

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI

**MODÉLISATION, CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN
SYSTÈME DE TRACTION À MOTEURS-ROUES**

Pour une application hybride série en utilisation hors-route

Mémoire présenté

dans le cadre du programme de maîtrise en ingénierie

en vue de l'obtention du grade de maître en sciences appliquées (M.Sc.A.)

PAR

© **OLIVIER CÔTÉ**

Octobre 2015

Composition du jury :

Jean-Sébastien Deschênes, président du jury, Université du Québec À Rimouski

Ahmed Chebak, directeur de recherche, Université du Québec À Rimouski

Jean-François Méthot, codirecteur de recherche, Université du Québec À Rimouski

Philippe Viarouge, membre externe, Université Laval

Dépôt initial le 08-05-2015

Dépôt final le 02-11-2015

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI
Service de la bibliothèque

Avertissement

La diffusion de ce mémoire ou de cette thèse se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire « *Autorisation de reproduire et de diffuser un rapport, un mémoire ou une thèse* ». En signant ce formulaire, l'auteur concède à l'Université du Québec à Rimouski une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de son travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, l'auteur autorise l'Université du Québec à Rimouski à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de son travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits moraux ni à ses droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, l'auteur conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont il possède un exemplaire.

REMERCIEMENTS

Ce projet de maîtrise n'aurait pas vu le jour sans l'apport considérable de mon directeur de recherche, M. Ahmed Chebak. Son expertise a permis de coordonner les travaux et m'offrir un excellent support sur les aspects théoriques liés à la conception des machines et des convertisseurs statiques. Pour les réalisations importantes accomplies au cours des travaux de recherche, je tiens à souligner l'importante collaboration de l'Université du Québec à Rimouski (UQAR) et du Fonds de soutien aux projets étudiants de l'UQAR. Les infrastructures, le personnel et les équipements alloués pour la réalisation du projet sont des éléments clés de la réussite de ces recherches. Merci enfin à ma famille qui a toujours cru en mes projets d'envergure.

Je dédicace ce mémoire au Dr Pierre Couture, pour l'ensemble de son œuvre, l'inspiration qu'il m'a donnée et le temps qu'il m'a accordé pour me guider avant le début de cette aventure.

AVANT-PROPOS

La crise de l'énergie est affectée par les problèmes technologiques dans le domaine du transport qui ralentissent l'implantation de solutions alternatives et durables. Les véhicules électriques sont une part de la solution, mais leur autonomie est encore largement critiquée, sinon, le coût de leur batterie et la quantité de ressources exploitées pour les fabriquer. D'un autre côté, l'efficacité globale de la transformation de l'énergie dans les véhicules à l'hydrogène est faible versus les véhicules électriques.

Les véhicules hybrides de type parallèle ou série-parallèle réalisent certes des économies considérables, mais la dynamique rapide et la variabilité des vitesses d'opération des moteurs à combustion ne permet pas toujours de demeurer dans une plage de fonctionnement efficace. Les véhicules utilisant le mode de traction hybride série, permettant le mode électrique tout en bénéficiant d'une autonomie prolongée, semblent les plus adaptés pour remplacer les véhicules conventionnels. Dans le cas d'une topologie hybride série, l'efficacité de la chaîne de traction entière, c'est-à-dire de la génératrice jusqu'aux roues, demeure par contre un enjeu important. En effet, l'utilisation des machines électriques et des convertisseurs statiques, qui remplacent la boîte d'engrenages, doit présenter une meilleure efficacité que son ancêtre mécanique.

Un moteur électrique couplé à un boîtier différentiel standard se voit affecté par une chute drastique de l'efficacité mécanique. Ajoutons également que le freinage électrique régénératif devra être assisté par le système mécanique conventionnel pour plus de sécurité sur la tenue de route. Il est donc question de rivaliser avec une chaîne de traction munie d'une transmission mécanique qui, dans son ensemble, doit avoir un rendement inférieur à celui du système entièrement électrique.

Le travail suivant porte donc sur le dimensionnement et l'étude de l'efficacité d'un système de traction utilisant des moteurs-roues. La stratégie de contrôle des machines électriques et la gestion de l'énergie dans la batterie sont à l'étude en plus de la stratégie de dimensionnement de ces machines et leur processus de réalisation.

RÉSUMÉ

Ce travail a pour but de mettre en relief l'ensemble des considérations pour dimensionner et contrôler une chaîne de traction hybride-série à moteurs-roues. Une attention particulière est portée au processus de dimensionnement d'une machine électrique à flux radial à haute densité de couple à aimants permanents. Le document comporte également une large étude sur la conception, le dimensionnement et l'optimisation de l'ensemble des éléments de puissance d'un système de traction hybride à moteurs-roues ainsi que leur stratégie de gestion. L'étude se justifie par une estimation initiale d'un meilleur rendement du système hybride série à moteurs-roues que celui d'une chaîne de traction hybride conventionnelle.

L'élaboration d'un cahier des charges du système de traction pour une application hors route est d'abord démystifiée. Ensuite, le modèle analytique de la machine est présenté. Ce modèle considère une configuration de machine à bobinage concentrique, comportant de l'acier silicium à grains orientés (GO) dans la composition des dents du stator et un rotor externe à paroi mince pourvue d'aimants profilés. Le modèle considère également les pertes dans le bobinage, dans les aimants et dans les pièces d'acier du stator et du rotor. Les paramètres électriques du circuit équivalent sont ensuite déterminés pour assurer l'adaptation de la machine à son convertisseur de puissance dont la tension d'alimentation est prédéterminée. Chaque paramètre critique au modèle analytique est validé par des simulations par éléments finis avant et pendant le processus d'optimisation de la machine. Les résultats de cette optimisation sont ensuite présentés.

Une méthode de contrôle vectoriel robuste et performante est présentée dans cet ouvrage. La stratégie est basée sur un modèle interne qui assure la conversion des grandeurs électriques en tension face à une demande en courant, de sorte que la machine puisse fonctionner sans boucle de rétroaction autour de valeurs faibles du couple. De plus, l'ouvrage présente plusieurs techniques de réalisation mécanique novatrices pour la fabrication et l'assemblage de la machine électrique. Un algorithme de gestion des éléments de sécurité, de puissance et de stockage d'énergie a également permis de démarrer la phase de réalisation de l'intégration du bus à courant continu (bus CC).

L'élaboration d'une séquence de tests du prototype de machine à vide et en charge figure comme l'achèvement du travail de réalisation. Une comparaison du prototype avec les résultats escomptés est présentée. Enfin, un cahier de recommandations présente plusieurs aspects à considérer pour la suite du projet. Les avenues de conception à explorer pour améliorer à la fois la machine et son contrôle y sont également présentées.

Mots clés : Moteur-roue, système de traction, hybride-série, machine synchrone à aimants permanents, contrôle de machine synchrone, dimensionnement, optimisation.

ABSTRACT

This paper discusses the relevant considerations in sizing and controlling a serial hybrid power system using in-wheel motors. It addresses, in particular, the process of sizing a high-torque direct-drive in-wheel radial flux permanent magnet synchronous machine (PMSM) for a hybrid all-terrain vehicle (ATV). It offers a broad study of the design, sizing, and optimization of the power components of the traction system, as well as techniques for their management. The study is motivated by an expected increase in the efficiency of the serial hybrid traction system using in-wheel motor technology, as compared against conventional hybrid traction systems.

The paper first elaborates the mechanical specifications and constraints for the traction system for off-road applications. It then presents the machine's analytical model is presented. This model assumes a concentric winding configuration of the machine, with grain-oriented (GO) silicon steel in the composition of the stator's teeth and a thin external rotor fitted with profiled magnets. The model also takes into account losses in winding, magnets, stator and rotor yokes and teeth.. Electrical parameters of the equivalent machine circuit are determined to adapt the machine to the imposed converter voltage. All critical machine model parameters are validated with finite elements simulations before and during performing the optimisation. Results given by the optimisation process are then presented.

This paper also presents a robust and efficient vector control method. This method is based on an internal electrical machine model which ensures the conversion of electrical quantities in voltage in response to a demand in current, so that the machine can operate without current feedback for low torque demands. Furthermore, it presents innovative electrical machine manufacturing and assembly methods. An algorithm for the management of safety, power, and energy storage enabled the launch of the implementation phase of the integration.

The prototyping work is completed through the development of a series of loaded and unloaded tests. The recommendations section describes certain important considerations for the next phase of the project. Design alternatives to explore in order to improve both the machine and its vector control are also presented in this last section.

Keywords : In-wheel motor, brushless motor, serial hybrid, grain-oriented steel application, synchronous machine control

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	VII
AVANT-PROPOS	VIII
RÉSUMÉ	X
ABSTRACT	XI
TABLE DES MATIÈRES	XII
LISTE DES FIGURES	XVIII
LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES UNITÉS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES	XXIII
LISTE DES SYMBOLES	XXIV
CHAPITRE 1. INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1.1 CONTEXTE ET BÉNÉFICES DE LA RECHERCHE	1
1.2 PROBLÉMATIQUE DU PROJET DE RECHERCHE	1
1.2.1 Enjeux liés au dimensionnement du système	2
1.2.2 Considérations particulières pour les véhicules tout-terrain	3
1.3 OBJECTIFS GÉNÉRAUX DU PROJET DE RECHERCHE	5
1.4 TOPOLOGIE DU SYSTEME DE TRACTION CONSIDÉRÉ	5
1.5 REVUE DE LITTÉRATURE	9
1.5.1 Dimensionnement des machines synchrones à pôles lisses pour la traction électrique	9
1.5.2 Contrôle vectoriel des machines	11
1.5.3 Dimensionnement et gestion des systèmes de traction à moteurs-roues	12
1.5.4 Sujets particuliers	13
1.6 MÉTHODOLOGIE ET ORGANISATION DU MÉMOIRE	13
1.7 HYPOTHÈSES GÉNÉRALES DU PROJET	15
1.7.1 Justification du projet	15
1.7.2 Limites du projet	16
CHAPITRE 2. ÉTABLISSEMENT DU CAHIER DES CHARGES	18
2.1 INTRODUCTION	18
2.2 MISE EN CONTEXTE	19
2.3 MÉTHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT DU SYSTÈME DE TRACTION	20
2.4 HYPOTHÈSES DE DIMENSIONNEMENT DU VÉHICULE (ÉTAPE 1)	27
2.4.1 Vitesses d'opération et autonomie en mode électrique	27
2.4.2 Choix du type d'alimentation	28
2.4.3 Définition de la masse, de la traînée et capacité de chargement du véhicule	28
2.4.4 Rendements et performances du système	30
2.4.5 Résumé des spécifications du véhicule	40
2.5 DÉTERMINATION DE LA CONSOMMATION EN PUISSANCE (ÉTAPE 2)	41
2.5.1 Calcul de la puissance requise en régime permanent	41
2.5.2 Calcul de la puissance requise à vitesse maximale ou pente maximale	43
2.6 ATTRIBUTION ET VALIDATION DES MASSES (ÉTAPES 3 ET 4)	45
2.7 COUPLE ET PUISSANCE CRÊTE (ÉTAPE 5)	46
2.7.1 Détermination de la puissance crête	46
2.7.2 Détermination du couple crête	47
2.8 VALIDATION DE LA DENSITÉ DE PUISSANCE ET DU COUPLE (ÉTAPE 6)	49
2.9 REDIMENSIONNEMENT DES MACHINES DE TRACTION (ÉTAPE 7)	50
2.9.1 Évaluation et validation du couple massique (étapes 8 et 9)	50

2.9.2	Accélération avec limitation en puissance (reprise de l'étape 5)	51
2.10	CHOIX DE LA TENSION D'ALIMENTATION ET DIMENSIONNEMENT DES ÉLÉMENTS DU BUS CC (ÉTAPE 10)	53
2.10.1	Considération du point d'opération à vitesse nominale	54
2.10.2	Considérations du point d'opération continu à vitesse maximale	56
2.10.3	Courant et tension de phase	56
2.10.4	Calcul de l'efficacité dans les onduleurs	56
2.10.5	Simulation de l'efficacité des onduleurs sur les points d'opération	63
2.10.6	Dimensionnement de la batterie et des conducteurs du bus CC	71
2.10.7	Dimensionnement du dissipateur thermique	77
2.11	SIMULATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA SUSPENSION (ÉTAPE 11)	80
2.11.1	Modélisation dynamique de la suspension du véhicule	80
2.11.2	Affectation des constantes de rigidité	86
2.11.3	Distribution de la masse sur le châssis	87
2.11.4	Affectation des constantes d'amortissement	87
2.11.5	Étude des contraintes dynamiques de masse non suspendue (Étape 12)	90
2.11.6	Conclusions à l'égard de l'influence des paramètres sur la tenue de route	93
2.12	ÉVALUATION DES CONTRAINTES SUR LA STRUCTURE DES MOTEURS-ROUES (ÉTAPE 13)	94
2.12.1	Forces radiales sur la structure du moteur	94
2.12.2	Efforts et vibrations radiaux du support de stator	95
2.12.3	Étude des charges en torsion axiale	97
2.12.4	Couple de flexion et efforts axiaux sur la structure de la machine	97
2.12.5	Contraintes liées à l'environnement de travail	102
2.12.6	Synthèse des caractéristiques et spécifications des éléments de traction	102
2.13	CONCLUSION	105
	CHAPITRE 3. MODÉLISATION ET OPTIMISATION DE LA MACHINE DE TRACTION	106
3.1	INTRODUCTION	106
3.2	MISE EN CONTEXTE ET CHOIX DE LA MACHINE	106
3.2.1	Configurations des machines	107
3.2.2	Types des bobinages	108
3.2.3	Choix de topologie de la machine	109
3.3	HYPOTHÈSES DE MODÉLISATION	109
3.4	METHODOLOGIE : PROCESSUS DE DIMENSIONNEMENT GLOBAL	111
3.4.1	Modèles de la machine et leur couplage	111
3.4.2	Introduction au modèle électrique	114
3.4.3	Introduction au modèle magnétique	115
3.4.4	Introduction au modèle géométrique	116
3.4.5	Introduction au modèle thermique	117
3.5	MODÈLE MAGNÉTIQUE	118
3.5.1	Considération de la modélisation du circuit magnétique	118
3.5.2	Dimensionnement des aimants permanents	119
3.5.3	Dimensionnement de la culasse au rotor	127
3.5.4	Dimensionnement géométrique du stator	129
3.5.5	Considération du facteur de correction du carter	137
3.5.6	Facteur de correction de réaction d'induit	139
3.6	MODÈLE ÉLECTRIQUE	140

3.6.1	Représentation vectorielle	140
3.6.2	La tension induite.....	142
3.6.3	Inductances du bobinage.....	144
3.6.4	Dimensionnement des conducteurs	148
3.7	MODÈLE THERMIQUE (MODÈLE DE PERTES)	151
3.7.1	Pertes totales au stator	152
3.7.2	Pertes au rotor :.....	153
3.7.3	Modélisation du circuit thermique	159
3.8	MODÈLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	160
3.8.1	Couple électromagnétique.....	160
3.8.2	Puissance maximale de dimensionnement :	161
3.9	OPTIMISATION ET FONCTION OBJECTIVE.....	161
3.9.1	Principe général et intérêt	161
3.9.2	Paramètres de la procédure d'optimisation	163
3.10	VALIDATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES ET CORRECTION DU MODÈLE.....	166
3.10.1	Validation de la tension induite et de l'induction à vide	167
3.10.2	Validation de l'inductance synchrone	168
3.10.3	Validation du couple nominal	169
3.10.4	Validation du couple électromagnétique maximal	171
3.10.5	Validation du modèle de pertes	172
3.10.6	Niveau minimal d'induction dans les aimants permanents	172
3.11	VALIDATIONS DE NATURE MÉCANIQUE	174
3.11.1	Validation du coefficient de remplissage des encoches	174
3.11.2	Dimensionnement mécanique et thermique	174
3.12	CONCLUSION ET SOLUTION OPTIMALE	175
CHAPITRE 4. COMMANDE DE LA MACHINE		177
4.1	INTRODUCTION.....	177
4.2	MISE EN CONTEXTE	177
4.3	ÉTAT DE L'ART ET STRUCTURE DE COMMANDE PROPOSEE	178
4.3.1	Représentation vectorielle	179
4.3.2	La transformée de Park.....	180
4.3.3	La transformée de Park modifiée.....	182
4.3.4	Structure de commande de la machine.....	183
4.4	HYPOTHÈSES D'IMPLANTATION.....	190
4.5	MÉTHODOLOGIE DE RÉALISATION DU CONTRÔLEUR	190
4.6	STRATÉGIE DE LOI DE COMMANDE	191
4.6.1	Interaction avec les éléments du bus CC	191
4.6.2	Zones de fonctionnement de la machine de traction.....	192
4.6.3	Stratégie de commande par autopilotage à $\psi=0$ (zone 1)	194
4.6.4	Stratégie de commande en zone transitoire (zone 2)	195
4.6.5	Stratégie de commande en zone transitoire (zone 3)	197
4.6.6	Stratégie de commande en sous-excitation de la machine à $\psi >0$ (zone 4).....	199
4.6.7	Simulation de la commande en boucle ouverte avec paramètres idéaux	203
4.7	STRUCTURE ET DIMENSIONNEMENT DES CORRECTEURS.....	206

4.7.1	Principes généraux de contrôle de la tension et du courant	206
4.7.2	Instrumentation des courants de la machine	213
4.7.3	Structure et dimensionnement de la dynamique des correcteurs	216
4.8	CONCLUSION.....	224
CHAPITRE 5. GESTION DES COMPOSANTS DU BUS CC.....		226
5.1	INTRODUCTION	226
5.2	MISE EN CONTEXTE	227
5.3	DÉFINITION DES TRAVAUX DE RÉALISATION.....	227
5.4	MÉTHODOLOGIE D'ÉVALUATION DES STRATÉGIES DE GESTION DU BUS CC	228
5.5	GESTION DE LA SÉCURITÉ DE BASE.....	229
5.5.1	Principes de base	229
5.5.2	Principe général de gestion des fautes	231
5.5.3	Faute d'isolation galvanique	231
5.5.4	Faute liée à l'ouverture des boîtiers	233
5.5.5	Faute liée à un impact (collision)	234
5.6	ANALYSE ET GESTION DES FAUTES MATÉRIELLES	234
5.6.1	Surcharge en courant sur le chargeur	234
5.6.2	Élévation de la température dans le système.....	235
5.6.3	Autres considérations dans la définition de l'état du système	237
5.6.4	Conditions de mise en route et gestion thermique.....	237
5.6.5	Diagnostic du système de traction par des modèles.....	239
5.6.6	Procédures en cas de fautes.....	240
5.6.7	Dissipateur thermique.....	242
5.7	CONCEPTION ET CONTRÔLE DES DISPOSITIFS DE COGÉNÉRATION	246
5.7.1	Chargeur de batterie	246
5.7.2	Alternateur du groupe électrogène.....	250
5.7.3	Gestion de la génératrice	251
5.8	CONCLUSION.....	260
CHAPITRE 6. RÉALISATION ET ESSAIS DU PROTOTYPE DE LA MACHINE DE TRACTION ET DE SON ALIMENTATION.....		261
6.1	INTRODUCTION	261
6.2	MISE EN CONTEXTE	261
6.2.1	Moteur-roue	261
6.2.2	Onduleur.....	262
6.2.3	Contrôleur.....	262
6.3	OBJECTIFS SPÉCIFIQUES DE RÉALISATION	263
6.3.1	Moteur-roue	263
6.3.2	Onduleur.....	263
6.3.3	Contrôleur.....	264
6.3.4	Banc d'essai expérimental	264
6.4	HYPOTHÈSES ET CONTRAINTES.....	264
6.4.1	Cas du Moteur-roue	264
6.4.2	Cas de l'onduleur	266
6.5	MÉTHODOLOGIE DE RÉALISATION DU PROJET	267

