited, Oxford Industrial Park, Kidlington, 2019.

[24] ProteanDrive, "PD18 425 Datasheet," Protean Electric, 2021.

[25] M. Schiefer and M. Doppelbauer, "Indirect slot cooling for high-power-density machines with concentrated winding," in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, ID, USA, 2015.

[26] M. Galea, Z. Xu, C. Tighe, T. Hamiti, C. Gerada and S. Pickering, "Development of an aircraft wheel actuator for green taxiing," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany, 2014 .

[27] A. Yoon, X. Yi, J. Martin, Y. Chen and K. Haran, "A high-speed, high-frequency, air-core PM machine for aircraft application," in *IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Urbana, IL, USA, 2016 .

[28] X. Roboam, B. Sareni and A. D. Andrade, "More Electricity in the Air: Toward Optimized Electrical Networks Embedded in More-Electrical Aircraft," *IEEE Industrial Electronics Magazine,* vol. 6, no. 4, pp. 6-17, 2012.

[29] NASA, "Tri-Rotor Aircraft Capable of Vertical Takeoff and Landing and Transitioning to Forward Flight". USA Patent US 10,071,801 B2, 11 09 2018.

[30] K. Petermaier, "Electric propulsion components with high power densities for aviation," Siemens, Munich, 2015.

[31] C. Anghel, "HYBRID ELECTRIC PROPULSION TECHNOLOGIES 1MW HIGH EFFICIENCY GENERATOR," Honeywell International Inc, Bremen, Germany, 2015.

[32] R. Electric, "BLDC motors,reb-series," Rotex Electric, [Online]. Available: http://www.rotexelectric.eu/products/bldc-motors/reb-series/. [Accessed 30 10 2023].

[33] LaunchPoint, "Electric Machines & Controllers," LaunchPointEPS, Goleta, CA 93117.

[34] K. Direct, "KDE700XF-295-G3 (8MM)," Brushless Motor for 700/750/800-Class Electric Single-Rotor Series, [Online]. Available: https://www.kdedirect.com/products/kde700xf-295-g3. [Accessed 30 10 2023].

[35] T. M. Jahns, "The expanding role of PM machines in direct-drive applications," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Beijing, China, 2011 .

[36] L. Xu, H. Wang, H. Xiong, Z. Ke, J. Woo, J. Zhang and S. Dong, "Design and Experimental Evaluation of a High Specific Power Permanent Magnet Synchronous Machine," in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Diego, CA, USA, 2019.

[37] G. Munteanu, A. Binder, T. Schneider and B. Funieru, "No-load tests of a 40 kW high-speed bearingless permanent magnet synchronous motor," in *SPEEDAM 2010*, Pisa, Italy, 2010.

[38] A. Dipjyoti, Z. Lei, Z. Liping, S.-T. Wu, J. Kapat, C. Louis and N. Arakere, "Systems Design, Fabrication, and Testing of a High-Speed Miniature Motor for Cryogenic Cooler," *International Journal of Rotating Machinery*, 2009.

[39] L. Schwager, A. Tüysüz, C. Zwyssig and J. W. Kolar, "Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High Speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 995-1006, 2014.

[40] D. Golovanov and C. Gerada, "An Analytical Subdomain Model for Dual-Rotor Permanent Magnet Motor With Halbach Array," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 12, 2019.

[41] R. Sanchez, "Mechanical validation of high power density external cantilevered rotor," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL, USA, 2017 .

[42] X. Yi, A. Yoon and K. S. Haran, "Multi-physics optimization for high-frequency air-core permanent-magnet motor of aircraft application," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL, USA, 2017 .

[43] N. J. Renner, J. D. Lenz, X. Yi and K. S. Haran, "Development of form-wound air-core armature windings for high-frequency electric machines," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL, USA, 2017 .

[44] M. Kirouac, "Optimisation multiobjectif appliquée aux machines électriques super haute vitesse," PhD, UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE, 2021.

[45] J. CUENOT, "Architectures d'Alimentation et de Commande des Actionneurs Haute-Vitesse Connectés aux Réseaux Avioniques à Tension Variable," PhD, Université de Lorraine, 2017.

[46] D. Golovanov, D. Gerada, G. Mirzaeva and C. Gerada, "The Impact of Modulation Technique on High Power Density Synchronous Machine Characteristics," in *25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED)*, Moscow, Russia, 2018.