6.5.1	Réalisation du moteur-roue	267
6.5.2	Méthodes de réalisation du stator magnétique	267
6.5.3	Réalisation du banc d'essai expérimental	279
6.6	CARACTÉRISATION DE LA MACHINE	281
6.6.1	Détermination des paramètres électriques	281
6.7	ANALYSE DES RÉSULTATS.....	287
6.7.1	Paramètres électriques de la machine	287
6.7.2	Assemblage mécanique et performances de la machine.....	288
6.8	RECOMMANDATIONS POUR LE PROTOTYPAGE DE LA MACHINE DE TRACTION.....	289
6.8.1	Bilan de la réalisation du moteur-roue	289
6.8.2	Recommandations et pistes de développement suggérées	289
6.8.3	Recommandations spécifiques à l'assemblage du stator	290
6.9	CONCLUSION	293
CHAPITRE 7. CONCLUSION GÉNÉRALE		294
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		297
ANNEXE 1.PLANS MÉCANIQUES DU MOTEUR-ROUE		301
ANNEXE 2.RÉALISATION DU CONTRÔLEUR DE LA MACHINE SYNCHRONE		316
A2.1	RAPPEL DE LA STRATÉGIE DE COMMANDE	317
A2.1.1	STRUCTURE DE COMMANDE	317
A2.2	RÉPARTITION DE L'EFFORT DE CALCUL.....	317
A2.3	IMPLANTATION ET PROGRAMMATION LABVIEW SUR LE SYSTÈME EMBARQUÉ COMPACTRIO .	318
A2.3.1	PRÉSENTATION DE L'ENVIRONNEMENT PROJET	318
A2.3.2	IMPLANTATION DANS LE MICROPROCESSEUR	318
A2.3.3	IMPLANTATION DANS LA CARTE FPGA	322
ANNEXE 3.MODÈLE GLOBAL DE SIMULATION		325
A3.1	PRÉSENTATION DU MODÈLE GLOBAL POUR LES SIMULATIONS.....	326

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 2.1 : DÉFINITION DES PARAMÈTRES DU VÉHICULE.....	40
TABLEAU 2.2 : PARAMÈTRES DU POINT D'OPÉRATION NOMINAL : VITESSE 90 KM/H, PENTE 2%, VENT DE 20 KM/H.....	42
TABLEAU 2.3 : DÉFINITION DES PARAMÈTRES DU CALCUL DE LA PUISSANCE CONTINUE MAXIMALE.....	44
TABLEAU 2.4 : RÉPARTITION DE LA MASSE DES ÉLÉMENTS DE TRACTION.....	45
TABLEAU 2.5 : PARAMÈTRES ET RÉSULTATS DE SIMULATION POUR L'ACCÉLÉRATION MAXIMALE.....	46
TABLEAU 2.6 : PARAMÈTRES ET RÉSULTATS DE SIMULATION POUR LA PENTE LIMITE	48
TABLEAU 2.7 : EFFICACITÉ DE L'ONDULEUR À MOSFET À PUISSANCE NOMINALE (A) ET À PUISSANCE MAXIMALE (B) DE LA GÉNÉRATRICE ÉGALEMENT RÉPARTIE SUR LES 4 GROUPES DE TRACTION.	64
TABLEAU 2.8 : EFFICACITÉ DE L'ONDULEUR IGBT À PUISSANCE NOMINALE SUR LA GÉNÉRATRICE	69
TABLEAU 2.9 : EFFICACITÉ DE L'ONDULEUR IGBT À PUISSANCE MAXIMALE SUR LA GÉNÉRATRICE	71
TABLEAU 2.10 : EFFICACITÉ DE DIFFÉRENTES MASSES DE BATTERIES (EN KG) SELON LA PUISSANCE SOLlicitÉE (EN KW)	76
TABLEAU 2.11 : OPTIMISATION DES PARAMÈTRES DE LA SUSPENSION POUR ACCROÎTRE LA MASSE NON SUSPENDUE.....	92
TABLEAU 2.12 : PARAMÈTRES DE SIMULATION DE LA CONTRAINTE RADIALE MAXIMALE	95
TABLEAU 2.13 : PARAMÈTRES DE SIMULATION DE LA CONTRAINTE SUR LE SUPPORT DU STATOR DE LA MACHINE.....	96
TABLEAU 2.14 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS LIÉES À LA GÉNÉRATRICE.....	103
TABLEAU 2.15 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS LIÉES À LA BATTERIE	103
TABLEAU 2.16 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS DU DISSIPATEUR.....	103
TABLEAU 2.17 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS DE LA SUSPENSION.....	103
TABLEAU 2.18 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS DU MOTEUR	104
TABLEAU 2.19 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS DE L'ONDULEUR	104
TABLEAU 2.20 : RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS GLOBALES DU VÉHICULE	104
TABLEAU 3.1 : CONTRAINTES D'OPTIMISATION	165
TABLEAU 3.2 : RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES DE LA MACHINE SOLUTIONNÉE	176
TABLEAU 4.1 : RÉSUMÉ DES PARAMÈTRES DE RÉGLAGE DES CORRECTEURS	224
TABLEAU 6.1 : COMPARAISON DES PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES DE LA SOLUTION DE MACHINE OPTIMALE.....	288

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1 : STRUCTURE DU SYSTÈME DE TRACTION À MOTEUR-ROUE CHOISI	6
FIGURE 2.1 : DÉMARCHE DE CONCEPTION INTÉGRÉE DU SYSTÈME DE TRACTION.....	21
FIGURE 2.2 : MODÈLE DYNAMIQUE D'UN VÉHICULE	23
FIGURE 2.3 : SÉLECTION DU TYPE DE VÉHICULE : VOLKSWAGEN BEETLE 1960 [32]	27
FIGURE 2.4 : SCÉNARIO DE PENTES MAXIMALES	29
FIGURE 2.5 : FONCTIONNEMENT DU SYSTÈME DE TRACTION EN A) MODE HYBRIDE, B) MODE ÉLECTRIQUE ET C) MODE HYBRIDE ÉLECTRIQUE	31
FIGURE 2.6 : RENDEMENTS ESPÉRÉS DE LA CHAÎNE DE TRACTION IDÉALE POUR LE FONCTIONNEMENT HYBRIDE	31
FIGURE 2.7 : RENDEMENTS ESPÉRÉS DE LA CHAÎNE DE TRACTION IDÉALE POUR LE FONCTIONNEMENT EN MODE ÉLECTRIQUE.....	32
FIGURE 2.8 : RENDEMENTS ESPÉRÉS DE LA CHAÎNE DE TRACTION IDÉALE POUR LA RÉGÉNÉRATION	33
FIGURE 2.9 : RENDEMENTS À DÉTERMINER DE LA CHAÎNE DE TRACTION À PUISSANCE MAXIMALE.....	34
FIGURE 2.10 : COMPORTEMENT DES PERTES PAR CONDUCTION, POUR UN DEMI-BRAS, DANS LA DIODE DE ROUE LIBRE (À GAUCHE) ET DANS L'IGBT (À DROITE) EN FONCTION DU COURANT DANS LE COLLECTEUR [41].	36
FIGURE 2.11 : MOTEUR DEUX TEMPS DIESEL SUPERCHARGÉ À CYLINDRES OPPOSÉS « OPOC » DE L'ENTREPRISE « ECOMOTORS »	39
FIGURE 2.12 : RENDEMENTS CALCULÉS DE LA CHAÎNE DE TRACTION À PUISSANCE MAXIMALE	51
FIGURE 2.13 : ÉVOLUTION DE LA PUISSANCE EFFICACE, LIMITÉE À 114 kW, EN ACCÉLÉRATION MAXIMALE.	52
FIGURE 2.14 : COUPLE MOTEUR AVEC LIMITE EN PUISSANCE DE 114 kW AUX ROUES.	52
FIGURE 2.15 : VITESSE DU VÉHICULE LIMITÉ PAR UNE PUISSANCE TOTALE DE 100 kW AUX ROUES.	53
FIGURE 2.16 : PUISSANCE INSTANTANÉE DANS LES TRANSISTORS D'UN BRAS POUR UN FACTEUR DE PUISSANCE NULLE (FP=0). 17	59
FIGURE 2.17 : ILLUSTRATION DES PERTES PAR COMMUTATION POUR UN COURANT CONTINU HACHÉ	60
FIGURE 2.18 : COURANT CRÊTE DURANT LES PÉRIODES DE TRAVAIL DES TRANSISTORS POUR " φ " QUELCONQUE	60
FIGURE 2.19 : COURANT CRÊTE DURANT LES PÉRIODES DE TRAVAIL DES DIODES DE ROUE LIBRE POUR UN FACTEUR DE PUISSANCE ÉQUIVALENT À " $\varphi=30^\circ$ " (FP=0.5)20.....	62
FIGURE 2.20 : EFFICACITÉS À 15.5 kW (À GAUCHE) ET CELLES À 48.5 kW (À DROITE) SOUS DIFFÉRENTES TENSIONS DU BUS CC POUR DIFFÉRENTES TOPOLOGIES	67
FIGURE 2.21 : EFFICACITÉ EN FONCTION DE LA TENSION POUR UNE CONCEPTION À IGBT À 10 KHz	70
FIGURE 2.23 : COURBE DE DÉCHARGE TYPIQUE D'UNE CELLULE LI-ION	73
FIGURE 2.24 : EFFICACITÉ DE FONCTIONNEMENT D'UNE BATTERIE DE 196 KG À DIFFÉRENTES PUISSANCES.....	76
FIGURE 2.25 : PROGRESSION DE L'ÉNERGIE DE DISSIPATION DANS UN FREINAGE D'URGENCE	79

FIGURE 2.26 : MODÈLE DYNAMIQUE DE SUSPENSION PERMETTANT L'ÉVALUATION DU COMPORTEMENT ROUTIER ET DES CONTRAINTES MÉCANIQUES SUR LA SUSPENSION.	81
FIGURE 2.27 : TRAJECTOIRE CONSIDÉRÉE POUR DÉCRIRE LES DÉPLACEMENTS Z_F ET Z_R , RESPECTIVEMENT LE MOUVEMENT VERTICAL DES POINTS DE CONTACT DES PNEUS AVANT ET ARRIÈRE.	85
FIGURE 2.28 : INFLUENCE DE LA MASSE VS LE MOMENT D'INERTIE DU CHÂSSIS SUR LA LONGUEUR DE SAUT D'UN SYSTÈME SOUS- AMORTI.....	88
FIGURE 2.29 : MODÈLES DYNAMIQUES INDÉPENDANTS POUR L'ÉTUDE DES FRÉQUENCES NATURELLES.	91
FIGURE 2.30 : INFLUENCE DE LA MASSE VS LE MOMENT D'INERTIE DU CHÂSSIS SUR LA LONGUEUR DE SAUT D'UN SYSTÈME OPTIMISÉ POUR UNE MASSE NON SUSPENDUE DE 36 KG	93
FIGURE 2.31 : MODÉLISATION D'UN IMPACT SUITE AU DÉCROCHAGE DU VÉHICULE	99
FIGURE 2.32 : TEMPS D'AMORTISSEMENT (EN MS) D'UN IMPACT AXIAL (COUPLE DE FLEXION EN kNm) AVEC UNE RIGIDITÉ DE 450 000 N/M	101
FIGURE 3.1 : INDUCTION DANS L'ENTREFER EN FONCTION DE L'ÉPAISSEUR DES AIMANTS.....	111
FIGURE 3.2 : COUPLAGE ENTRE LES DIFFÉRENTS MODÈLES DE LA MACHINE [13]	112
FIGURE 3.3 : IDENTIFICATION DES VARIABLES DU PROFIL GÉOMÉTRIQUE DE LA MACHINE	119
FIGURE 3.4 : CIRCUIT MAGNÉTIQUE ÉQUIVALENT SANS SATURATION DES CULASSES	119
FIGURE 3.5 : COURBE DE DÉMAGNÉTISATION DES AIMANTS CHOISIS [51]	121
FIGURE 3.6 : A) PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES ET B) ENLÈVEMENT DE MATIÈRE DES AIMANTS	122
FIGURE 3.7 : GÉOMÉTRIE DE L'ENLÈVEMENT DE MATIÈRE DE L'ENCOCHAGE DU ROTOR.....	128
FIGURE 3.8 : DIMENSIONS DES BECS POUR LA CONSIDÉRATION DE L'ANGLE DE PÉNÉTRATION.....	132
FIGURE 3.9 : CALCUL DE L'ANGLE COUVERT RÉELLEMENT PAR DES DENTURES DROITES.....	134
FIGURE 3.10 : PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES POUR LE CALCUL DE LA PROJECTION ANGULAIRE DES DENTS.....	135
FIGURE 3.11 : PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES UTILES POUR LE CALCUL DU VOLUME D'ENCOCHES	137
FIGURE 3.12 : EFFET DE L'ENCOCHAGE DU STATOR SUR LE FLUX À VIDE.....	138
FIGURE 3.13 : DIAGRAMME DE FRESNEL DE LA MACHINE [52]	141
FIGURE 3.14 : MODÈLE ÉLECTRIQUE DE LA MACHINE DANS LES AXES DE PARK	141
FIGURE 3.15 : DISTRIBUTION ET DISPOSITION D'UN BOBINAGE CONCENTRIQUE À DOUBLE COUCHE	144
FIGURE 3.16 : GÉOMÉTRIE DES ENCOCHES POUR LA DÉTERMINATION DE L'INDUCTANCE DE FUITE.....	146
FIGURE 3.17 : EFFETS DE PEAU (A) ET DE PROXIMITÉ (B) LIÉES AUX COURANTS À HAUTES FRÉQUENCES	150
FIGURE 3.18 : DISPOSITION DES CONDUCTEURS SOUMIS À DES COURANTS HAUTES FRÉQUENCES	151
FIGURE 3.19 : FORME ET DU CONTENU HARMONIQUE DE LA FMM TRIPHASÉE POUR LA MACHINE	155
FIGURE 3.20 : ILLUSTRATION DE L'INDUCTION HARMONIQUE AU ROTOR.....	156

FIGURE 3.21 :VALIDATION DE LA PRÉCISION DU MODÈLE DE PERTES DANS LES AIMANTS EN FONCTION (A) DU COUPLE ET (B) DE LA VITESSE DE ROTATION	158
FIGURE 3.22 : DIAGRAMME GÉNÉRAL DU PROCESSUS DE CONCEPTION ET D'OPTIMISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE	162
FIGURE 3.23 : MAILLAGE TYPIQUE POUR LA TOPOLOGIE DE MACHINE SÉLECTIONNÉE.....	166
FIGURE 3.24 :VALIDATION DE LA FORME ET L'AMPLITUDE DE LA TENSION À VIDE (FEM)	168
FIGURE 3.25 :VALIDATION DE L'INDUCTION À VIDE.....	168
FIGURE 3.26 : TENSION DE RÉACTION D'INDUIT POUR LA VALIDATION DE L'INDUCTANCE SYNCHRONE	169
FIGURE 3.27 : NIVEAU D'INDUCTION À COUPLE NOMINAL.....	170
FIGURE 3.28 : TRACÉ DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE NOMINAL ($6 A_{RMS}/MM^2$)	170
FIGURE 3.29 :TRACÉ DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE CRÊTÉ À COURANT MAX ($33 A_{RMS}/MM^2$)	171
FIGURE 3.30 : COURBES DE SATURATION DU COUPLE EN FONCTION DU COURANT INDUIT.....	172
FIGURE 3.31 : INDUCTION MINIMALE DANS LES AIMANTS AVEC 5,5 FOIS LE COURANT NOMINAL ($33 A_{RMS}/MM^2$)	173
FIGURE 4.1 :VARIATION DU COUPLE EN FONCTION DE L'ANGLE D'INJECTION DU COURANT.....	178
FIGURE 4.2 : DIAGRAMME DE FRESNEL	180
FIGURE 4.3 : DIAGRAMME PARK MODIFIÉ (REPRÉSENTATION DES COURANTS TRIPHASÉS)	183
FIGURE 4.4 : DIAGRAMME DE LA STRATÉGIE DE CONTRÔLE DÉVELOPPÉE POUR LA MACHINE SYNCHRONE [17, 20]	184
FIGURE 4.5 : EXEMPLE DE COMMANDE PAR MLI (PWM) DU TRANSISTOR D'UN BRAS D'IGBT [58]	188
FIGURE 4.6 : DIAGRAMME MULTIVARIABLE DE RÉGULATION EN PSEUDO-CASCADE	189
FIGURE 4.7 : ZONES DE DÉFINITION DE LA LOI DE COMMANDE DANS LE PLAN COUPLE-VITESSE [4].....	192
FIGURE 4.8 : DIAGRAMME VECTORIEL EN AUTOPILOTAGE ($\psi=0$)	195
FIGURE 4.9 : DÉCLASSEMENT DU COUPLE MAXIMAL DE LA MACHINE SELON L'ÉCHAUFFEMENT DE SON ENTREFER	196
FIGURE 4.10 : DÉCLASSEMENT DU COUPLE MAXIMAL DE LA MACHINE SELON L'ÉCHAUFFEMENT DE SES ENROUEMENTS	197
FIGURE 4.11 : STRATÉGIE DE CONTRÔLE DU COURANT « I_q » EN ZONE TRANSITOIRE	198
FIGURE 4.12 : DIAGRAMME VECTORIEL D'UNE MACHINE SOUS-EXCITÉE.....	200
FIGURE 4.13 : DIAGRAMMES VECTORIELS POUR $\psi=0^\circ$ ET $\psi=90^\circ$	201
FIGURE 4.14 : MODÈLE INTERNE POUR LE DÉCOUPLAGE DES AXES	204
FIGURE 4.15 : DÉMONSTRATION DE LA LOI DE COMMANDE EN SOUS-EXCITATION (LIMITE EN TENSION)	205
FIGURE 4.16 : ERREURS SUR LE COURANT, EN BO, DANS LE MODÈLE INTERNE NÉGLIGEANT LES EFFETS TRANSITOIRES	206
FIGURE 4.17 : SOUS-SYSTÈME DES CORRECTEURS PARALLÈLES DE COURANT CHOISI.....	207
FIGURE 4.18 : MODÈLE D'IMPLANTATION DU BLOC DE CORRECTION (RÉGULATEUR) DE LA TENSION	208
FIGURE 4.19 : GRANDEURS VECTORIELLES DU DÉPASSEMENT DE LA TENSION D'ALIMENTATION	209
FIGURE 4.20 : EFFETS DE LA RÉGULATION EN PSEUDO-CASCADE SUR LE COUPLE RÉSULTANT AVEC MODÈLE INTERNE SOUS-ESTIMÉ (100% D'ERREUR SUR LE FLUX À VIDE ET LES INDUCTANCES)	211

FIGURE 4.21 : TENSIONS DU SYSTÈME AVEC UNE MACHINE SURDIMENSIONNÉE CONTRÔLÉE PAR LA LOI DE COMMANDE ET UN RÉGULATEUR DE TENSION	213
FIGURE 4.22 : CIRCUIT DU FILTRE BUTTERWORTH D'ORDRE 2 UTILISÉ POUR LA LECTURE DES COURANTS.....	214
FIGURE 4.23 : AMPLITUDE (EN %) ET PHASE (EN RAD) D'UN SIGNAL FILTRÉ À 1 KHZ PAR LE FILTRE BUTTERWORTH	215
FIGURE 4.24 : AMPLITUDE (EN %) ET PHASE (EN RADIAN) D'UN SIGNAL FILTRÉ À 10 KHZ PAR LE FILTRE BUTTERWORTH	215
FIGURE 4.25 : DIAGRAMME SIMPLIFIÉ DES BOUCLES DE RÉGULATION DU CONTRÔLEUR.....	217
FIGURE 4.26 : COMPORTEMENT DE LA BOUCLE OUVERTE (BO) DU CONTRÔLE EN COURANT.	220
FIGURE 4.27 : RÉPONSE DE LA BOUCLE FERMÉE EN COURANT POUR UN RÉGLAGE SURAMORTI	220
FIGURE 4.28 : DIAGRAMME MULTIVARIABLE DE RÉGULATION DE TENSION	221
FIGURE 4.29 : ABAQUE DE BLACK DE LA BOUCLE DE RÉGULATION DE TENSION	223
FIGURE 5.1 : DISPOSITIFS DE SÉCURITÉ DE BASE D'UN SYSTÈME DE STOCKAGE À HAUTE TENSION.....	231
FIGURE 5.2 : VERSIONS NON ISOLÉE ET ISOLÉE DU CHARGEUR À HAUTE PUISSANCE	232
FIGURE 5.3 : SHÉMA DU CIRCUIT HYDRAULIQUE DE REFROIDISSEMENT DU VÉHICULE.....	239
FIGURE 5.4 : STRUCTURE EN PSEUDO-CASCADE DES BOUCLES DE CONTRÔLE DU DISSIPATEUR.....	243
FIGURE 5.5 : DÉGRADATION DES PERFORMANCES D'UNE BATTERIE EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE.	245
FIGURE 5.6 : RÉSULTATS D'ESSAI EN LABORATOIRE SUR LA GESTION DU DISSIPATEUR [29]	246
FIGURE 5.7 : APERÇU DE DIFFÉRENTES SECTIONS DU PROTOTYPE DE CHARGEUR-DISSIPATEUR.....	247
FIGURE 5.8 : ENVELOPPE VARIABLE DU COMPAREUR À HYSTÉRÉSIS DU CHARGEUR [23]	248
FIGURE 5.9 : RÉGULATION DU COURANT MOYEN SUR LE BUS CC POUR UNE ENTRÉE TRIPHASÉE [23].....	249
FIGURE 5.10 : ALGORITHME DE GESTION DE LA GÉNÉRATRICE (ET DU DISSIPATEUR EN MODE DE CHAUFFAGE)	252
FIGURE 5.11 : A) VITESSE DU VÉHICULE ET B) ÉTAT DE CHARGE DU VÉHICULE EN MODE PERFORMANCE.....	257
FIGURE 5.12 : ÉTAT DE CHARGE DE LA BATTERIE DU VÉHICULE EN MODE ÉLECTRIQUE	258
FIGURE 5.13 : PUISSANCE APPELÉE (EN JAUNE) ET GÉNÉRÉE PAR LE GROUPE ÉLECTROGÈNE (EN MAUVE) EN MODE HYBRIDE A) STANDARD ET B) À PLAGE ÉLECTRIQUE ÉTENDUE.....	259
FIGURE 5.14 : SEUIL DE CHARGE (SOC) DE LA BATTERIE EN A) MODE HYBRIDE STANDARD ET B) EN MODE HYBRIDE À PLAGE ÉLECTRIQUE ÉTENDUE.....	260
FIGURE 6.1 : VERSION PRÉCÉDENTE DU PROTOTYPE DE MOTEUR-ROUE (STATOR À GRAINS NON ORIENTÉS)	265
FIGURE 6.2 : PRÉSENTATION DE LA TOPOLOGIE DE LA PLIEUSE (BOBINEUSE).....	268
FIGURE 6.3 : FORME EN ESCALIER CONCENTRÉE DANS LES TÊTES DE BOBINES POUR MINIMISER L'ENCOMBREMENT	269
FIGURE 6.4 : PRÉSENTATION DU PROBLÈME DE PRÉCISION DE LA DÉCOUPE LASER	270
FIGURE 6.5 : ÉQUIPEMENT DE PESAGE ET DE MANIPULATION DES TÔLES	270
FIGURE 6.6 : MOULAGE DU PAPIER DIÉLECTRIQUE POUR PROTÉGER LES MOULES POUR LES DENTS	272
FIGURE 6.8 : COLLAGE SÉQUENTIEL DES DENTS A) ET B), ET REMPLISSAGE DES ENCOCHES C)	275

FIGURE 6.9 : MISE EN PLACE DES TÊTES DE REFROIDISSEMENT AVANT ET ARRIÈRE	277
FIGURE 6.10 : DISPOSITION DES ÉLÉMENTS DE SOUDURE	277
FIGURE 6.11 : MONTAGE DE LA ZONE DE TRAVAIL POUR LA SOUDURE DES BOBINES DES PHASES DU MOTEUR.....	278
FIGURE 6.12 : MONTAGE DU STATOR DANS LE ROTOR SANS FAÇADE AVANT	279
FIGURE 6.13 : BANC D'ESSAI STATIQUE EXPÉRIMENTAL POUR LE MOTEUR-ROUE.....	280
FIGURE 6.14 : LECTURE DE LA RÉSISTANCE DE PHASE.....	281
FIGURE 6.15 : LECTURE DE L'INDUCTANCE SYNCHRONE (AVEC UN FACTEUR DE $3/2$)	282
FIGURE 6.16 : MONTAGE POUR LA MESURE INDIRECTE DE L'INDUCTANCE PROPRE	283
FIGURE 6.17 : MONTAGE POUR LE CALCUL RELATIF DE L'INDUCTANCE MUTUELLE	284
FIGURE 6.18 : RELEVÉ DE LA TENSION À VIDE DU PROTOTYPE DE MOTEUR-ROUE A) INITIAL ET B) APRÈS RÉPARATION	286
FIGURE 6.19 : RELEVÉ DE LA TENSION À VIDE DU PROTOTYPE DU MOTEUR-ROUE APRÈS DÉMAGNÉTISATION LOCALISÉE DES AIMANTS	286
FIGURE 6.20 : RELEVÉ DU COUPLE UTILE DU PROTOTYPE DU MOTEUR-ROUE EN FONCTION DU COURANT D'ALIMENTATION	287

LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES UNITÉS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

CC	Courant Continu
CVT	Terme anglophone pour désigner une transmission à rapport variable continu
BMS	« Battery Management System », système de gestion de la batterie
DCL	Diagramme de corps libres pour l'étude mécanique statique ou dynamique
ERW	« Energy Return Wheel », roue brevetée permettant l'économie d'énergie
FEM	Force électromotrice (tension à vide lorsque la machine est en mouvement)
FFT	« Fast Fourier Transform », transformée pour l'analyse fréquentielle de spectres
FMM	Force magnétomotrice (décrit la réaction d'induit dans une machine)
FPGA	« Field Programmable Gate Array », circuit à portes logiques programmables
H, Henri	Unité d'inductance ($Wb/A \cdot tr$)
Hz	Unité de la fréquence équivalant à 1/seconde (1/s=Hz)
IGBT	« Insulated Gate Bipolar Transistor », transistor bipolaire à grille isolée
J	Unité d'énergie : Joule
kW	Unité de puissance 1 kW=1000 W = 1000 J/s
kWh	Unité d'énergie désignant une puissance (en kW) sur une heure d'utilisation
LiTO	« Lithium Titanate-Oxyde », Type de chimie de batterie de puissance
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion, appelée « PWM » en anglais
MPa	Unité de pression ou contrainte mécanique : Mega-Pascal (N/mm^2)
NPT	« National Pipe Thread », désigne un type de filet conique standardisé
rad	Le radian est une unité d'angle où 360° équivaut à 2π radians
N	Unité de force : Newtons ($kg \cdot m/s^2$)
Ω	Unité de mesure de résistance électrique (ohm)
PWM	« Pulse Width Modulation » est l'équivalent anglophone pour « MLI »
RMS	« Root Mean Square », valeur efficace d'une grandeur physique
RPM	Rotation par Minute, égale 60 fois la fréquence mécanique en Hz.
SOC	« State Of Charge », désigne le pourcentage du seuil de charge de la batterie.
Tesla, T	Le Tesla est une unité de mesure de densité de flux magnétique : $1 T = 1 Wb/m^2$
Weber, Wb	Le Weber est l'unité de mesure du flux magnétique

LISTE DES SYMBOLES

a, l_r	Distance entre l'essieu arrière du véhicule et son centre de gravité (en m)
A	Densité linéique de courant (A/m)
A_{cond}	Aire de la section d'un conducteur (m ²)
α	Coefficient de remplissage des encoches <i>typiquement</i> : (0.35 < α < 0.8)
b, l_f	Distance entre l'essieu avant du véhicule et son centre de gravité (en m)
Bbc_{max}	Densité de flux maximale dans les chanfreins de becs (en T)
Bbe_{max}	Densité de flux maximale dans les bouts de becs (en T)
B_c	Densité de flux théorique en tenant compte du facteur de Carter (en T)
β	Facteur d'occupation des aimants (0 < β ≤ 1)
Br	Densité de flux rémanente dans les aimants permanents (en T)
$Br_{y_{max}}$	Densité de flux maximale dans la culasse rotorique (en T)
Bst_{max}	Densité de flux maximale dans les dents (en T)
Bsy_{max}	Densité de flux maximale dans la culasse statorique (en T)
B_{th}	Densité de flux théorique dans l'entrefer (en T)
C_{bat}	Capacité de stockage de la batterie (en Ah)
C_f, C_r	Coefficients d'amortissement de la suspension avant et arrière
$C_{therm_{diss}}$	Capacité thermique du dissipateur (en J/°C)
ctt	Hauteur du chanfrein au niveau du bec d'une dent (en m)
D	Diamètre au niveau de l'entrefer (en m)
Des	Diamètre au niveau du fond des encoches (en m)
Dre	Diamètre extérieur de la machine (en m)
Dri	Diamètre intérieur de la culasse rotorique (en m)
Dsi	Diamètre intérieur du stator (en m)
E	Tension à vide (force électromotrice) (en V)
e_{ry}	Épaisseur de la culasse rotorique (en m)
e_{sy}	Épaisseur de la culasse statorique (en m)
ett	Hauteur du bec d'une dent (en m)

f, f_{elect}	Fréquence électrique (en Hz)
f_{mec}	Fréquence mécanique (en Hz)
FP	Facteur de puissance (%)
g	Accélération gravitationnelle (en m/s^2)
g	Entrefer géométrique (en m)
ge	Entrefer magnétique, calculé avec le coefficient de Carter (en m)
H	Amplitude d'un champ magnétique (en $A \cdot tr/m$)
H_{bob}	Hauteur de la bobine, sans les becs (en m)
I	Amplitude du courant (en A)
J	Densité de courant (en A/m^2 ou A/mm^2)
J_3	Moment d'inertie du demi châssis du véhicule (en $kg \cdot m^2$)
k_{bec}	Facteur de fermeture des encoches (100%= fermeture complète)
$K_{\beta_{pr}}$	Coefficient défini par l'étendu du profilage sur la demie largeur d'un aimant
kc	Coefficient de Carter (tenant compte de l'entrefer moyen) ($kc > 1$)
$K_{dynamasse}$	Rapport de dynamique des systèmes de la suspensions
ke	Facteur de forme du flux à vide ($0 < ke \leq 1$), vaut 0.7071 dans le projet
k_{ml}	Facteur de fuite du flux à vide dans les aimants
k_{pr}	Coefficient de profilage des aimants permanents
K_{sat}	Coefficient de saturation appliqué sur le couple analytique de la machine
k_{st}, k_{stack}	Facteur de lamination ($k_{st} < 1$)
K_{trans}	Rapport entre le courant d'induction crête transitoire et le courant nominal
k_w	Coefficient de bobinage ($0 < k_w \leq 1$)
$L, longueur$	Profondeur du circuit magnétique (en m)
l_m	Épaisseur des aimants permanents (en m)
L_p	Inductance propre (en H)
L_s, L_{sync}	Inductance synchrone (en H)
m_a	Rapport de modulation efficace sur l'onduleur (%)
m	Nombre de phases du moteur
M_{bat}	Masse de la batterie (en kg)
M_{gen}	Masse de la génératrice (en kg)

$M_{véhicule}$	Masse du véhicule sans passagers (en kg)
M_{tot}	Masse totale du véhicule incluant ses passagers (en kg)
M_3	Masse du demi châssis du véhicule
$M_{châssis}$	Masse du châssis du véhicule
n	Nombre d'encoches total dans le moteur
$n_{cond, tr}$	Nombre de spires
N_{spp}	Nombre d'encoches par paire de pôles par phase
η	Symbole du rendement
θ_{mag}	Angle d'occupation des aimants (en rad)
θ_d	Angle d'occupation des dents (en rad)
θ_e	Angle d'occupation des encoches (en rad)
Ω_s	Vitesse angulaire mesurée en rotation par minute (RPM)
p	Nombre de paires de pôles
ρ	Résistivité électrique (en Ωm)
R	Résistance (en Ω)
\mathcal{R}	Réductance, équivalente à l'inverse de l'inductance ($1/L_{ind}$)
R_s, R_{cu}	Résistance de phase (en Ω)
S_{cu}	Section de cuivre totale dans la machine (en m^2)
τ	Symbole général pour les contraintes en cisaillement (en MPa)
τ_s	Pas d'encoche (distance circonférentielle dans l'entrefer, en m)
τ_p	Pas polaire (distance circonférentielle dans l'entrefer entre les aimants, en m)
μ	Perméabilité magnétique (en $T \cdot m / A \cdot tr$)
U	Amplitude de la tension (en V)
V_s	Tension d'alimentation de la machine (en V)
W_{bat}	Capacité de stockage énergétique de la batterie (en Wh)
$w_{es_}$	espace entre les becs (en m)
w_{st}	Largeur des dents du stator (en m)

Note : Les symboles n'étant pas présentés dans cette liste figurent près des équations où ils sont utilisés

CHAPITRE 1. INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 CONTEXTE ET BÉNÉFICES DE LA RECHERCHE

La motorisation efficace d'un véhicule est la clé de la réduction de sa consommation. Cette consommation des moyens de transport étant au cœur du problème énergétique mondial [1], il est plus que temps de développer des solutions et de former de l'expertise autour de celle-ci. Actuellement, plusieurs recherches ont été effectuées sur divers systèmes de traction alternatifs à celui du traditionnel moteur à combustion couplé à une boîte d'engrenage [2, 3]. De plus, plusieurs expérimentations et recherches ont démontré que la traction directe aux roues d'un véhicule permet d'atteindre le plus haut niveau d'efficacité, tant au niveau du régime permanent que lors des accélérations et des freinages [4].

En fait, la traction directe utilisant des moteurs-roues permet une récupération de l'énergie au freinage d'une efficacité encore inégalée par tous les véhicules possédant un moteur de traction central [5]. En plus, il s'agit du moyen le plus efficace pour assurer une faible consommation de carburant en fonctionnement série sans couplage parallèle par un boîtier d'engrenage. Les systèmes de traction de type série permettent de jouir d'une simplicité d'intégration et de contrôle en plus d'une meilleure maniabilité des points d'opérations du moteur thermique. L'utilisation de la traction directe a également comme avantage de limiter l'usure des freins mécaniques et de permettre une gestion indépendante du couple à chacune des roues. Enfin, les moteurs-roues assurent une plus grande garde au sol et un centre de gravité très bas.

1.2 PROBLÉMATIQUE DU PROJET DE RECHERCHE

Bien que les systèmes de traction à moteurs-roues à couplage direct et à alimentation sinusoïdale soient parfaitement adaptés pour les utilisations urbaines, interurbaines et hors route [6, 7], leur commercialisation reste encore embryonnaire. Plusieurs enjeux expliquent cette situation, dont le coût relativement élevé lié au nombre et au volume des machines et des

convertisseurs nécessaires pour effectuer le travail, la masse non suspendue affectant la tenue de route du véhicule et les risques d'implanter du matériel de haute technologie dans une zone aussi exposée. La problématique à résoudre consiste donc à établir les spécifications d'un groupe de traction série à moteur-roue pour une application hors route définie, concevoir sa stratégie de gestion et de contrôle puis optimiser la machine électrique avant d'en faire la réalisation.

1.2.1 Enjeux liés au dimensionnement du système

Les stratégies de minimisation de la masse des éléments du système de traction à moteurs-roues par l'optimisation de la puissance massique impliquent des compétences multidisciplinaires permettant d'avoir un regard étendu sur l'ensemble des considérations liées au choix et au dimensionnement du système. Par exemple, l'efficacité d'un système de traction peut s'appuyer sur le surdimensionnement de ses éléments de puissance (moteur, onduleur, batterie, générateur) et à leurs méthodes de contrôle. D'un autre côté, ce surdimensionnement conduit à plus de masse du système, ce qui affecte le comportement routier du véhicule ainsi que les accélérations et les freinages. De plus, le prix attribuable à chacun de ces composants est souvent lié à leur masse. Une élaboration complète du cahier des charges est incontournable pour définir les limites de l'optimisation et les critères de performances minimaux à atteindre.

Le dimensionnement adéquat de ces machines permet de limiter leur saturation qui a pour sa part des effets néfastes sur leur couple maximal et sur leur rendement, alors que l'amélioration des matériaux et la densité du bobinage permettent une réduction du volume et de la masse de la machine.

La présente étude s'intéresse à une conception intégrée du système visant à minimiser la masse de la batterie pour en diminuer le coût et le poids et assurer l'autonomie du véhicule par une génératrice au biocarburant. En contrepartie, les composants du système de traction doivent bénéficier d'une alimentation de puissance suffisante pour éviter la chute des performances du véhicule. C'est spécifiquement cette densité de puissance des éléments de stockage d'énergie qui implique d'aborder le dimensionnement des composants du bus d'alimentation en courant continu (CC), leur méthode de contrôle, leur influence sur le contrôle de la machine de traction

et la gestion du stockage d'énergie à l'égard de l'utilisation du groupe électrogène auxiliaire (génératrice).