[47] "Wide Bandgap Semiconductors (SiC/GaN)," Infineon, [Online]. Available: https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/wide-bandgap-semiconductors-sic-gan/. [Accessed 20 10 2023].

[48] Infineon, "Experience the difference in power with CoolMOS™, CoolSiC™, and CoolGaN™. (2009). Systems Design, Fabrication, and Testing of a High-Speed Miniature Motor for Cryogenic Cooler.. 10.1155/2009/936251.," Infineon Technologies Austria AG, 9500 Villach, Austria, 2020.

[49] T. V. Do, J. P. F. Trovão, K. Li and L. Boulon, "Wide-Bandgap Power Semiconductors for Electric Vehicle Systems: Challenges and Trends," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 89 - 98, 2021.

[50] T. V. Do, K. Li, J. P. Trovão and L. Boulon, "Reviewing of Using Wide-bandgap Power Semiconductor Devices in Electric Vehicle Systems: from Component to System," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Gijon, Spain, 2020 .

[51] N. KESHMIRI, D. WANG, B. AGRAWAL, R. HOU and A. EMADI, "Current Status and Future Trends of GaN HEMTs in Electrified Transportation," *IEEE Access,* vol. 8, pp. 70553-70571, 2020.

[52] I. Husain, B. Ozpineci, M. S. Islam, E. Gurpinar, G.-J. Su, W. Yu, S. Chowdhury, L. Xue, D. Rahman and R. Sahu, "Electric Drive Technology Trends, Challenges, and Opportunities for Future Electric Vehicles," *Proceedings of the IEEE,* vol. 109, no. 6, pp. 1039 - 1059, 2021.

[53] D. Matt, L. Piscini, N. Boubaker, A. Gimeno, P. Enrici and M. Aitakkache, "Low-Voltage, High-Frequency Synchronous Motor for Aerospace Applications," *electronics,* vol. 11, p. 2719, 2022.

[54] A. Gilson, S. Tavernier, M. Gerber, C. Espanet, F. Dubas and D. Depernet, "Design of a Cost-Efficient High-Speed HighEfficiency PM Machine for Compressor Applications," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, 2015.

[55] Y. Fu, M. Takemoto, S. Ogasawra and K. Orikawa, "Investigation of Efficiency Enhancement of an Ultra-High-Speed Bearingless Motor at 100,000 r/min by High Switching Frequency Using SiC-MOSFET," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA, 2018 .

[56] L. Mihalache, "DSP control of 400 Hz inverters for aircraft applications," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, Pittsburgh, PA, USA, 2002.

[57] S. Kouro, J. I. León, L. G. Franquelo, J. Rodríguez and B. Wu, "DC–AC.Converters," in *Power Electronics and Motor Drives (2nd ed.)*, CRC Press, 2017, pp. 14:1-14:47.

[58] X. Ding, M. Du, C. Duan, H. Guo, R. Xiong, J. Xu, J. Cheng and P. C. k. Luk, "Analytical and Experimental Evaluation of SiC-Inverter Nonlinearities for Traction Drives Used in Electric Vehicles," *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY,* vol. 67, no. 1, pp. 146-159, 2018.

[59] N. Bedetti, S. Calligaro and R. Petrella, "Self-Commissioning of Inverter Dead-Time Compensation by Multiple Linear Regression Based on a Physical Model," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS,* vol. 51, no. 5, pp. 3954-3964, 2015.

[60] W. Dafang, Z. Peng, J. Yi, W. Miaoran, L. Gang and W. Mingyu, "Influences on Output Distortion in Voltage Source Inverter Caused by Power Devices' Parasitic Capacitance," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 33, no. 5, pp. 4261 - 4273, 2018.

[61] S.-G. Jeong and M.-H. Park, "The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters," *IEEE TRANSACTlONS ON lNDUSTRlAL ELECTRONICS,* vol. 38, no. 2, pp. 108-114, 1991.

[62] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Modulation of ThreePhase Voltage Source Inverters," in *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003, pp. 215 - 258.

[63] C. Wu, W.-H. Lau and H. S.-H. Chung, "Analytical technique for calculating the output harmonics of an H-bridge inverter with dead time," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 46, no. 5, pp. 617 - 627, 1999.

[64] H. Deng, L. Helle, Y. Bo and K. B. Larsen, "A General Solution for Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Schemes," in *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Washington, DC, USA, 2009.

[65] H. FOCH, F. FOREST and T. MEYNARD, "Onduleurs de tension - Mise en œuvre," Techniques de l'Ingénieur, Saint-Denis Cedex, 2015 (dernière validation).