En somme, le processus de dimensionnement et d'optimisation des éléments d'un système de traction à moteur-roue utilisé dans un véhicule tout-terrain (VTT) est développé dans ce mémoire. L'accent est principalement mis sur la machine électrique de traction et son contrôle. L'ensemble des méthodes de réalisation du moteur-roue ainsi que les montages et les procédures de tests employés pour valider ses paramètres sont aussi mis en oeuvre. Les risques des travaux liés à la haute tension et l'aspect pluridisciplinaire du problème de dimensionnement impliquent de s'étendre sur les éléments de sécurité du système et sur la gestion des composants de puissance du bus CC.

1.2.2 Considérations particulières pour les véhicules tout-terrain

1.2.2.1 Pièces de transmission et d'accouplement flexible

Les systèmes de traction conventionnels dans les véhicules tout-terrain à quatre roues motrices offrent une faible efficacité de manière globale. À elle seule, une transmission semi-automatique retranchera 8 à 10% de la puissance délivrée aux roues [8].

La plupart des systèmes hors route ont également un angle élevé des joints homocinétiques liés à l'importante garde au sol nécessaire, ce qui ne contribue en fait qu'à environ 0.5% des pertes [9]. Ainsi, une solution de motorisation utilisant un moteur à couplage direct déporté avec un arbre et des joints homocinétiques n'implique pas d'augmentation significative des pertes, mais diminuera notablement la garde au sol. De plus, les bris de soufflet de cardan sont liés à 80% des cas de maintenance de cet accouplement. De plus, ces composants de protection en caoutchouc sont particulièrement exposés dans les conditions hors routes.

En somme, c'est près de 11% de la puissance délivrée par le moteur qui est perdue en chaleur dans le système de transmission semi-automatique. Les nouveaux véhicules tout-terrain équipés d'une transmission à rapport variable continu (CVT) peuvent faire augmenter les pertes jusqu'à 20% [10] si cette dernière est montée avec une courroie de caoutchouc. La

consommation de ces véhicules demeure tout de même respectable puisque le moteur conserve son régime de pleine efficacité sur une large plage de vitesse grâce au système CVT, mais la capacité de remorquage est souvent réduite pour éviter le glissement ou l'échauffement de la transmission. En bref, les systèmes hybrides à moteurs-roues présentent des pertes beaucoup moins élevées que celles des convertisseurs de couple mécaniques de type CVT et ils affichent une meilleure capacité de remorquage, une meilleure garde au sol et permettent une diminution de la fréquence d'entretien.

1.2.2.2 Contrôle et antidérapage

Le type d'accouplement mécanique sur les quatre roues motrices d'un véhicule tout-terrain peut diminuer le rendement et limiter grandement son utilisation sur des chemins asphaltés sans usure prématurée des pneus. En effet, même avec des différentiels à glissement limités sur le train avant, le rapport fixe entre les vitesses du train avant et arrière affecte énormément l'usure des pneus sur une chaussée abrasive. Ainsi, la distribution du couple sur chaque roue ne tient pas réellement compte de la réponse de celle-ci sur la chaussée. En conséquence, l'enlèvement des véhicules est souvent lié à une perte d'adhérence sur une surface plus instable, particulièrement pour le train avant à glissement limité. Un système de traction à quatre roues motrices contrôlées indépendamment en couple avec une rétro-action sur la vitesse semble un avantage notable de la technologie à moteur-roue face aux traditionnels couplages par différentiels.

1.2.2.3 Performance et agrément de conduite

Généralement, la puissance des systèmes de traction conventionnels des véhicules tout-terrain est limitée par la cylindrée du moteur à combustion qui les propulse. Ainsi, les accélérations sont bruyantes et se limitent à la capacité de la cylindrée du moteur à combustion. Pour améliorer les performances, les fabricants augmentent les cylindrées, ce qui a pour effet d'augmenter la pollution sonore et la consommation en régime ralenti. Malgré la faible densité de stockage d'énergie des batteries versus un simple réservoir de combustible, la motorisation électrique possède une grande densité de puissance, ce qui ne requiert qu'une faible puissance

du moteur à combustion auxiliaire pour prolonger l'autonomie d'un véhicule hybride série. Le couple de démarrage des machines électriques fournit également des accélérations importantes.

1.2.2.4 Groupe électrogène amovible et versatile

Une conception modulaire et amovible du groupe électrogène rendrait possible l'alimentation d'installations et d'équipements où l'électricité est inaccessible. Dans le cas où le véhicule demeure stationnaire et connecté à sa génératrice, le stockage d'énergie par batterie sur le véhicule électrique peut alimenter les installations sans systématiquement nécessiter le fonctionnement du groupe électrogène. D'un autre côté, le véhicule possède toujours une autonomie suffisante pour réaliser des travaux en forêt si la génératrice demeure connectée aux installations stationnaires. L'investissement supplémentaire lié à la topologie hybride série implantée dans un véhicule hors route peut ainsi se justifier par la possibilité d'alimenter en électricité des installations forestières difficiles d'accès [11].

1.3 OBJECTIFS GÉNÉRAUX DU PROJET DE RECHERCHE

L'objectif principal du projet est de dimensionner, optimiser et réaliser les différents composants d'un système de traction hybride série à moteurs-roues destinés à un véhicule tout-terrain tout en maximisant sa puissance massique. Le système en entier est modélisé en incluant les modèles dynamiques du véhicule et les résultats de simulation du modèle global sont utilisés pour dimensionner le système de traction et évaluer son fonctionnement et la stratégie de contrôle de ses éléments de puissance. La validation des aspects théoriques est effectuée par des expérimentations sur un banc d'essai statique constitué d'un prototype de moteur-roue électrique développé, de son convertisseur triphasé [12] et de son contrôleur.

1.4 TOPOLOGIE DU SYSTEME DE TRACTION CONSIDÉRÉ

La Figure 1.1 présente la topologie choisie pour le système de traction étudié. Le système est constitué de 4 moteurs-roues et de leur alimentation (onduleur), d'une génératrice au biocarburant, d'un dissipateur thermique, d'un chargeur de batterie, d'un système de sécurité et de protection humaine et matérielle et d'un système de contrôle et de commande. Le boîtier central appelé « DC BUS & MAIN CONTACTOR » fait le lien et gère la sécurité entre les différentes sections du système. La batterie y est connectée ainsi que l'ensemble des onduleurs de moteurs

implantés dans chacune des roues. Le chargeur électrique est quant à lui branché sur un boîtier inscrit « POWER SELECTOR & BREAKER » permettant de coupler soit l'apport de puissance du réseau lorsque le véhicule est stationné ou celui de la génératrice embarquée lorsque le véhicule est en fonction. Un dissipateur thermique (constitué d'un hacheur et d'une résistance thermique) est aussi prévu pour limiter les surcharges du bus CC en freinage et assurer sa protection. La Figure 1.2 présente pour sa part le diagramme général de branchement des différents composants du système de traction considéré.

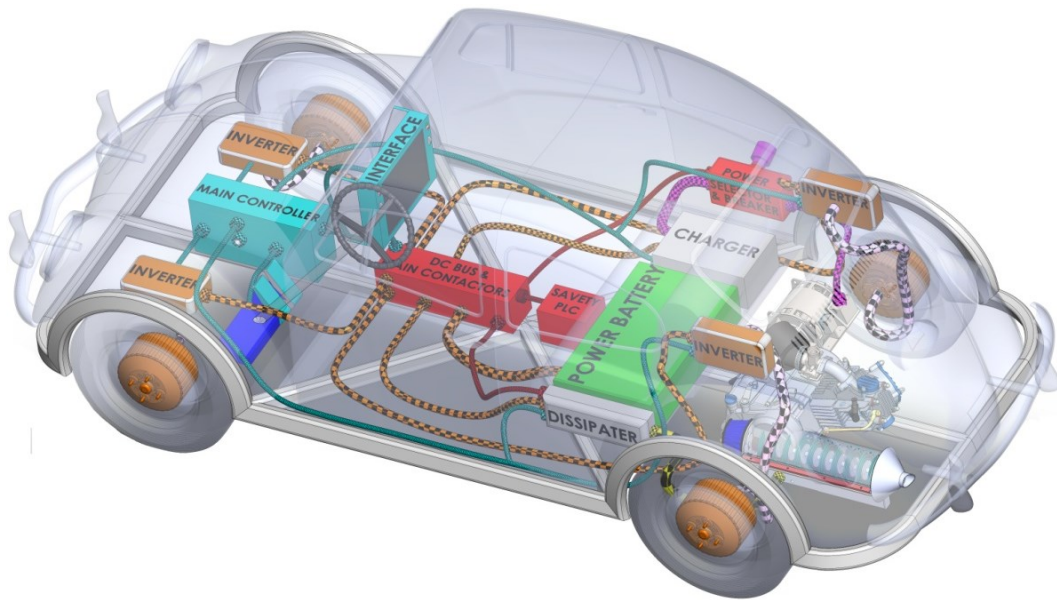


Figure 1.1 : Structure du système de traction à moteur-roue choisi

Les éléments actifs du système de sécurité qui sont intégrés au circuit présenté à la Figure 1.2 sont :

- a) Le module « DC Disconnectors » branché sur la batterie servant à sectionner le circuit et le réamorcer. Sa structure est déterminée dans le chapitre 5;
- b) Les modules « DC Disconnectors » placés sur l'alimentation des onduleurs servant à couper les sections à problème du système;
- c) Le composant « Heater » ou dissipateur thermique utilisé pour dissiper les charges résiduelles sur le bus CC lors de l'arrêt du système tout comme les surcharges en freinage;

- d) Le module « POWER selector, Breaker & disconnecter » est utilisé pour sélectionner et couper l'alimentation du système de recharge pour la protection matérielle, en cas de trop forts courants, et humaine en cas de faute d'isolation.

Notons que la gestion de l'instrumentation à l'égard de la détection des fautes du système est décrite dans le Chapitre 5. Les différents scénarios de transfert de puissance sont illustrés dans la section 2.4.4.

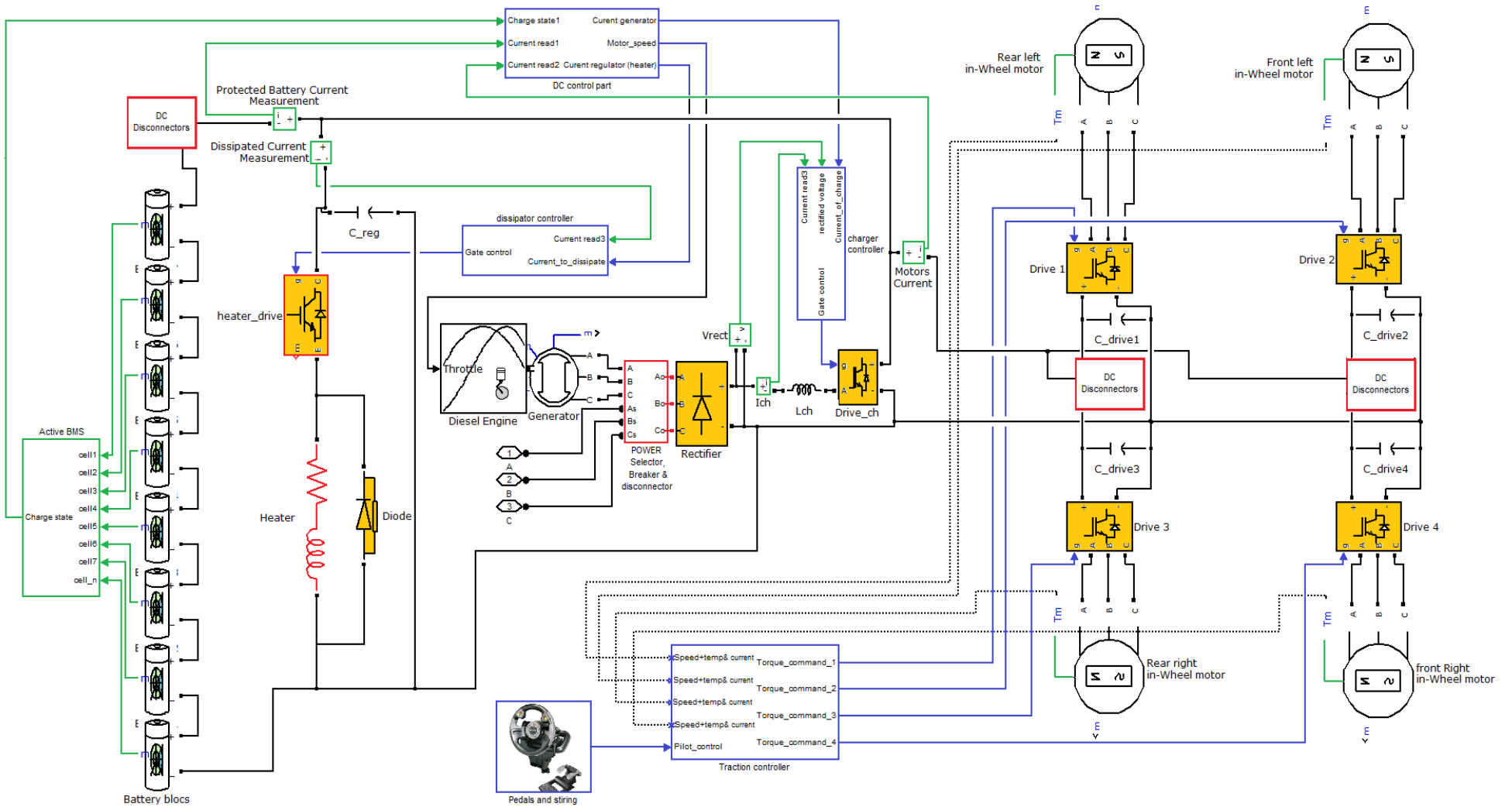


Figure 1.2 : Diagramme de câblage général du système de traction considéré

1.5 REVUE DE LITTÉRATURE

L'étude de la littérature a permis de constater que quelques auteurs se sont penchés sur la conception et la gestion des systèmes de traction hybride à moteurs-roues, mais leur démarche n'est pas toujours intégrée en un processus global de dimensionnement et d'optimisation. Dans cette section, nous allons effectuer une étude critique des principaux ouvrages qui ont suscité un intérêt particulier pour notre projet.

Il est important de noter que le projet de réalisation dans son ensemble a été effectué en collaboration avec une équipe d'étudiants impliqués assurant, entre autres, une partie de la réalisation des plans électriques. Ces travaux furent effectués sous la supervision du professeur Ahmed Chebak et de moi-même. Ainsi, quelques rapports internes sont cités dans le présent ouvrage pour désigner les travaux connexes ayant été réalisés simultanément à cette recherche.

1.5.1 Dimensionnement des machines synchrones à pôles lisses pour la traction électrique

Dans leurs ouvrages [13] [14], les auteurs Livia Éric Radorozandry et José Roberto Figueroa Barnirer présentent l'ensemble du processus de modélisation et d'optimisation d'une multitude de topologies de machines synchrones à aimants permanents utilisées pour la traction électrique d'un véhicule. Le travail effectué est important puisqu'il couple l'ensemble des modèles analytiques de dimensionnement du système. Cette partie de leurs réalisations a orienté notre travail de recherche sur la modélisation thermique mise en application sur les régimes transitoires. La caractérisation du cahier des charges est également très avancée puisqu'elle simule une trajectoire typique du véhicule en tentant d'optimiser son rendement global d'utilisation. La caractérisation théorique est bien présentée, mais aucune réalisation physique ne figure dans les travaux effectués. Dans le cadre du projet actuel, ces ouvrages peuvent être utilisés pour déterminer les paramètres d'optimisation, le lien entre les différents modèles analytiques de conception et la méthodologie de validation. La mise en équation de la géométrie du circuit magnétique tout comme celle des paramètres du modèle électrique peut également se baser sur leurs travaux.

Stephan Meier [15] traite de la loi de commande avec défluxage (sous-excitation) dans le processus de dimensionnement d'une machine de traction. Il présente également d'une manière

plus précise les différents paramètres de dimensionnement nécessaires pour le processus d'optimisation (densités de flux typiques dans les différentes sections de la machine par exemple). Un travail important a été réalisé pour démontrer l'effet du facteur de bobinage à l'égard de la plage d'opération de la machine. La mise en équations est également bien présentée, mais seulement pour une machine à rotor interne. La description de l'optimisation géométrique est par contre insuffisante; cependant, les équations de dimensionnement électriques et magnétiques peuvent être utilisées pour établir la formulation de notre modèle de dimensionnement dans le cas d'une machine à rotor externe.

Dans sa thèse de doctorat [1], Freddy Magnussen traite largement du sujet des véhicules électriques et hybrides. En somme, il présente le dimensionnement et le prototypage de deux machines électriques à aimants permanents destinées pour un nouveau système de traction hybride appelé «Transducteur à quatre quadrants». Le modèle de pertes des machines est bien élaboré et le contenu harmonique de la force magnétomotrice (FMM) liée aux différents types de bobinages, dont le type concentrique utilisé dans notre conception, est aussi présenté. L'auteur met aussi en évidence l'effet de ces harmoniques sur les ondulations du couple et les ondulations de la densité de flux au rotor. La description du contenu harmonique de la FMM et ses implications au niveau des densités de flux au rotor pourraient nous permettre de modéliser adéquatement les pertes au rotor, autant au niveau des aimants permanents qu'au niveau de la culasse d'acier. Une partie portant sur le dimensionnement mécanique (contraintes mécaniques et thermiques) et traitant de la durée de vie d'une machine est aussi présentée dans cette thèse. L'auteur présente aussi plusieurs articles qu'il a publiés, dont un article portant sur la modélisation des pertes et un autre article traitant des pertes liées au courant alternatif dans les fils de cuivre. De plus, il s'agit du seul auteur qui fait mention de la réalisation d'une machine à bobinage concentrique à dents faites d'acier à grains orientés que nous considérons aussi dans notre travail de recherche.

Enfin, Dr Pierre Couture [16] doit être cité pour le temps qu'il nous a accordé pour expliquer l'ensemble de son œuvre portant sur le développement de la technologie des moteurs-roues et dont les résultats sont actuellement exploités au Québec par l'entreprise TM4

(entreprise attachée à Hydro-Québec). Sa démonstration faite à l'égard des performances associées à la densité du bobinage a suffi pour qu'une attention particulière soit portée aux méthodes de bobinage employées, ce qui a permis de faire avancer les principes de production de notre prototype. Son inspiration touche également le principe général du système de traction employant un stockage minimal d'énergie et une génératrice embarquée. L'utilisation d'un écrêteur dans notre projet n'aurait pas été envisagée sans la lecture des travaux du Dr Couture où il suggère également d'ajouter un onduleur sur l'alternateur pour augmenter l'efficacité du contrôle et être en mesure d'utiliser la machine électrique comme démarreur. Sa conception de la machine de traction intègre aussi un onduleur pour réduire les pertes liées aux courants réactifs circulant entre l'onduleur et la machine. Ces recommandations n'ont pas été suivies par souci de simplicité de conception du prototype. En ce qui a trait à la stratégie de contrôle, les recommandations de M. Couture sont d'éviter la zone de fonctionnement en régime sous-excité. Cette plage de fonctionnement n'est effectivement pas avantageuse pour une machine qui priorise le couple massique et dont le flux à vide dépasse le flux de réaction d'induit. La zone de fonctionnement sous-excité a néanmoins été caractérisée dans le chapitre 4 du présent mémoire. M. Couture suggérait fortement d'intégrer deux encodeurs interprétés en redondance, ce qui n'a pas été fait pour le présent prototype. Après avoir connu des difficultés de réalisation du contrôle de la machine, l'absence de fiabilité sur l'encodeur est critiquée dans la section portant sur les recommandations de la présente recherche. Enfin, la topologie mécanique d'une machine radiale intégrant un frein à tambour a été adoptée telle que suggérée par Dr Couture.