[66] V. Kus and T. Josefova, "The influence of the dead time duration and switching frequency on the input current distortion of voltage-source active rectifiers," in *International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic, 2015.

[67] A. VOLDOIRE, "Outil de développement et d'optimisation dédié aux onduleurs SiC de forte puissance," PhD, Université Grenoble Alpes, 2020.

[68] N. Jiao, S. Wang and T. Liu, "Harmonic Analysis of Output Voltage in PWM Inverters," in *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, China, 2018.

[69] N. Jiao, S. Wang, T. Liu, Y. Wang and Z. Chen, "Harmonic Quantitative Analysis for Dead-Time Effects in SPWM Inverters," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 43143 - 43152, 2019.

[70] U. Nicolai and A. Wintrich, "Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules," SEMIKRON / Application Note / AN 1403, 2014.

[71] J. GUO, "Modeling and Design of Inverters using Novel Power Loss Calculation and DC-Link Current/Voltage Ripple Estimation Methods and Bus Bar Analysis," PhD, McMaster University, 2017.

[72] ROHM, "Efficiency of Buck Converter," ROHM Co., Ltd., Application Note, 2022 (Rev.004).

[73] S. Banerjee, K. Matocha and K. Chatty, "Redefining Power Conversion with Cost-Effective Silicon Carbide Technology," Monolith Semiconductor, Heritage Center Circle Round Rock, 2020.

[74] Q. Zhang, J. He, Y. Xu, Z. Hong, Y. Chen and K. Strunz, "Average-Value Modeling of Direct-Driven PMSG-Based Wind Energy Conversion Systems," *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, vol. 37, no. 1, pp. 264-273, 2022.

[75] Semikron, "Medium Power Double IGBT Driver : SKHI 23/12 (R)," Semikron, 2006.

[76] Wolfspeed, "Six Channel SiC MOSFET Driver : CGD15FB45P1," Wolfspeed, 2015.

[77] M. Preindl and S. Bolognani, "Optimized Design of Two and Three Level Full-Scale Voltage Source Converters for Multi-MW Wind Power Plants at Different Voltage Levels," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, Australia, 2011.

[78] H. Hafezi and R. Faranda, "A New Approach for Power Losses Evaluation of IGBT/Diode Module," *Electronics,* vol. 10, no. 3, p. 280, 2021.

[79] J. Pyrhonen, T. Jokinen and V. Hrabovcov, DESIGN OF ROTATING ELECTRICAL MACHINES, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.

[80] Z. Belkaid, "Modèles et outils pour la conception de composants magnétiques HF dédiés à l'électronique de puissance," PhD, Université de Montpellier, 2016.

[81] C. Steinmetz, "On the law of hysteresis," in *Proceedings of the IEEE ( Volume: 72, Issue: 2, February 1984)*, 1984.

[82] S. Dixon, Fluid Mechanics, Thermodynamics of Turbomachinery, Plant a Tree, Fourth edition 1998.

[83] N. BOUBAKER, "Étude des pertes atypiques dans les machines synchrones à aimants à hautes performances pour applications aéronautiques," PhD, Université de Montpellier, 2016.

[84] N. B. Hadj, R. Abdelmoula, M. Chaieb and R. Neji, "Permanent magnet motor efficiency map calculation and small electric vehicle consumption optimization," *Journal of Electrical Systems,* vol. 14, no. 2, pp. 127-147, 2018.

[85] T. E. Hajji, S. Hlioui, F. Louf, M. Gabsi, G. Mermaz-Rollet and M. Belhadi, "Optimal Design of High-Speed Electric Machines for Electric Vehicles: A Case Study of 100 kW V-Shaped Interior PMSM," *Machines,* vol. 11, no. 1, p. 57, 2023.

[86] J.-i. Itoh, T. Nagano, K. Tanaka, K. Orikawa and N. Yamada, "Development of Flywheel Energy Storage System with Multiple Parallel Drives," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014.

[87] G. Dajaku, W. Xie and D. Gerling, "Reduction of Low Space Harmonics for the Fractional Slot Concentrated Windings Using a Novel Stator Design," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS,* vol. 50, no. 5, 2014.

[88] B. ASLAN, "Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse," PhD, Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2013.

[89] N. TAKORABET, "Modelisation et conception des machine synchrones," ENSEM, Université de Lorraine, 2020.

[90] A. M. EL-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,* vol. 57, no. 1, pp. 107-121, 2010.

[91] H. DOGAN, "Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents - Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué," PhD, Université de Grenoble, 2013.

[92] S. MEZANI, "Eléments de dimensionnement des machines électriques tournantes à courant alternatif," FST, Université de Lorraine, 2018.

[93] A. M. EL-Refaie and T. M. Jahns, "Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Fractional-Slot Concentrated Windings," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS,* vol. 41, no. 3, pp. 790-800, 2005.

[94] R. Rajavenkitasubramony, "Rotor Position and Phase Inductance Estimation of Permanent Magnet Synchronous Machine Using PWM Excitation," PhD, University of Michigan-Dearborn, 2018.

[95] Altair, "Synchronous machines – Permanent magnets - Inner & Outer rotor Motor Factory – Test – Characterization," Altair, FluxMotor, 2022.

[96] VACUUMSCHMELZE, "VACOFLUX 48," VACUUMSCHMELZE, KG, Hanau, 2022.

[97] T. LUBIN, "Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)," FST, Université de Lorraine, 2020.

[98] J. L. Felder, "NASA Electric Propulsion System Studies," https://www.nasa.gov/, Cleveland, OH, 2015.

[99] P. Shamsi, M. McDonough and B. Fahimi, "Wide-Bandgap Semiconductor Technology: Its impact on the electrification of the transportation industry," *IEEE Electrification Magazine,* vol. 1, no. 2, pp. 59 - 63, 2013.

[100] X. Guo, Q. Xun, Z. Li and S. Du, "Silicon Carbide Converters and MEMS Devices for High-temperature Power Electronics: A Critical Review," *Micromachines,* vol. 10, no. 6, p. 406, 2019.

[101] R. Singh, D. C. Capell, A. R. Hefner, J. Lai and J. W. Palmour, "High-power 4H-SiC JBS rectifiers," *EEE Trans. Electron Devices,* vol. 49, no. 11, p. 2054–2063, 2002.

[102] A. Kumar, M. Moradpour, M. Losito, W.-T. Franke, S. Ramasamy, R. Baccoli and G. Gatto, "Wide Band Gap Devices and Their Application in Power Electronics," *Energies,* vol. 15, no. 23, p. 9172, 2022.

[103] C. Bödeker, T. Vogt and N. Kaminski, "Stability of silicon carbide Schottky diodes against leakage current thermal runaway," in *IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD)*, Hong Kong, China, 2015.

[104] A. Agarwal, "Advances in SiC MOSFET performance," in *ECPE SiC and GaN Forum Potential of Wide Bandgap Semicond*, 2011.

[105] F. Wang, G. Wang, A. Huang, W. Yu and X. Ni, "Design and operation of A 3.6kV high performance solid state transformer based on 13kV SiC MOSFET and JBS diode," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, USA, 2014.

[106] W. Wondrak, R. Held, E. Niemann and U. Schmid, "SiC devices for advanced power and high-temperature applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, 2001.

[107] ROHM, "SiC Power Devices and Modules Application Note Rev.003," ROHM Co., Ltd., 2020.

[108] H. Sheng, Z. Chen, F. Wang and A. Millner, "Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for high frequency high power applications," in *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, 2010.

[109] A. SALEMI, "Silicon Carbide Technology for High- and Ultra-High-Voltage Bipolar Junction Transistors and PiN Diodes," PhD, KTH Royal Institute of Technology Stockholm, 2017.

[110] E. van Brunt, L. Cheng, M. O'loughlin, J. Richmond, V. Pala, J. W. Palmour, C. W. Tipton and C. J. Scozzie, "27 kV, 20 A 4H-SiC n-IGBTs," *Materials Science Forum*, Vols. 821-823, pp. 847 - 850, 2015.

[111] S.-H. Ryu, C. Capell, C. Jonas, L. Cheng, M. O'Loughlin, A. Burk, A. Agarwal, J. Palmour and A. Hefner, "Ultra high voltage (>12 kV), high performance 4H-SiC IGBTs," in *24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, Bruges, Belgium, 2012.

[112] K. Vechalapu, S. Bhattacharya, E. V. Brunt, S.-H. Ryu, D. Grider and J. W. Palmour, "Comparative Evaluation of 15-kV SiC MOSFET and 15-kV SiC IGBT for Medium-Voltage Converter Under the Same dv/dt Conditions," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 469 - 489, 2017.