1.5.2 Contrôle vectoriel des machines

Deux importantes références ont principalement inspiré la stratégie d'implantation du contrôle vectoriel de la machine synchrone développé dans notre mémoire. La première référence est un livre dans lequel les auteurs Guy Sturtzer et Eddie Smigiel [17] traitent de l'élaboration de la loi de commande et des types d'asservissement pour un contrôleur bien déterminé avec une boucle de contrôle sur le courant et la position. Différentes stratégies de contrôle sont présentées et le découplage mathématique des axes « d » et « q » est aussi élaboré. La stratégie de contrôle sélectionnée pour tester la machine dans notre travail est inspirée en majorité de cet ouvrage.

Au niveau de la deuxième référence, Jean-Paul Louis et Claude Bergmann [18] traitent de plusieurs techniques et stratégies de contrôle et d'asservissement pour différents moteurs triphasés synchrones et asynchrones. De plus, ils traitent des convertisseurs statiques triphasés, ce qui est assez utile pour le dimensionnement de l'onduleur et de sa commande dans le cadre du présent projet.

Enfin, l'utilisation d'un modèle interne pour assurer le découplage des axes est une idée inspirée des notes des cours « Asservissements Linéaires » et « Commande industrielle » produites par le professeur Jean-Sébastien Deschênes de l'UQAR.

1.5.3 Dimensionnement et gestion des systèmes de traction à moteurs-roues

Plusieurs références ont été publiées portant sur le dimensionnement et la gestion des systèmes de traction à moteurs-roues. Dans la référence [19], l'auteur Dong Hwan Choi a bien défini le cahier de charge et les modes de gestion adaptative à l'utilisation du système. Le traitement des pointes en puissance maximales par un banc de supercondensateurs est une idée assez originale, mais le rendement des convertisseurs statiques n'a pas été mis en évidence. De plus, le processus de dimensionnement des machines de traction n'a pas été démontré ni la démarche de conception et de réalisation de ces machines.

Sergey Edward Lyshevski [20] présente une stratégie de gestion centrale d'un système de traction utilisant une alimentation cogénérative diesel-électrique. L'article présente aussi un schéma de gestion de l'énergie. Le fait qu'il soit adapté pour une utilisation à quatre moteurs-roues le rend également très intéressant. Par contre, la configuration des moteurs-roues utilisée est différente de celle abordée dans le présent mémoire. Il s'agit d'une machine à flux axial à doubles rotors à aimants permanents avec un stator sans acier. Sa configuration à grand nombre de pôles implique l'utilisation d'une alimentation à haute fréquence tel qu'envisagé dans le présent projet.

Rongrong Wang [21] traite pour sa part du dimensionnement et de l'utilisation d'un véhicule tout-terrain, du même format que le véhicule étudié dans le cadre de ce mémoire, qui est aussi équipé de 4 moteurs-roues. L'ensemble des spécifications y est décrit, passant par le

dimensionnement de la batterie (100% électrique) et les performances du moteur-roue utilisé. Ces caractéristiques seront très utiles pour comparer les spécifications obtenues à celles du moteur-roue issu du processus d'optimisation développé dans le cadre de ce travail. Une description des consommations selon les modes d'utilisation est aussi démontrée, ce qui offre une source de validation du modèle implanté en simulation.

Enfin, le travail présenté par Lorenzo Rambaladi dans la référence [5] est ultimement ce qui devrait être réalisé expérimentalement pour caractériser correctement les performances d'un système de traction à moteurs-roues. L'utilisation d'un banc dynamométrique équipé d'une soufflerie, le tout étant entièrement instrumenté et affiché sur le logiciel LabVIEW, permet de démontrer correctement les caractéristiques réelles de fonctionnement. La description des cycles de charge, des cycles d'utilisation, les résultats des performances et de rendement obtenus sont très intéressants. Il est à noter qu'ils n'obtiennent que 38% de régénération de l'énergie en situation réelle; c'est-à-dire en considérant les pertes au niveau de la bande de roulements, du vent et des composants de puissance. Il est évident que le temps de réalisation d'un tel laboratoire (banc d'essai) dépasse de loin l'échéancier limité d'une recherche à la maîtrise. Ainsi, seule une partie de ces travaux pourront s'en inspirer. Le choix d'un contrôleur de type CompactRIO de la compagnie National Instrument, programmé dans l'environnement « LabVIEW Real Time & FPGA project » pour effectuer le contrôle de notre système de traction, a essentiellement été inspiré par cet article.

1.5.4 Sujets particuliers

D'autres références ont également inspiré la recherche effectuée dans ce mémoire. Par contre, leur intérêt se concrétise sur des sujets plus spécifiques. Comme chaque chapitre de ce mémoire traite d'une partie spécifique du système de traction, les références bibliographiques relatives aux sujets traités sont mentionnées au fur et à mesure.

1.6 MÉTHODOLOGIE ET ORGANISATION DU MÉMOIRE

Le dimensionnement d'un système de traction hybride série à moteurs-roues destiné à un véhicule tout-terrain est le cœur de ce mémoire. L'évaluation des performances requises d'une machine à bobinage concentrique à double couche à grand nombre de pôles est étudiée sur le

plan de sa capacité de traction et de son couple massique ainsi que son efficacité pour une charge typique.

Pour y arriver, les spécifications des éléments du système de traction du véhicule (masses, puissances et efficacité) doivent d'abord être dressées par le cahier des charges présenté au chapitre 2. Celui-ci est principalement basé sur la réalisation de simulations sur des modèles mécaniques du système de traction et du système de suspension du véhicule. Une fois en connaissance des dimensions et masses optimales des composants du système de traction et du choix de la tension de l'alimentation et sa puissance, le processus de dimensionnement et d'optimisation de la machine synchrone est effectué.

Un modèle analytique décrivant le comportement d'un circuit magnétique non saturé à une dimension [22] est utilisé pour évaluer les performances de la machine (couple, masse totale, pertes, efficacité, etc.) ainsi que ses spécifications électriques (nombre de spires, tension induite, résistance, inductance, etc.). L'ensemble de ses paramètres est validé par une méthode d'éléments finis avant et durant le processus d'optimisation de la machine. Ainsi, des facteurs de correction sont ajoutés et ajustés dans le modèle analytique dans le but de considérer les effets de la saturation localisée et de la réaction d'induit. La fonction objective servant à optimiser le couple massique de la machine de traction est présentée afin de mieux comprendre où et comment intervient le modèle analytique.

La stratégie de contrôle vectoriel est analysée et implantée dans un simulateur pour optimiser la plage d'opération de la machine [17]. L'implantation sur un contrôleur de type FPGA est aussi effectuée et présentée dans le 4^{ème} chapitre. Cette stratégie permet ensuite de qualifier les spécifications électriques de la machine synchrone qui seront dès lors implantées dans le processus de conception par optimisation.

Comme un système de traction hybride à moteurs-roues comporte également un ensemble de composants à concevoir, puis à gérer pour contrôler la puissance et l'énergie disponible sur le bus CC, il sera question de conception de ces éléments et de développement d'algorithmes permettant leur gestion dans le chapitre 5. Ainsi, l'interaction entre le fonctionnement de la

génératrice, couplée au chargeur électrique (redresseur et hacheur survolteur) [23] , celui du dissipateur thermique [24], ainsi que celui de la batterie et de ses modes de gestion sera mise en relief dans ce chapitre.

La réalisation du prototype de moteur-roue synchrone à aimants permanents à rotor externe et le relevé de sa caractérisation à vide et en charge statique sont effectués dans le chapitre 6. Une analyse budgétaire et technique est aussi dressée pour évaluer la faisabilité d'une telle machine à plus grande échelle.

Enfin, la conclusion générale de ce mémoire dresse une analyse critique sur le travail accompli et met en relief l'ensemble des recommandations à considérer pour la suite du projet. Notons que l'annexe, comportant trois sections, présente les plans mécaniques principaux du prototype de moteur-roue, les principales sections du programme de contrôle implanté et le schéma de simulation du système intégré.

1.7 HYPOTHÈSES GÉNÉRALES DU PROJET

1.7.1 Justification du projet

La motivation de cette recherche se base sur l'estimation d'un meilleur rendement énergétique du système de traction hybride série à moteurs-roues versus l'ensemble des systèmes hybrides existant utilisant des moteurs centraux avec couplage sur un boîtier d'engrenage, et ce pour tous les modes d'utilisation possibles. Donc, la suite logique à donner à ce travail de recherche est de démontrer que techniquement l'hybride série à moteurs-roues peut surpasser les autres systèmes. Le système devrait alors faire la preuve de sa meilleure efficacité pour accélérer une charge mécanique comme pour la ralentir en récupérant l'énergie cinétique.

Malgré les pertes plus importantes dans les transmissions de type CVT, ces systèmes arrivent à optimiser le point d'opération du moteur à combustion de sorte que sa pointe d'efficacité soit atteinte le plus souvent possible. Ainsi, le rendement global de la chaîne de traction s'en voit grandement amélioré [25]. Le rendement de la conversion mécanique-électrique-mécanique, en mode hybride série, doit être comparée à celui de la transmission

CVT, puisqu'il offrira les mêmes avantages au niveau de l'atteinte des pointes d'efficacité sur le générateur. La description des échanges de puissance considérés sur la chaîne de traction est définie dans la section 2.4.4.

Les capacités de chargement des systèmes CVT sont par contre relativement faibles. Il est donc convenu qu'aucun compromis ne doit être fait quant aux performances et à l'agrément de conduite du véhicule, qui doivent égaler ou surpasser les systèmes à moteurs centraux avec couplage sur un boîtier d'engrenage. Par performances, il est question de couple et de puissance délivrés définissant ainsi sa capacité à accélérer comme sa capacité de freinage régénératif. L'agrément de conduite touche également la question de tenue de route et de manœuvrabilité. Ainsi, les effets de la masse non suspendue doivent être démystifiés [26] et des solutions seront exposées.

1.7.2 Limites du projet

Comme l'objectif principal est d'effectuer le dimensionnement des composants de base d'un système de traction hybride série à moteurs-roues, il est convenu que les composants essentiels à dimensionner sont :

- Le moteur-roue de type synchrone à aimants permanents à rotor externe dont le bobinage est concentrique et à double couche.
- L'onduleur [12] alimenté par une modulation sinusoïdale de largeurs d'impulsions (MLI) pour un moteur synchrone à aimants permanents à fréquence élevée.
- La batterie et la gestion de son état de charge. Bien que certaines recherches ont été investiguées à l'égard du système de balancement interne de la batterie [27, 28], seulement les requêtes à l'égard de la masse, puissance et efficacité de la batterie sont traitées.
- La génératrice (puissance crête et moyenne), son convertisseur et son algorithme de gestion [23]. Aucune réalisation n'est prévue bien qu'un avancement important ait été réalisé au niveau de la conception de son chargeur-convertisseur (redresseur- survolteur) embarqué pour coupler l'alternateur.

- L'écrêteur (dissipateur thermique), utilisé pour dissiper les excédants de puissance au freinage, ainsi que son contrôle [29]. La réalisation physique se limite à certains tests sur le fonctionnement de son contrôle en laboratoire.

La validation des spécifications électriques de la machine électrique pourra s'effectuer par un ensemble de tests sur le bobinage, avant même d'être connectée au convertisseur de puissance (onduleur). La caractérisation de la courbe d'efficacité réelle en mode électrique n'est pas démontrée à cause de l'étendue du projet de réalisation. Les essais avec le convertisseur et le contrôleur se limiteront à la caractérisation du comportement du couple à rotor bloqué. En ce qui a trait au mode de fonctionnement hybride, les résultats de simulation du modèle de la génératrice et de sa gestion pourront permettre d'en évaluer les grandes lignes (consommation et autonomie estimée).

Le prochain chapitre a pour objectif d'établir les bornes d'optimisation et les contraintes de conception pour le moteur et les éléments du système de traction auquel il est rattaché.

CHAPITRE 2. ÉTABLISSEMENT DU CAHIER DES CHARGES

2.1 INTRODUCTION

Ce chapitre porte sur le développement du cahier des charges qui a pour but d'élaborer les proportions de la masse du véhicule et de la masse non suspendue en fonction de la puissance. Le chapitre vise également à déterminer le rendement des composants du système de traction considéré au point de fonctionnement nominal pour être en mesure de dépasser le seuil de 40 % de réutilisation de l'énergie de freinage. En régime permanent, ce système de traction ne doit en aucun temps descendre sous les 90% d'efficacité réalisée déjà par les systèmes à moteurs centraux.

La puissance moyenne au point nominal et les puissances crêtes des régimes transitoires sollicitées sur le bus CC seront également déterminées. Le choix du type de la batterie et de sa capacité doit répondre aux critères d'autonomie et de puissance désirés. Ces caractéristiques serviront également à estimer la masse ainsi que la puissance de la génératrice.

La robustesse de la structure mécanique du système de motorisation du véhicule (moteur-roue, support, essieu, suspension, etc.) apparaît sans doute comme un autre critère important à considérer pour éviter un endommagement permanent si le moteur est malmené. L'évaluation de la rigidité de la structure mécanique permet en outre de minimiser l'entrefer du moteur sans risquer de l'endommager. Une minimisation de l'entrefer implique des gains significatifs de performances sans impact sur la masse de la machine. L'évaluation des contraintes liées aux charges dynamiques est donc l'un des mandats de ce chapitre. En somme, deux modèles mécaniques seront élaborés dans ce chapitre : l'un pour connaître le couple crête et le couple nominal du moteur, l'autre pour déterminer l'effet de la masse non suspendue d'une suspension passive sur l'adhérence des pneus à la chaussée ainsi que les charges dynamiques engendrées par une utilisation intense. Une surévaluation du besoin énergétique impliquerait un gain de la masse du véhicule qui limiterait fortement les efforts d'augmenter le rapport puissance versus poids. Les caractéristiques des composants de stockage, de génération ou de distribution de la

puissance consommée ou produite par les machines de traction seront également déterminées dans le cahier de charge. Les critères de dimensionnement de la batterie, de la génératrice et de l'écrêteur (dissipateur thermique) sont aussi spécifiés. Notons qu'une publication parue en octobre 2015 résume l'essentiel du présent chapitre[30].

2.2 MISE EN CONTEXTE

La première étape pour établir le cahier des charges consiste à déterminer la configuration du véhicule puis ses spécifications en termes de performances, de robustesse, d'efficacité, de volume, de masse et de prix. À ce stade, il n'est donc pas utile de connaître les propriétés mécaniques, électriques ou magnétiques des matériaux. Il ne suffit que de caractériser le contexte d'utilisation du système de traction afin d'en extraire les contraintes de dimensionnement et les paramètres d'optimisation.

D'une part, une attention doit particulièrement être portée à l'égard de la masse non suspendue. D'autre part, la masse à l'intérieur des jantes est directement reliée au couple délivré par le moteur-roue. Un dimensionnement insuffisant des machines de traction engendrerait une réduction de l'efficacité de fonctionnement. Ainsi, la détermination adéquate des critères de performances et l'optimisation du dimensionnement des composants du système de traction pour les atteindre semblent les principaux éléments du travail.

Les problèmes liés à des masses non suspendues trop importantes ne sont pas méconnus. Depuis longtemps, les fabricants tentent de réduire cette masse dite nuisible pour améliorer la tenue de route de leurs véhicules en utilisant, par exemple, des tables de suspension et des jantes en aluminium. Récemment, l'entreprise « Protean electric », commercialisant un système de traction à moteurs-roues, s'est intéressée à implanter son prototype sur une voiture *Ford* [26] et les conclusions sont les suivantes : la dégradation du comportement routier est principalement sentie au niveau du tangage et de la perception des ondes de choc de faible et de grandes amplitudes. Ce sont ces deux éléments qui seront observés par l'un des modèles mécaniques développés dans le mémoire. Le modèle dynamique d'accélération du véhicule [1] permet pour sa part d'établir les critères de performance de la machine électrique.

La masse de la génératrice et des batteries est non négligeable, c'est pourquoi leur dimensionnement doit être inclus dans le modèle dynamique. Dans le cadre d'une utilisation sur un véhicule hors route, une étude comparable a déjà été élaborée dans la référence [21] avec un bilan de réutilisation moyenne de l'énergie de freinage d'environ 25% de rendement.

Pour améliorer ce bilan dans notre cas, il est question d'augmenter l'efficacité de tous les composants interagissant dans le système de traction. L'augmentation de la tension d'alimentation semble une solution évidente pour limiter les pertes par conduction dans les convertisseurs. La diminution du courant dans le bus CC limite également les effets néfastes des inductances parasites dans la commutation des transistors. Aussi, les diodes de roue libre jouissent d'un temps de recouvrement plus faible lorsqu'elles sont attaquées par une tension inverse plus grande [31]. L'utilisation d'un mode de gestion actif dans le balancement des cellules de la batterie plutôt qu'opter pour une solution dissipative est une autre technique à envisager. Enfin, un dimensionnement des convertisseurs légèrement supérieur aux besoins réels des machines électriques permet d'augmenter leur rendement sur l'ensemble de leur plage d'utilisation.

2.3 MÉTHODOLOGIE DE DIMENSIONNEMENT DU SYSTÈME DE TRACTION

La démarche de dimensionnement du système de traction et de distribution de la masse au niveau du véhicule est complexe puisqu'elle est responsable de l'atteinte des objectifs en termes de performances, d'efficacité et d'autonomie. La Figure 2.1 présente une démarche globale de dimensionnement qui intègre des simulations mécaniques et l'optimisation de la machine. Notons que la démarche intégrée proposée structure les différentes sections de ce chapitre d'établissement du cahier des charges en traitant chacune des 13 premières étapes.

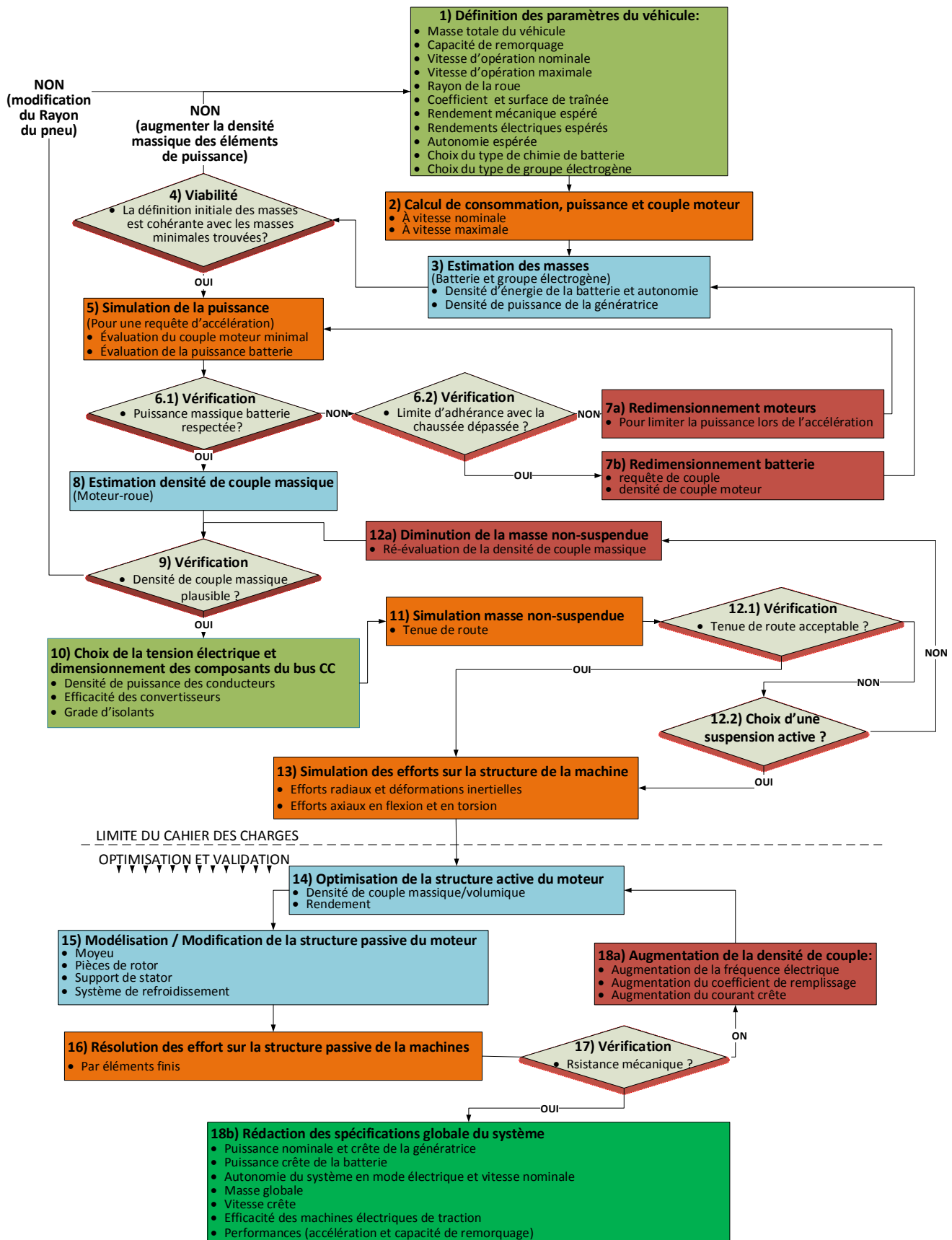


Figure 2.1 : Démarche de conception intégrée du système de traction

La première étape est celle où le format et la structure du véhicule sont choisis. Quelques caractéristiques sont intégrées telles que l'autonomie désirée, la vitesse pouvant être atteinte, les performances en termes d'accélération désirée, de rendement mécanique et de rendements électriques souhaités des différents composants du système de traction. À cet effet, le rendement espéré en régime crête peut être exprimé en fonction de celui du régime nominal, ce qui permettra de mieux définir la puissance maximale tirée sur l'alimentation électrique, en l'occurrence la batterie et la génératrice. À cet égard, l'équation (Éq.2-6) définit la dégradation du rendement en fonction du couple sollicité par rapport au couple nominal.

Une première estimation de la masse totale du véhicule incluant celle de la motorisation dans les roues est également énoncée à l'étape 1) pour évaluer la consommation et les performances en termes d'accélération. Enfin, le choix du type de groupe électrogène (génératrice embarquée) et celui du type de chimie de la batterie sont définis en fonction de ce qui est priorisé dans la conception. Le groupe électrogène est l'élément clé pour augmenter significativement l'autonomie du véhicule sans en affecter la masse ni le coût. L'orientation du choix de la batterie pour sa part dépendra de l'autonomie désirée en mode électrique. La batterie est de type puissance à grand nombre de cycles pour une faible autonomie. Dans ces conditions, une attention particulière devra être portée à l'égard de la résistance interne de la batterie, étant donné la faible capacité de celle-ci, qui influe sur la chute de tension à puissance maximale.

La seconde étape constitue une caractérisation de la consommation du véhicule (en puissance) à sa vitesse nominale et à sa vitesse maximale. La puissance nécessaire caractérisera non seulement le point d'opération des moteurs devant afficher la meilleure efficacité, mais également la puissance devant être tirée de la génératrice et la capacité des batteries (en kWh) pouvant livrer l'autonomie désirée. Le modèle dynamique évaluant le couple électromagnétique nécessaire pour mouvoir le véhicule avec les performances désirées tient compte à la fois de la gravité, de l'inertie et des différentes frictions. Le modèle fournira les données indispensables à la fixation du cahier des charges en termes de

couple, de vitesse, de puissance et d'accélération. La Figure 2.2, présente ce modèle. Bien que l'inertie ne soit pas indiquée dans cette illustration, elle est tenue en compte dans l'équation (Éq.2-1). La consommation du véhicule à une vitesse donnée permettra ensuite de dimensionner la batterie pour l'autonomie en mode électrique et la génératrice (groupe électrogène) pour prolonger cette autonomie.

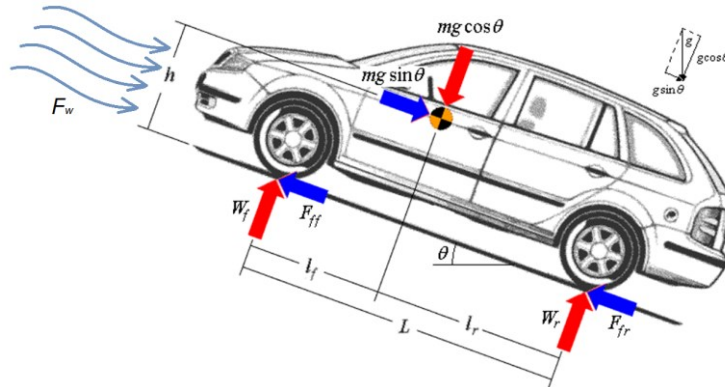


Figure 2.2 : Modèle dynamique d'un véhicule

Le couple électromagnétique à fournir est donc donné (en Nm) par :

$$T_m = \frac{1}{nb_m} \left(J_{wheels} \cdot \dot{\omega} + \frac{D_{roue}}{2} \cdot \left(m \cdot \dot{v} + m \cdot g \cdot \sin(\theta) + \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot c_x \cdot v^2 \cdot S \right) \right) \cdot \frac{1}{\eta_{meca}} \quad (\text{Éq.2-1})$$

Où :

- J_{wheel} est le moment d'inertie des roues (en $kg \cdot m^2$);
- $\dot{\omega}$ est l'accélération angulaire des roues (en rad/s^2);
- D_{roue} est le diamètre extérieur de la roue (en m);
- m est la masse du véhicule (en kg);
- nb_m est le nombre de moteurs-roues;
- \dot{v} est l'accélération du véhicule (en m/s^2) et « v » est sa vitesse (en m/s);
- θ est l'angle de la pente (en rad);
- ρ est la densité massique de l'air (en kg/m^3);
- S est la surface normale équivalente faisant face au vent (en m^2);
- c_x est le coefficient de traînée du véhicule (typiquement entre 1 et 0.25);
- η_{meca} est le rendement mécanique considérant le frottement de la bande de roulement.

Les forces de friction contre la chaussée F_{ff} et F_{fr} illustrées sur la Figure 2.2 ne représentent pas les pertes mécaniques. Elles permettent plutôt de déterminer la limite d'adhérence de la bande de roulement pour fournir une force de propulsion sans dérapage.

$$F_{ff} = \frac{a}{a+b} \cdot m \cdot g \cdot \cos\theta \cdot \mu_s \quad (\text{Éq.2-2})$$

$$F_{fr} = \frac{b}{a+b} \cdot m \cdot g \cdot \cos\theta \cdot \mu_s \quad (\text{Éq.2-3})$$

Où :

a est la distance entre le centre de masse et l'essieu arrière $a=l_r$ (en m);

b est la distance entre le centre de masse et l'essieu avant $b=l_f$ (en m);

μ_s est le coefficient de friction statique entre la bande de roulement et la chaussée.

Le coefficient μ_s dépend des conditions de la chaussée et la rigidité du matériel composant la semelle des pneus. Il peut être évalué à 0.9 pour des conditions optimales d'accélération. La friction mécanique pour sa part est prise en compte par l'efficacité mécanique globale « η_{meca} », c'est-à-dire celle des roulements et de la bande de roulement des pneus. Notons qu'une transmission de puissance à moteur central devrait compter la chute de couple liée à la transmission mécanique dans les bains d'huile. La limite du couple moteur est donc définie (en Nm) par le diamètre de la bande de roulement « D_{roue} » et la friction :

$$T_{em_{max}} = \max \left[\frac{D_{roue} \cdot F_{ff}}{2 \cdot \eta_{meca}}, \frac{D_{roue} \cdot F_{fr}}{2 \cdot \eta_{meca}} \right] \quad (\text{Éq.2-4})$$

La troisième étape vise à calculer la masse du groupe électrogène en fonction de sa densité de puissance massique espérée et celle de la batterie selon sa densité d'énergie massique. Ces masses établissent déjà des valeurs seuil pour juger de la viabilité des paramètres initialement établis.

La quatrième étape vise à dresser une description de chacune des masses respectives pour tous les composants et les passagers sur le châssis du véhicule et observer la différence avec la définition initiale de la masse totale. Cette marge entre les deux définit la masse attribuable au groupe de propulsion, aux tables de suspension, aux jantes et aux pneus. La définition globale du concept de traction doit être revue si les masses ne sont pas cohérentes en augmentant la masse totale du véhicule ou en augmentant la densité de puissance et d'énergie respectivement du groupe électrogène et de la batterie.

La cinquième étape est la requête de performances du véhicule. La définition est faite telle que le véhicule soit capable de faire 0-100 km/h en un temps prédéfini (de 3,5 s à 10 s). La puissance maximale tirée sur l'alimentation est d'abord trouvée par une première simulation considérant un couple machine constant sans égard à la densité de puissance massique.

La sixième étape prévoit la vérification du respect de la puissance massique de la batterie et dans le cas d'un dépassement des spécifications de la chimie, l'adhérence au sol est vérifiée. Un couple machine trop important ne permettra pas de rencontrer les spécifications d'accélération puisque le véhicule serait en continuels dérapage.

La septième étape prévoit deux choix possibles pour éviter la surconsommation ponctuelle relative à la masse de la batterie. La première solution prévoit l'augmentation du couple des moteurs et la seconde réside dans l'augmentation de la masse de stockage. La limitation en puissance de machines surdimensionnées est une stratégie permettant de bénéficier du maximum de puissance des batteries sur une plus large plage de vitesse. En atteignant cette puissance plus rapidement, l'accélération sera plus intense au démarrage, puis diminuera ensuite. Ainsi, le critère de performance de l'accélération globale 0-100 km/h sera respecté sans en affecter le dimensionnement des éléments du bus CC. Comme l'adhérence limite cette stratégie, elle est d'abord vérifiée. Il est à noter qu'une autre limitation se trouve au niveau de la masse non suspendue et qui aura un impact sur la tenue de route.

La huitième étape de la démarche de conception intégrée illustrée à la Figure 2.1 consiste à évaluer la densité de couple massique fournie par les moteurs en considérant l'ensemble des éléments dans la roue.

La neuvième étape vérifie si la densité de couple massique trouvée à l'étape 8) est plausible. Une limitation de 20 Nm/kg en régime crête est fixée pour le présent prototype. Il s'agit d'une valeur experte s'inspirant de travaux antérieurs [16]. Si la densité de couple est

impossible, le rayon externe de la roue doit être revu à la baisse pour augmenter la force de traction et la vitesse mécanique angulaire de la machine.

La dixième étape consiste à déterminer la tension d'alimentation (tension CC) du système en fonction du rendement espéré sur les convertisseurs, le calibre des conducteurs et le grade d'isolants électriques nécessaires. L'étape définit enfin le dimensionnement des transistors et de la résistance électrique du dissipateur thermique.

L'étape onze vise à simuler le bond que fera le véhicule sur une protubérance de la chaussée et d'évaluer la distance nécessaire pour qu'il retrouve sa pleine adhérence. Les explications de la simulation se basant sur un demi-pont de véhicule sont déployées dans la section 2.11 (Simulation et dimensionnement de la suspension (étape 11)). La minimisation de la masse des moteurs est une solution envisageable si la densité de couple massique crête peut encore être augmentée sous la limitation établie à l'étape 9). Sinon, l'étape 12.2) suggère également d'utiliser une suspension active comme solution efficace pour limiter tout effet de la masse non suspendue sur l'adhérence du véhicule.

Enfin, l'étape 13) vise à interpréter le modèle dynamique de suspension pour en faire ressortir les efforts radiaux maximums sur la structure passive du moteur. Il est à noter qu'une suspension active changerait les chocs pour des efforts inertiels imposés par le moteur linéaire de la suspension, ce qui implique une modélisation du système asservi. Le présent travail ne traite pas de ce type de système. Cette étape assure également l'évaluation des efforts axiaux et celle de l'intensité des accélérations verticales de la masse non suspendue.

La définition des spécifications des composants du système de traction issus du cahier des charges se limite à l'étape 13). Les étapes subséquentes seront en partie traitées dans le chapitre 3) qui se penche sur l'optimisation de la machine de traction. Bien que le dimensionnement mécanique de la structure passive de la machine est implicite à son processus itératif d'optimisation, tel que montré aux étapes 15) et 16) de la Figure 2.1, ce sujet n'est pas traité dans le présent mémoire.

2.4 HYPOTHÈSES DE DIMENSIONNEMENT DU VÉHICULE (ÉTAPE 1)

Dans cette section, il est question de détailler la première étape de la démarche de conception intégrée. La définition des paramètres estimés du véhicule considéré est résumée dans le Tableau 2.1. Quelques considérations permettent de comprendre les choix imposés dans ce tableau.

Le véhicule sélectionné vise la participation à des courses hors piste. Une image typique du véhicule envisagé est présentée ci-dessous dans la Figure 2.3 (Image : Devkotlan Photography). La structure de ces engins est habituellement constituée de tubulures en acier chromoly, ce qui l'allège énormément. Comme aucune zone de déformation du châssis n'est alors prévue, le port du casque est obligatoire. Sur l'illustration, on peut observer l'importance de la garde au sol aidée par un grand diamètre de pneus. Un des avantages majeurs de la motorisation série par moteurs-roues est la limitation des contraintes de torsion structurale liée au couple moteur habituellement rencontré avec des moteurs centraux. Ainsi, la structure du châssis peut être moins rigide, donc plus légère, pour répondre au même cahier des charges.

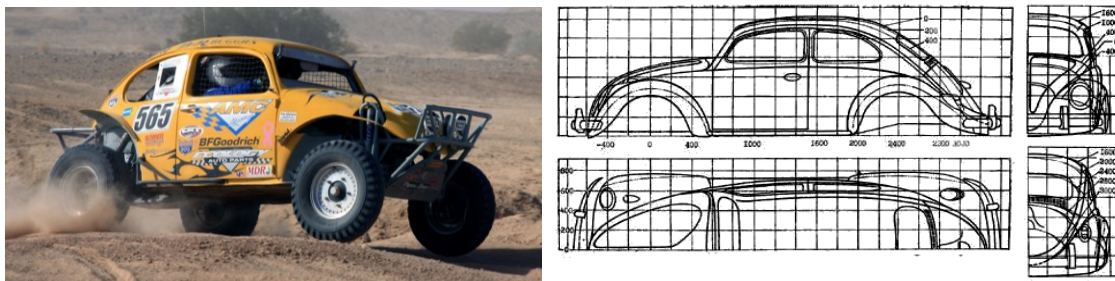


Figure 2.3 : Sélection du type de véhicule : Volkswagen Beetle 1960 [32]

2.4.1 Vitesses d'opération et autonomie en mode électrique

Tout d'abord, l'ensemble de traction considéré pourrait aussi servir à un VTT monoplace utilisé dans des sentiers dont la vitesse prescrite a été révisée à 50 km/h au Québec. Néanmoins, en France, les quads peuvent encore circuler jusqu'à 90 km/h. Ainsi, la crête d'efficacité (rendement) de la machine devrait tourner autour de cette vitesse. C'est à cette vitesse que le véhicule devrait atteindre sa pleine autonomie en mode électrique, fixée à 40 km.

Par contre, l'objectif ici est de créer un véhicule de performance tout-terrain pouvant rivaliser avec les véhicules de compétition sur circuits hors pistes. Ainsi la vitesse crête est fixée à un minimum de 120 km/h. La garde au sol sous l'extrémité des tables de suspension est fixée à 10 po (254 mm). Ainsi, considérant la hauteur du moyeu, le diamètre de la bande de roulement des pneus fera environ 24po ($D_{roue} = 600$ mm). Une remarque doit être portée à l'égard de la Figure 2.3 du fait que les ailes originales du véhicule tracent un diamètre intérieur de près de 800 mm, ce qui dégage amplement le diamètre de la bande de roulement. Il n'existe pas de limite ensuite pour l'augmentation de la garde au sol puisque la motorisation est assurée par des moteurs-roues.

2.4.2 Choix du type d'alimentation

Pour le véhicule considéré, il est prévu de consommer du biocarburant fait à partir de matières recyclées pour alimenter le groupe électrogène (génératrice). Il faut donc prévoir l'utilisation d'un moteur diesel puisque son haut taux de compression et son injection directe facilite la conversion à presque tous les types de déchets [33] (gaz de synthèse [34], biodiesel, huile de pyrolyse des déchets plastiques [35] ou de la biomasse [36], méthane issu de la biométhanisation [37], etc.). Par contre, un turbocompresseur ou un superchargeur devrait être intégré pour améliorer son rendement et sa puissance massique. La génératrice est couplée à la batterie directement sur son chargeur en passant par un sélecteur gérant l'entrée de puissance, provenant soit du réseau électrique (borne de recharge), soit de la génératrice. La densité de puissance espérée du groupe électrogène est donnée dans le Tableau 2.1. La chimie de batterie sélectionnée est le Lithium Oxyde de Titanate (LiTO) qui est aussi appelé « Li-Titanate ». Ses densités de puissance et d'énergie se basent sur la technologie d'Altairnano [38], [39].