[113] X. Q. Li, K. Tone, L. H. Cao, P. Alexandrov, L. Fursin and J. H. Zhao, "Theoretical and Experimental Study of 4H-SiC Junction Edge Termination," *Materials Science Forum*, Vols. 338-342, pp. 1375-1378, 2000.

[114] X. Wang and J. A. Cooper, "Optimization of JTE Edge Terminations for 10 kV Power Devices in 4H-SiC," *Materials Science Forum*, Vols. 457-460, pp. 1257-1262, 2004.

[115] T. Kimoto, "Ultrahigh-voltage SiC devices for future power infrastructure," in *Proceedings of the European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, Bucharest, Romania, 2013.

[116] L. F. S. Alves, R. C. M. Gomes, P. Lefranc, R. D. A. Pegado, P.-O. Jeannin, B. Luciano and F. V. Rocha, "SIC power devices in power electronics: An overview," in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, Brazil, 2017 .

[117] Y. Jiang, Q. P. Wang, K. Tamai, T. Miyashita, S. Motoyama, D. J. Wang, J. P. Ao and Y. Ohno, "GaN MOSFET with Boron Trichloride-Based Dry Recess Process," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 441, no. 1, 2013.

[118] N. Islam, M. F. P. Mohamed, M. F. A. J. Khan, S. Falina, H. Kawarada and M. Syamsul, "Reliability, Applications and Challenges of GaN HEMT Technology for Modern Power Devices: A Review," *Crystals*, vol. 12, no. 11, p. 1581, 2022.

[119] W. Huang, T. Khan and T. Chow, "Enhancement-Mode n-Channel GaN MOSFETs on p and n-GaN/Sapphire Substrate," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 27, no. 10, pp. 796 - 798, 2006.

[120] K. Matocha, T. Chow and R. Gutmann, "High-voltage normally off GaN MOSFETs on sapphire substrates," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 1, pp. 6-10, 2005.

[121] H. YÜRÜK, "INVESTIGATION OF PARALLEL-CONNECTED GAN E-HEMT VSI-BASED SERVO DRIVES," PhD, Middle East Technical University, 2022.

[122] X. Ding, Y. Zhou and J. Cheng, "A Review of Gallium Nitride Power Device and Its Applications in Motor Drive," *CES TRANSACTIONS ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS*, vol. 3, no. 1, pp. 54-63, 2019.

[123] S. Musumeci and V. Barba, "Gallium Nitride Power Devices in Power Electronics Applications: State of Art and Perspectives," *Energies*, vol. 16, no. 9, p. 3894, 2023.

[124] W. Chen, K.-Y. Wong, W. Huang and K. J. Chen, "High-performance AlGaN⁄GaN lateral field-effect rectifiers compatible with high electron mobility transistors," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, no. 25, 2008.

[125] K. Shenai, R. Scott and B. Baliga, "Optimum semiconductors for high power electronics," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 36, no. 9, pp. 1811 - 1823, 1989.

[126] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler and J. W. Kolar, "SiC versus Si— Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2872 - 2882, 2011.

[127] A. Isikveren, S. Kaiser, C. Pornet and P. Vratny, "Pre-design strategies and sizing techniques for dual-energy aircraft," *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, vol. 86, no. 6, 2014.

[128] M. Galea, Z. Xu, C. Tighe, T. Hamiti, C. Gerada and S. Pickering, "Development of an aircraft wheel actuator for green taxiing," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany, 2014 .

[129] P. Joshi and Ugale, "Overview of transmission system for the electric vehicle," *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 7, no. 6, pp. 910-913, 2020.

[130] J. Ruan, P. D. Walker, J. Wu, N. Zhang and B. Zhang, "Development of continuously variable transmission and multi-speed dualclutch transmission for pure electric vehicle," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 10, no. 2, p. 1–15, 2018.

[131] L. Schwager, A. Tüysüz, C. Zwyssig and J. W. Kolar, "Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High Speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 995-1006, 2014.

# Annexe1

## A1 : Caractéristiques géométriques de la machine (MSAP-DE)

Un dimensionnement géométrique de la machine de sorte que les deux étoiles satisfont un cahier des charges donné, a été fait analytiquement puis numériquement en utilisant la méthode des éléments finis.

### A1.1 Dimension géométriques

La forme de l'encoche et l'utilisation de bobines préfabriquées, présentées sur la Figure *A1-1* entraînent une partie de la surface d'encoche qui n'est pas utilisée. Les grandeurs géométriques rassemblées dans le Tableau A1-1 ont été obtenues en calculant les performances statiques et en utilisant plusieurs itérations de dimensionnement. Les paramètres sont donnés dans le tableau suivant.

***Tableau A1-1.*** *Récapitulatif des caractéristiques de la MSAP-DE*

| Paramètres | Dimensions/unité |
|---|---|
| Rayon d'alésage | 61 mm |
| Epaisseur d'entrefer (avec la frette incluse) | 1 mm |
| Pas polaire | 9.58 mm |
| Pas dentaire | 7.98 mm |
| Ouverture d'encoche | 6 mm |
| Largeur des dents | 2 mm |
| Hauteur des aimants | 4 mm |
| Largeur des aimants | 8 mm |
| Rayon intérieur rotor | 53.5 mm |
| Rayon extérieur stator | 73 mm |
| Longueur utile | 51 mm |
| Culasse statorique | 3 mm |
| Culasse rotorique | 2.5 mm |
| Hauteur d'encoche | 8 mm |
| Section d'encoche | 24 $mm^2$ |
| Section du cuivre | 14.4 $mm^2$ |
| Nombre de spires par bobine élémentaire de l'étoile1 | 10 |
| Nombre de spires par bobine élémentaire de l'étoile2 | 29 |
| Section totale du fil de l'etoile1 | 1,187 $mm^2$ |
| Section du fil de l'etoile2 | 0,396 $mm^2$ |
| Densité de courant de l'étoile 1 | 7,75 $A_{eff}$/ $mm^2$ |
| Densité de courant de l'etoile2 | 23,22 $A_{eff}$/ $mm^2$ |

| | |
|---|---|
| Amplitude du fondamental des Fém à 5000 tr/m | 270 V |
| Amplitude des courants de phases à 9.5N.m | 13 A |
| Masse totale partie actives | 2,66 kg |

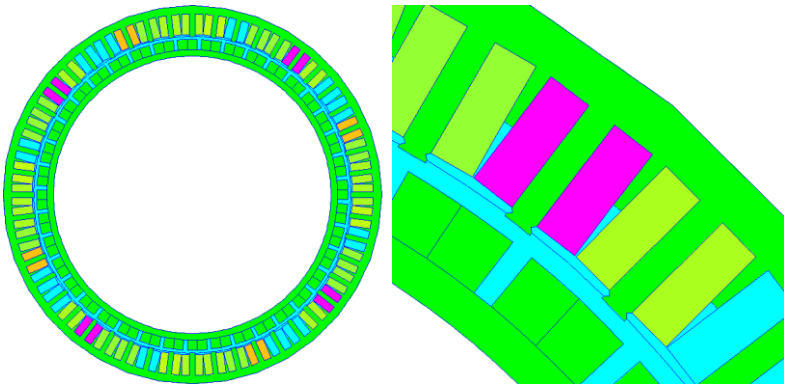


*Figure A1-1 : Coupe axiale de la MSAP-DE à encoches ouvertes*

## A1.2 Présentation des constituants de la MSAP-DE réalisée

Cette machine est fabriquée par Vaccumschmelze, un fabricant européen qui utilise des matériaux de haute qualité et des techniques de coupe contrôlées pour produire des emballages de stratification de stator en acier au cobalt et des rotors magnétiques. Le paquet de stratification du stator est constitué d'un alliage de fer et de cobalt avec une induction de saturation d'environ 2,2 T.

La forme tridimensionnelle du paquet de tôles au rotor est illustrée à la Figure A1-2 où quatre aimants identiques (de même polarité) constituent l'un des 40 pôles du rotor. Sur la Figure A1-3 et Figure A1-4, nous montrons les images des paquets de tôles de stator et de rotor fabriqués.