2.4.3 Définition de la masse, de la traînée et capacité de chargement du véhicule

Considérant le choix des composants, c'est-à-dire une génératrice à faible densité de puissance et une batterie à faible densité d'énergie, il serait préférable de surévaluer la masse du véhicule pour les simulations. Ainsi, bien que la structure du châssis soit prévue d'être réalisée en acier chromoly, la masse totale est d'abord fixée à 850 kg pour le

véhicule et ses deux passagers de 75 kg chacun. L'étape 4) de la : Démarche de conception intégrée permettra de juger de la cohérence de ce choix. La surface et le coefficient de traînée peuvent également être établis en considérant le design original de Volkswagen Beetle, un modèle qui est très bien documenté [32] :

- Coefficient de traînée : 0.48
- Largeur : 1,54 m
- Hauteur : 1,5 m
- Surface estimée = 1.8 m²

La Figure 2.4 montre le scénario d'imposition des couples maximal et nominal sur les machines de traction. La pente définit l'élévation sur le déplacement longitudinal, ce qui revient à définir la valeur de la tangente de l'angle. Le couple nominal de la machine devrait lui permettre de gravir une pente à 20% de façon continue sans échauffement à sa vitesse nominale fixée à 90 km/h. Par contre, le couple maximal devrait lui permettre de décoller le véhicule dans une pente limite évaluée à 37% [40]. Dans ces conditions extrêmes, on demande à ce que le véhicule puisse accélérer à plus de 50 km/h en moins de 5 s. Aucun vent de face supplémentaire à la traînée naturelle du véhicule n'est considéré dans l'un ou l'autre de ces deux scénarios. Un rendement de 93% est considéré dans le couplage mécanique lié aux pertes dans les pneus et dans les roulements. Le couple nécessaire pour atteindre ces caractéristiques de vitesse et d'accélération peut être estimé par le modèle dynamique présenté à la Figure 2.2.

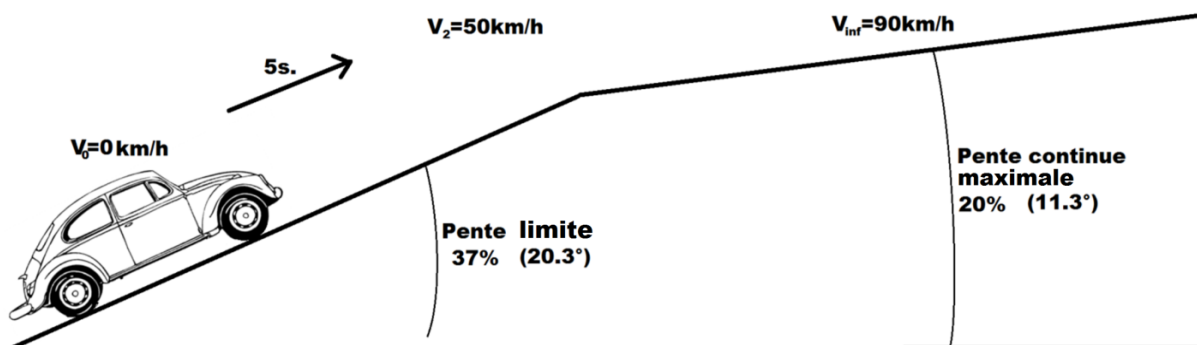


Figure 2.4 : Scénario de pentes maximales

2.4.4 Rendements et performances du système

Les modes de transfert d'énergie dans le système de traction hybride série à moteur-roue sont décrits par la prochaine illustration (cf. Figure 2.5). Les hypothèses de rendements, fixées comme des contraintes de dimensionnement du système, seront décrites dans chacun des cas. Ces exigences sont nécessaires pour établir la consommation du système de traction sur le bus CC afin d'en évaluer l'autonomie. Pour simplifier les schémas, seulement un groupe de traction à deux moteurs-roues est illustré dans la figure ci-dessous, mais il est supposé que le véhicule choisi en possède quatre.

Le mode de fonctionnement hybride permet d'abord de fixer les spécifications de rendement espérées sur la chaîne de traction et sur le moteur-roue. En effet, pour rivaliser contre les systèmes à transmission mécanique, l'efficacité voulue du système de traction en mode hybride série, avant les pertes mécaniques, est fixée à 89% au point nominal de fonctionnement. Considérant un couplage mécanique direct et sans pertes entre le moteur à combustion et l'alternateur du groupe électrogène, un rendement de 96% sur l'alternateur (génératrice), une efficacité de 98% sur le survolteur et un rendement de 98% dans les convertisseurs triphasés (onduleurs), le moteur-roue ne pourra perdre plus de 3.5% de sa puissance d'alimentation (efficacité supérieure à 96.5%) pour respecter la contrainte d'efficacité de la transmission de puissance.

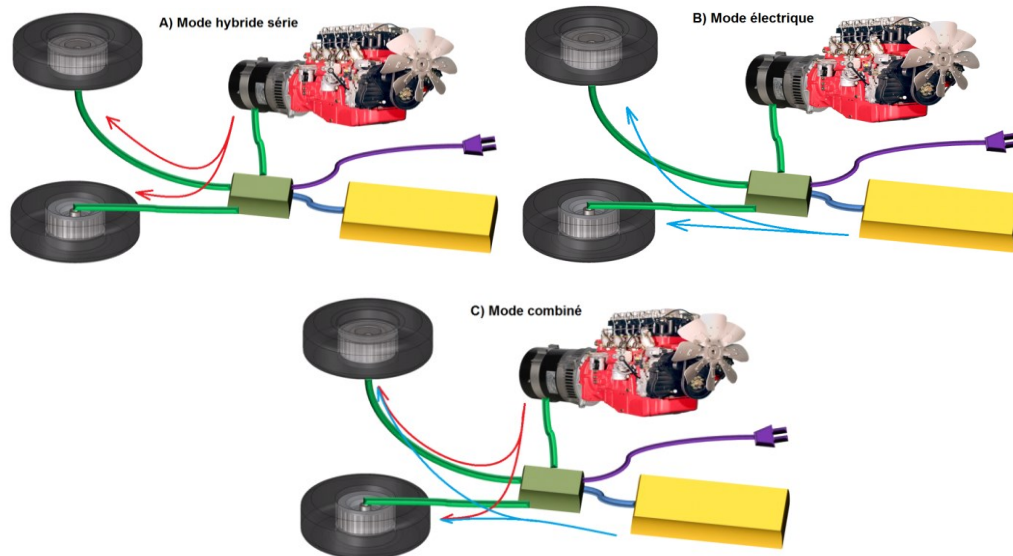


Figure 2.5 : Fonctionnement du système de traction en A) mode hybride, B) mode électrique et C) mode hybride électrique

En se basant sur les discussions de la section 1.7.1, le rendement effectif du mode hybride (mode A) devrait se trouver près de 89% en moyenne sur la transmission de puissance aux roues. En considérant l'efficacité des pneus à 93%, ce rendement chute à 82.7%. La chaîne de traction idéale dans ce cas pour atteindre cet objectif est donnée par la Figure 2.6. Le moteur à combustion a pour sa part une consommation estimée à 0.28 litre par kilowatt-heure, ce qui est une consommation typique pour les moteurs des génératrices de cette puissance. L'accouplement entre le moteur à combustion et la génératrice est direct, ce qui représente une chute de puissance négligeable.

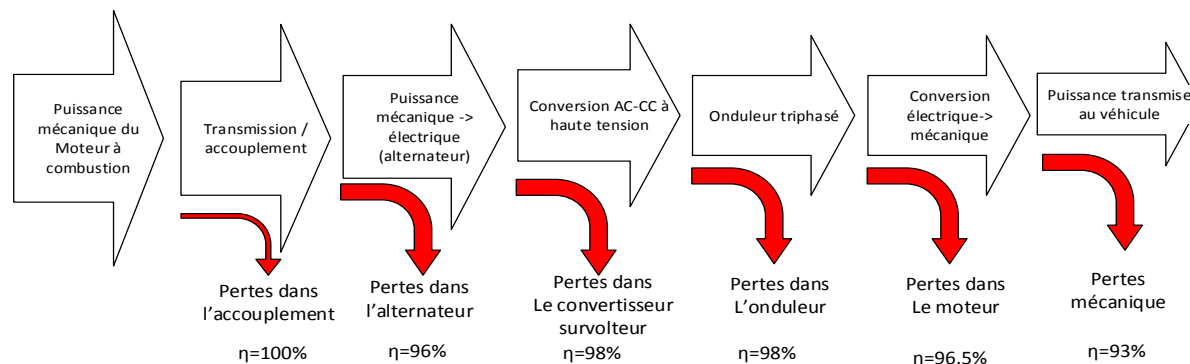


Figure 2.6 : Rendements espérés de la chaîne de traction idéale pour le fonctionnement hybride

Pour le mode B, c'est-à-dire le fonctionnement en mode purement électrique, le rendement a été en majeure partie imposé par les données de la Figure 2.6 à l'exception du rendement dans la batterie. Celle-ci peut facilement afficher une efficacité autour de 98,5%, une valeur qui sera validée ensuite dans ce chapitre. Ainsi, la chaîne de traction du mode électrique peut être illustrée par celle de la Figure 2.7.

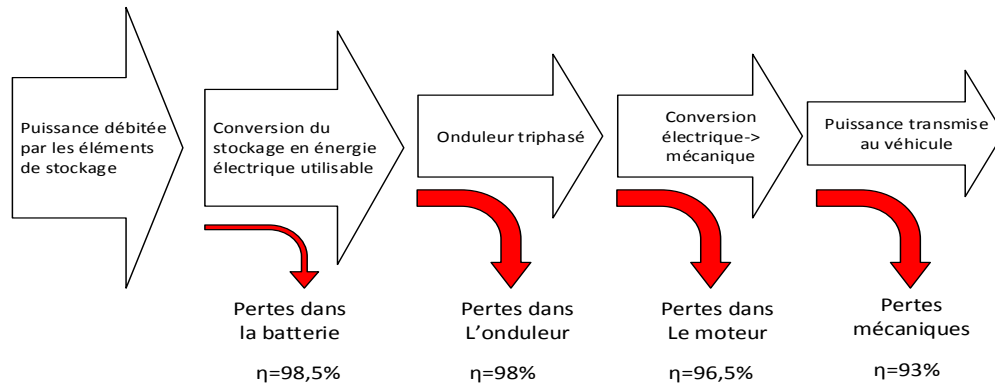


Figure 2.7 : Rendements espérés de la chaîne de traction idéale pour le fonctionnement en mode électrique

L'efficacité en mode purement électrique devrait frôler les 93% avant la considération des pertes des pneus contre la chaussée. Avec ces dernières, le rendement chute à 86.5%.

Ces considérations impliquent l'utilisation de batterie de puissance puisque la faible capacité liée aux limitations de la masse aura pour tendance à faire augmenter sa résistance interne et faire chuter son rendement. Les batteries LTO (lithium titanate oxyde) sont prévues à la conception. Les avancées de la batterie à doubles électrodes de carbone (dual carbon lithium battery) seront à envisager aussitôt commercialisées pour accroître l'autonomie en mode électrique ou réduire la masse du véhicule.

Le mode de freinage régénératif repassera par cette même chaîne de traction, mais le rendement mécanique de la bande de roulement devra être considéré pour faire le bilan de recouvrement. Le schéma de freinage régénératif devient celui de la Figure 2.8. En réalité, la plage d'opération de la machine électrique joue énormément sur son rendement. Ainsi, il faudrait imposer un rendement global espéré pour l'utilisation de la machine sur une

accélération et un freinage complets. Une simulation du modèle analytique de la machine de traction sur l'ensemble de sa plage de fonctionnement en freinage est nécessaire pour évaluer ce rendement moyen. Le rendement global est suggéré ici à 92% sur les machines de traction. Le schéma simplificateur suivant permet d'espérer un recouvrement de l'énergie à 64%.

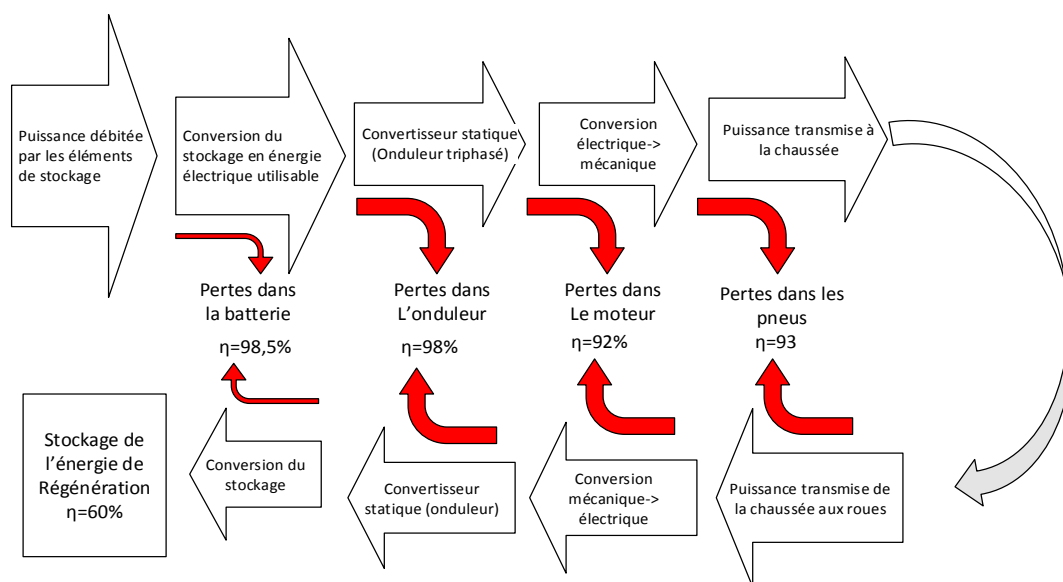


Figure 2.8 : Rendements espérés de la chaîne de traction idéale pour la régénération

Enfin, le mode de traction effectif lors d'une demande maximale de puissance, en l'occurrence le pire cas d'efficacité du système, doit également être évalué suite aux simulations de couple maximal pour connaître la consommation de puissance réelle sur la batterie déterminée à l'étape 6.1) de la démarche de dimensionnement intégrée. En effet, l'augmentation drastique des densités de courant augmente significativement les pertes par conduction dans les machines électriques (alternateur et moteurs-roues), les convertisseurs statiques et la batterie de puissance.

La puissance maximale est également atteinte dans le cas d'une accélération intense fixée par le cahier de charge. Le concept se voit imposer d'atteindre les 100 km/h à partir de l'arrêt complet en moins de 5 secondes comme critère minimal de performances. Les deux chaînes de traction, avec alimentation en énergie électrique et thermique, doivent être

prises indépendamment pour analyser les pertes liées à chaque partie du système. Le rendement de chaque section dépendra d'un facteur de dégradation appliqué au rapport entre la puissance maximale et la puissance nominale. Comme ce rapport n'est pas connu pour le moment, les rendements ne sont pas inscrits sur la figure suivante. Ils seront évalués par la suite dans le chapitre à la Figure 2.12.

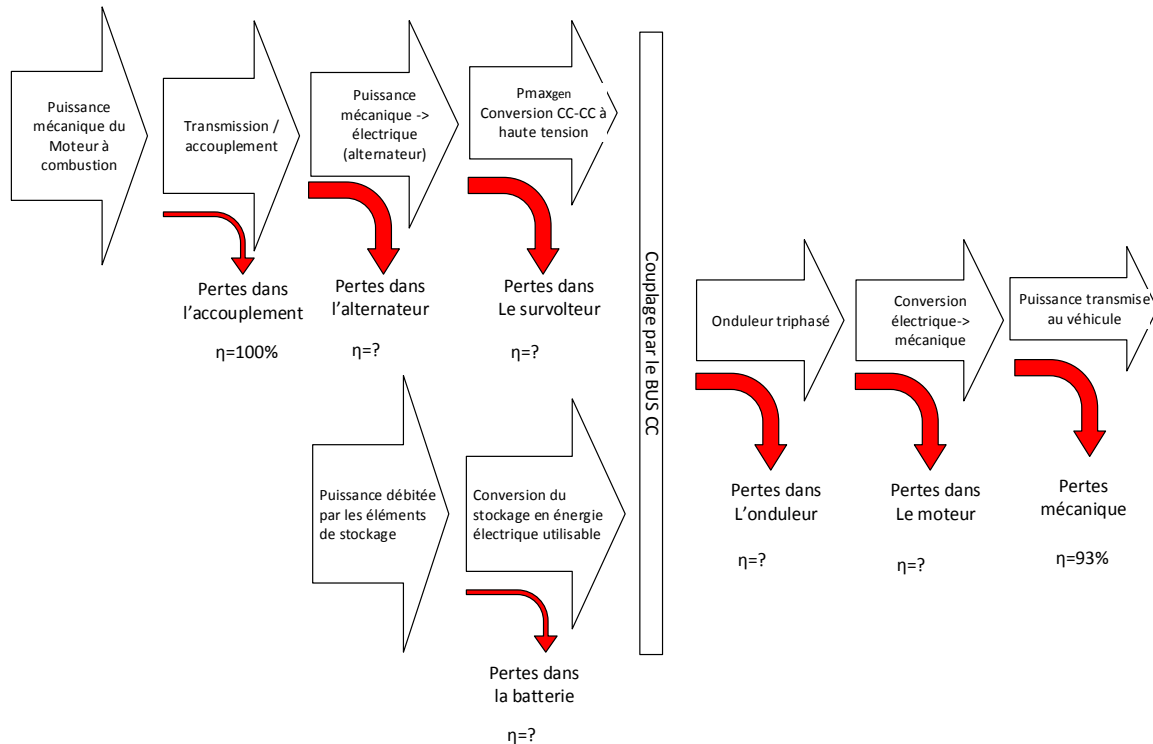


Figure 2.9 : Rendements à déterminer de la chaîne de traction à puissance maximale

2.4.4.1 Comportement du rendement des moteurs à puissance maximale

Le rendement des machines électriques peut être mis en relation avec le rapport entre leur point d'opération nominal et leur régime crête avec un facteur de dégradation « $K_{degradation_{moteur}}$ ». Il n'y a en fait que les pertes par hystérésis dans les machines qui ne varient pas directement au carré de l'induction (cf. section 3.7.1). Ainsi, il serait assez juste de supposer $K_{degradation} = 1$ pour la considération des pertes fer. Cette hypothèse est d'ailleurs pessimiste puisque le flux résultant dans la machine, formé par l'interaction entre

le flux à vide et celui issu du courant induit, ne double pas pour une réaction d'induit deux fois plus forte.

Par contre, le comportement en saturation de la machine de traction est encore méconnu, mais il est nécessaire d'approximer la consommation excédentaire liée à la déviation de son comportement saturé par rapport à un comportement idéal linéaire. Cette déviation ou chute de couple appelé coefficient de saturation (K_{sat}) est imposée à 7.5% par rapport au couple linéaire (analytique) à chaque fois que le couple est doublé. Ce rapport est une valeur experte déterminée depuis le pire scénario retrouvé à l'issus de simulations par calcul de champs sur quelques itérations de configuration de machines semblables. Le facteur dépend essentiellement du niveau de saturation à vide des culasses d'acier. Le facteur de puissance, étant l'image de la composition du flux en charge, est également un élément faisant varier le coefficient de saturation.