*Figure A1-2 : Photo du stator vide qui a été construit.*

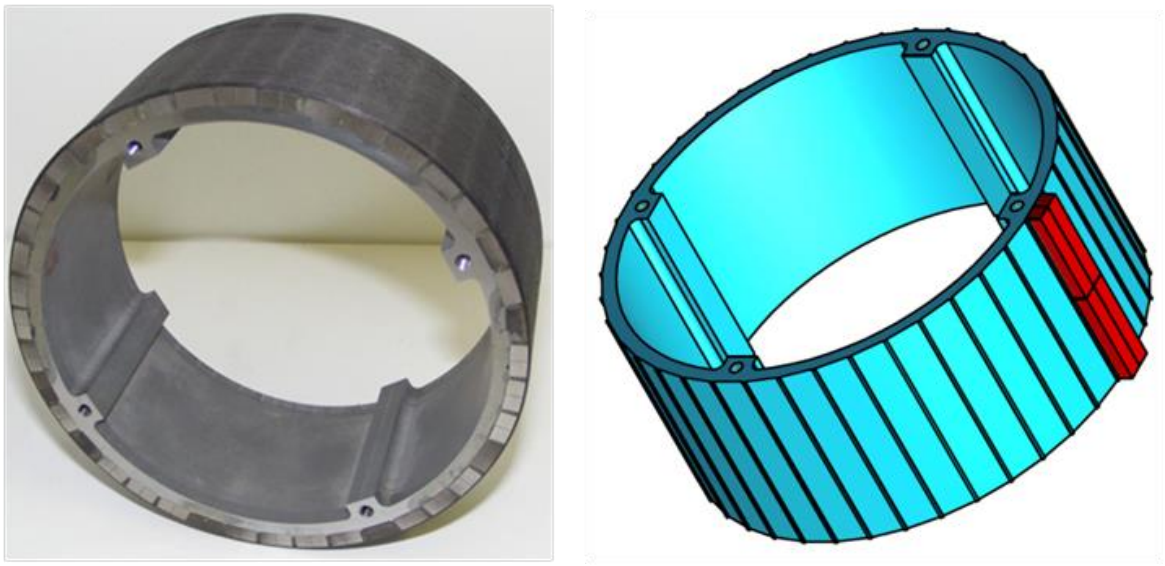


*Figure A1-3 : Photos du rotor muni des aimants et de la frète et la forme des 4 aimants identiques constituant un pôle.*

Il est également important de noter que la sortie d'arbre côté accouplement avec la charge (côté droit) est légèrement plus longue que la sortie d'arbre côté gauche, dont le diamètre est adapté à l'insertion d'un capteur de position. La Figure A1-4 montre l'arbre monté sur un paquet de tôles rotoriques.

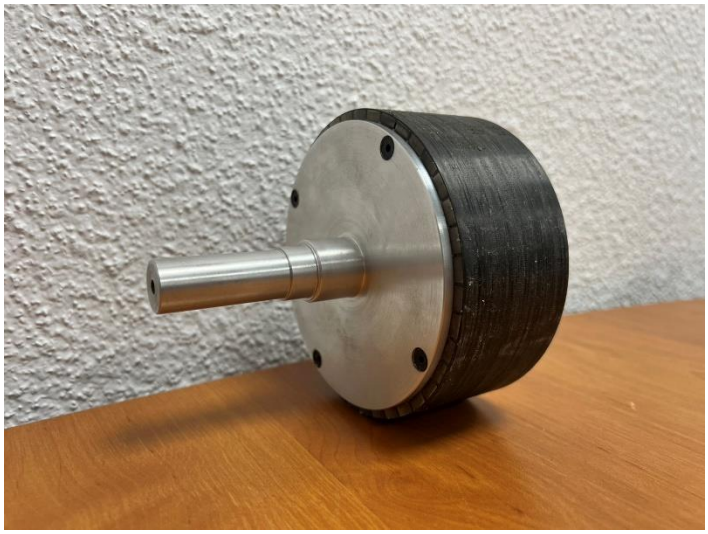


*Figure A1-4 : La photo de l'arbre avec son montage sur le rotor*

## A1.3 Réalisation du bobinage double-étoile

Chaque phase de l'étoile 1 est constituée de bobines élémentaires de type I. De même, chaque phase de l'étoile 2 est appelée bobine de type II. Pour que les amplitudes des fém des

deux étoiles soient identiques, il est nécessaire que le nombre de spires des bobines de type II soit environ trois fois supérieur à celui des bobines de type I.

Afin de garantir la fiabilité de la fabrication des bobines élémentaires préfabriquées de types I et II, il a été décidé qu'un fil de diamètre identique soit utilisé pour les deux types de bobine. Le diamètre du fil choisi pour les deux types de bobine est imposé à 0,71 mm :

- **Bobines de type I :** 10 spires par bobines pour les 36 bobines de type I qui composent les trois phases à 12 bobines de l'étoile 1 (principale), disposées en 10 couches de 3 fils en parallèle.
- **Bobines de type II :** En ce qui concerne les 12 bobines de type II qui composent les trois phases à 4 bobines de l'étoile 2 (impulsionnelle), il est conçu chaque bobine ayant 29 spires.

Les plans précis des bobines ont été créés par SAGEM avec l'aide du logiciel "Catia", qui permet de visualiser les bobines dans le stator qui est inséré dans le carter, comme indiqué dans la Figure A1-5, à gauche. La Figure A1-5 (à droite) montre également la photo des bobines fixées au stator. La Figure A1-5 de gauche montre des bobines de type II avec une bobine jaune tandis que les autres sont de type I et la Figure A1-6 présente la photo du stator bobiné intégré dans le carter.

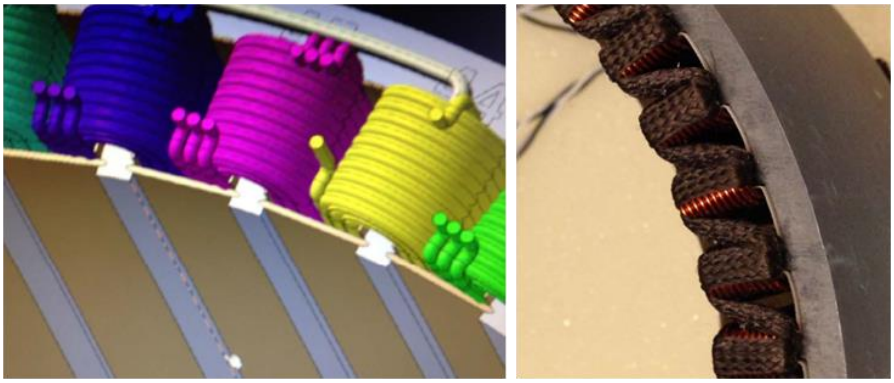


*Figure A1-5 : Dessin Technique des Bobines insérées dans le stator et photo du stator réalisé*

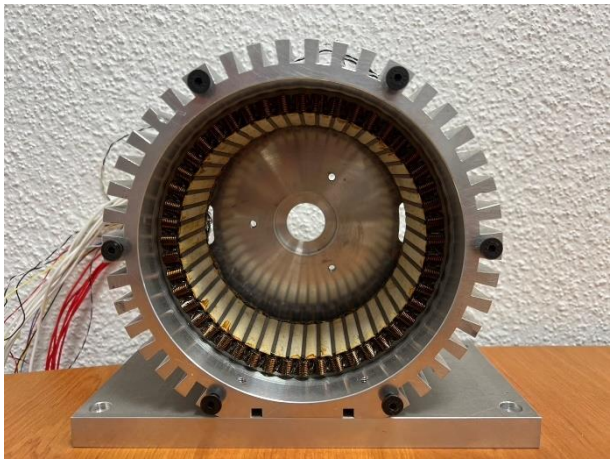


*Figure A1-6 : La photo du stator bobiné intégré dans le carter*

La Figure A1-7 illustre le montage mécanique de deux moteurs identiques. Chacun des deux moteurs est équipé d'un capteur de position "résolveur". Entre les deux moteurs, un capteur de couple est installé pour tester l'efficacité du moteur.

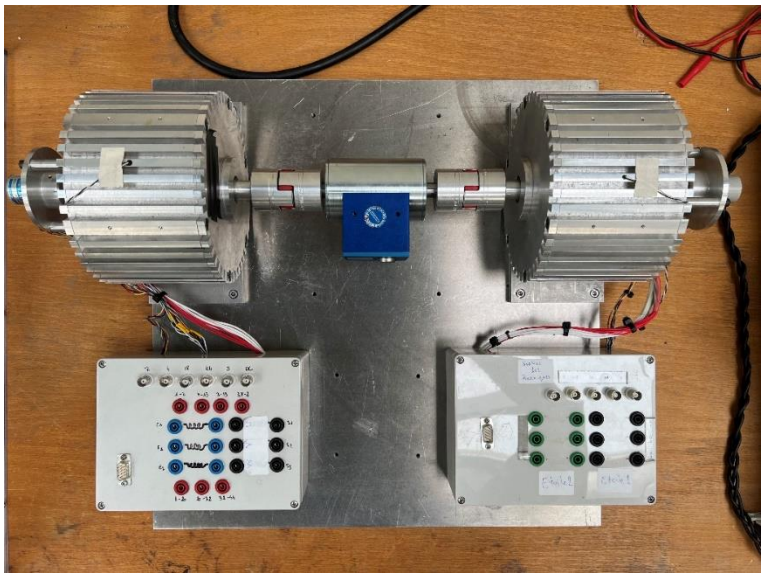


*Figure A1-7 : Photo des deux prototypes finis montés avec leurs borniers*