Ainsi, pour un couple théorique (linéaire) plus grand que le nominal, tel que $T_{analytique} > T_{nominal}$, le couple réel en saturation peut être exprimé comme suit :

$$T_{réel_{saturé}} = T_{analytique} \cdot \left(1 - \left(\frac{T_{analytique}}{T_{nom}} - 1 \right) \cdot K_{sat} \right) \text{ (en Nm)} \quad (\text{Éq.2-5})$$

Ainsi, les spécifications du rendement en saturation résultent de la diminution des performances liées au phénomène de saturation et à l'augmentation des pertes par conduction et des pertes fer. Le facteur empirique « $K_{dégradation_{moteur}}$ » exprimant la dégradation du rendement nominal du moteur « $\eta_{nom_{mot}}$ », impose la relation entre le courant induit et les pertes. Si les pertes sont proportionnelles à la puissance débitée, ce facteur devient nul puisqu'il n'influe pas sur le rendement. Si par contre les pertes sont proportionnelles au carré du courant induit, telles celles par conduction, le coefficient « $K_{dégradation_{moteur}}$ » devient unitaire. Ici, l'estimation de l'augmentation du courant par rapport au courant nominal est basée sur le rapport entre le couple d'opération « T_{opp} » et le couple nominal « T_{nom} », donc l'augmentation des pertes sera estimée proportionnelle au carrée à la densité de courant ($K_{dégradation_{moteur}} = 1$) :

$$\eta_{min_{moteur}} = \underbrace{\left(1 - \left(\frac{T_{opp}}{T_{nom}} - 1\right) \cdot K_{sat}\right)}_{\text{Phénomène de saturation}} \cdot \underbrace{\left(1 - \left(1 - \eta_{nom_{moteur}}\right) \cdot \left(\frac{T_{opp}}{T_{nom}}\right)^{K_{degradation_{moteur}}}\right)}_{\text{Chute du rendement par effet joule}} \cdot 100\% \quad (\text{Éq.2-6})$$

2.4.4.2 Comportement du rendement des onduleurs à puissance maximale

Dans les convertisseurs de puissance, la relation entre les pertes et le couple demandé aux machines est exprimée par la grandeur des courants triphasés. Si le temps de commutation maximal est toujours considéré pour tous les points d'opération de l'onduleur, seules les pertes par conduction, liées à la résistance interne des transistors « rc » tel qu'illustré à la Figure 2.10 [41], sont proportionnelles au carré des courants de phases et donc ont un impact sur le facteur de dégradation empirique « $K_{degradation_{ond}}$ » du rendement nominal des convertisseurs « $\eta_{nom_{ond}}$ ». Ainsi, il est nécessaire de considérer le rendement des machines de traction « η_{moteur} » dans l'estimation des courants totaux responsables de la dégradation de l'efficacité de l'onduleur. De façon générale, une caractérisation empirique ou graphique est le seul outil pouvant être utilisé à cette étape-ci.

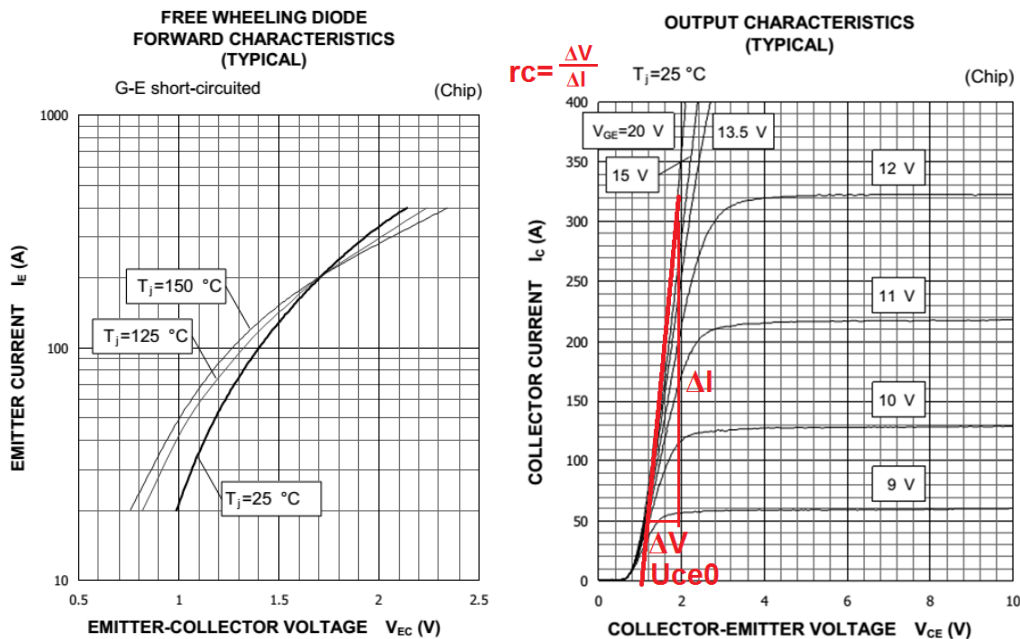


Figure 2.10 : Comportement des pertes par conduction, pour un demi-bras, dans la diode de roue libre (à gauche) et dans l'IGBT (à droite) en fonction du courant dans le collecteur [41].

$$\eta_{min_{ond}} = \left[1 - (1 - \eta_{nom_{ond}}) \cdot \left(\frac{T_{opp}}{T_{nom} \cdot \eta_{moteur}} \right)^{K_{deg_{ond}}} \right] \cdot 100\% \quad (\text{Éq.2-7})$$

Le facteur de dégradation empirique du rendement sur les onduleurs est approximé graphiquement par le rapport entre les pertes liées à son comportement résistif et celles liées à sa tension de seuil. En effet, la tension de seuil en soi n'impose pas de dégradation du rendement puisque les pertes deviennent proportionnelles au courant qui y circule. Par contre, le comportement résistif implique une augmentation quadratique des pertes en fonction du courant. Dans le cas d'un comportement de transistor de type IGBT tel que présenté à la Figure 2.10, les pertes autour du point d'opération nominal attribuables au comportement résistif sont, de façon pessimiste, estimées à la moitié de celles liées à la tension de saturation, donc : $K_{degradation_{ond}} = 0.5$. Pour un transistor de type MOSFET, le facteur de dégradation du rendement serait évalué unitaire puisque le dispositif a un comportement purement résistif en conduction.

2.4.4.3 Comportement du rendement du groupe électrogène

La dégradation du rendement du groupe électrogène est dépendante de celle du convertisseur survolteur et de celle de l'alternateur. Le comportement du convertisseur dépend des éléments qui le composent, soit une bobine de lissage, un transistor de puissance puis un redresseur à pont de diodes, dont le comportement est semblable à celui d'un transistor IGBT. Comme il est difficile de départager l'influence de chacun sur le rendement global du convertisseur, le facteur de dégradation du rendement du convertisseur statique « $K_{degradation_{conv}}$ » est, de façon pessimiste, estimé à 0.75. Pour cette dernière, l'équation (Éq.2-8) ne prévoit pas de facteur de saturation, une hypothèse valide si les conditions de saturation de la bobine ne sont pas rencontrées. Le facteur de dégradation de l'alternateur « $K_{degradation_{altern.}}$ » est dimensionné comme celui des machines de traction ($K_{degradation_{altern.}} = 1$), mais aucune saturation n'est considérée. Ainsi, le rendement corrigé du convertisseur survolteur, pour une sollicitation en puissance du bus CC « $P_{max_{cc}}$ » autour d'un point d'opération plus élevé que la puissance nominale du convertisseur équivalente à celle débitée sur le bus CC « $P_{nom_{cc}}$ », est donné par :

$$\eta_{min_{conv}} = \left[1 - (1 - \eta_{nom_{conv}}) \cdot \left(\frac{P_{max_{cc}}}{P_{nom_{cc}}} \right)^{K_{degradation_{conv}}} \right] \cdot 100\% \quad (\text{Éq.2-8})$$

Pour sa part, l'alternateur, dimensionné pour une puissance nominale débitée sur le bus CC de « $P_{nom_{cc}}$ », doit transiger plus de puissance à l'entrée du convertisseur pour compenser les pertes de ce dernier. Son rendement se calcule depuis son rendement nominal « $\eta_{nom_{altern}}$ », par:

$$\eta_{min_{altern.}} = \left[1 - (1 - \eta_{nom_{altern}}) \cdot \left(\frac{P_{max_{cc}}}{P_{nom_{cc}} \cdot \eta_{min_{conv}}} \right)^{K_{degradation_{altern}}} \right] \cdot 100\% \quad (\text{Éq.2-9})$$

Ces calculs de rendement sont utilisés dans la section 2.5.2 pour évaluer la puissance réelle de l'alternateur, celle du moteur à combustion de même celle du chargeur-survolteur, couplant le groupe électrogène au bus CC.

Les moteurs standards à quatre temps diesel turbocompressés ou superchargés ont une densité massique d'environ 0.25 kW/kg. Il est primordial de se tourner vers les moteurs à deux temps diesel superchargés à haut taux de compression si une masse aussi faible est envisagée pour le véhicule entier (700 kg). Le type de moteur présenté dans les figures ci-dessous est développé par le groupe Ecomotors [42]. Il s'agit d'un moteur à plat appelé « OPOC » qui oppose deux pistons doubles. Il permet du coup de limiter l'encombrement et la course de chaque piston tout en conservant un très haut taux de compression. L'injection faite sur le côté de la chambre induit également une turbulence naturelle qui favorise la combustion. Ainsi, en plus d'être légers et performants, ces moteurs rencontrent les normes antipollutions les plus strictes. Ce sont des moteurs beaucoup plus silencieux puisque la combustion se fait en plein cœur des chemises d'alésage au lieu d'exposer le son de la détonation aux extrémités des cylindres. De plus, les vibrations sont extrêmement réduites puisque le mouvement est entièrement compensé. Enfin, le concept du moteur à plat diminue significativement la hauteur du centre de gravité du véhicule lui permettant de rouler sur des plans inclinés sans chavirer.

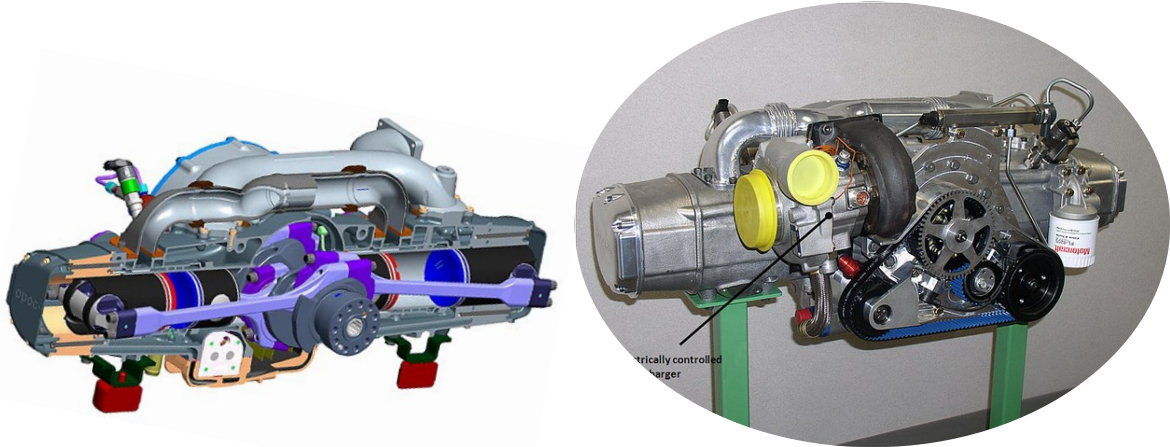


Figure 2.11 : Moteur deux temps diesel superchargé à cylindres opposés « OPOC » de l'entreprise « Ecomotors »

2.4.4.4 Comportement du rendement de la batterie à puissance maximale

La détermination du rendement dans la batterie suivra la même logique que celle du moteur puisque les pertes dans la résistance interne augmentent au carré du courant débité. Le coefficient de dégradation du rendement est fixé à 1. Par contre, les répercussions sur le courant de la batterie ne sont pas proportionnelles au couple de la machine, mais bien à la puissance tirée sur le bus CC. Le facteur de dégradation s'applique donc sur le rapport entre la puissance maximale débitée par la batterie et sa puissance nominale « P_{nom} ». La puissance maximale est déduite de la différence entre la puissance sollicitée sur le bus CC « P_{CCmax} » et celle du groupe électrogène « P_{gen} ». L'équation du rendement de la batterie devient :

$$\eta_{minimal_{bat}} = \left[1 - (1 - \eta_{nom_{bat}}) \cdot \left(\frac{P_{CCmax} - P_{gen}}{P_{nom}} \right)^{K_{deg_{bat}}} \right] \cdot 100\% \quad (\text{Éq.2-10})$$

Où :

- $\eta_{nom_{bat}}$ est le rendement du fonctionnement nominal de la batterie;
- P_{CCmax} est la puissance maximale sollicitée par le groupe de traction sur le bus CC;
- P_{gen} est l'apport de puissance sur le bus CC par le groupe électrogène;
- $K_{deg_{bat}}$ est le coefficient de dégradation du rendement selon le rapport des puissances.

2.4.5 Résumé des spécifications du véhicule

Le Tableau 2.1 dresse l'ensemble des considérations hypothétiques discutées dans l'ensemble de la section 2.4. Il est subdivisé en quatre sections, soit les données qui sont liées au choix de véhicule, à son utilisation sur un parcours typique et intensif, puis les données propres aux spécifications du groupe motopropulseur.

Tableau 2.1 : Définition des paramètres du véhicule

Paramètre	Description	Val.	Unité	
Données propres au véhicule				
$M_{véhicule}$	Masse du véhicule (châssis et essieux)	700	kg	
$M_{chargement}$	Capacité de chargement	150	kg	
$Nb_{moteurs}$	Nombre de moteurs de traction	4	-	
D_{roue}	Diamètre de la roue	0.6	m	
$Pente_{limite}$	Limite de la pente pouvant être escaladée	37	%	
S	Surface de traînée approximée	1.8	m ²	
C_x	Coefficient de traînée du véhicule	0.48	-	
$Tacc_{max}$	Temps maximal pour atteindre 100 km/h depuis l'arrêt du véhicule	5	s	
Données propres à un parcours typique				
V_{nom}	Vitesse de circulation nominale du véhicule	90	km/h	
$Pente_{nom}$	Gradient nominal de la route	2	%	
$\rho_{air_{min}}$	Densité massique minimale de l'air (air sec à 20°C)	1.2	kg/m ³	
$V_{w_{min}}$	Vitesse minimale du vent de face	20	km/h	
$Range$	Autonomie nominale du véhicule en mode électrique	40	km	
Données propres aux parcours hasardeux (deux scénarios considérés)				
V_{max}	Vitesse maximale du véhicule	90	120	km/h
$Pente_{max}$	Gradient maximal de la route	20	0	%
$\rho_{air_{max}}$	Densité massique maximale de l'air (air sec à -30°C)	1.5		kg/m ³
$V_{w_{max}}$	Vitesse maximale du vent de face	0	50	km/h
Données propres au groupe de puissance				
η_{meca}	Rendement mécanique espéré	93	%	
$\eta_{elect_{nom}}$	Rendement nominal en mode électrique (rendement mécanique inclus)	86.5	%	
$\eta_{trans_{nom}}$	Rendement de l'ensemble de la chaîne de traction hybride (rendement mécanique inclus)	82.7	%	
$K_{deg_{moteur}}$ et $K_{deg_{altern}}$	Coef. de dégradation du rendement des machines électriques	1	-	
K_{sat}	Coefficient de saturation des machines de traction	7.5	%	
$K_{deg_{bat}}$	Coef. de dégrad. du rendement de la batterie à l'égard de la puissance	0.5	-	
$K_{deg_{ond}}$	Coef. de dégradation du rendement sur l'onduleur à l'égard du couple	0.5	-	
$K_{deg_{conv}}$	Coef. de dégradation du rendement sur le convertisseur survolteur	0.75	-	
$T_{density}$	Densité maximale massique de couple des moteurs de traction	20	Nm/kg	
$P_{gen_{density}}$	Densité de puissance maximale du groupe électrogène	0.4*	kW/kg	
$P_{bat_{density}}$	Densité de puissance maximale de la batterie	0,75	kW/kg	
$Consum$	Consommation spécifique du moteur à combustion (litre par kWh)	0.28	l/kWh	
$W_{bat_{density}}$	Densité d'énergie maximale des batteries	50	Wh/kg	

*La densité de puissance « $P_{gen_{density}}$ » considère l'architecture « OPOC » de « Ecomotors ».

2.5 DÉTERMINATION DE LA CONSOMMATION EN PUISSANCE (ÉTAPE 2)

Dans cette section, des calculs analytiques et des simulations dynamiques issus du modèle mécanique du véhicule (cf. Figure 2.2) sont complétés pour déterminer la puissance requise pour mouvoir le véhicule dans différentes circonstances. Les résultats de ces calculs ou simulations sont ensuite utilisés au niveau de l'étape 3 pour déterminer la masse attribuable au stockage d'énergie puis celle liée à la génération de puissance continue et maximale du groupe électrogène.

2.5.1 Calcul de la puissance requise en régime permanent

Les paramètres du calcul visent à évaluer la consommation normale pour le véhicule circulant à vitesse nominale avec une très légère pente (2%) et un faible vent de face (20 km/h). Ainsi, les « données propres au véhicule » ainsi que les « données propres à un parcours typique » figurant dans le Tableau 2.1 sont considérées dans le calcul.

L'objectif du calcul est donc de déterminer le couple électromagnétique nécessaire pour conserver une vitesse constante en utilisant l'équation (Éq.2-1). La puissance mécanique est ensuite utilisée pour déduire la puissance tirée sur l'alimentation (électrique ou hybride) en fonction du rendement de la chaîne de traction effective.

Le Tableau 2.2 présente pour sa part les résultats de ce calcul en négligeant l'ensemble des pertes du système. La puissance mécanique est ensuite utilisée pour définir les puissances à transmettre à travers les chaînes de traction respectivement électrique et hybride. Les rendements ont été préalablement définis aux Figure 2.7 et Figure 2.9 pour ce point d'opération qui devrait afficher la pointe d'efficacité du système. Les puissances minimales tirées respectivement de la batterie et du moteur à combustion de la génératrice par le travail mécanique peuvent être calculées comme suit :

$$P_{bat_{min}} = \frac{P_{mec_{min}}}{\eta_{elect_{nom}}} \quad (\text{Éq.2-11})$$

$$P_{mot_{gen_{min}}} = \frac{P_{mec_{min}}}{\eta_{trans_{nom}}} \quad (\text{Éq.2-12})$$

Tableau 2.2 : Paramètres du point d'opération nominal : vitesse 90 km/h, pente 2%, vent de 20 km/h

Nom du paramètre	Description	Valeur	Unité
Résultats du calcul pour un modèle idéal			
T_{min}	Couple minimal à chacune des 4 roues pour maintenir la vitesse à 90 km/h	58	Nm
$P_{mec_{min}}$	Puissance mécanique minimale pour maintenir la vitesse à 90 km/h	19	kW
Résultats de simulation en considérant le rendement des chaînes de traction			
η_{Tires}	Rendement considéré pour la friction dans le pneu	93	%
Tem_{min}	Couple électromagnétique minimal pour maintenir la vitesse à 90 km/h	62.3	Nm
$P_{cc_{nom}}$	Puis. sollicitée par le bus CC pour alimenter le groupe de traction (moteur-onduleur)	21.7	kW
$\eta_{elect_{nom}}$	Rendement de la chaîne de traction électrique pour ce point d'opération (avec pneu)	86.6	%
$\eta_{trans_{nom}}$	Rendement de la chaîne de traction hybride série à ce point d'opération (avec pneu)	81.8	%
$P_{motgen_{min}}$	Puissance du moteur à combustion pour fournir le bus CC en mode hybride à 90 km/h	23.2	kW
$\acute{e}conomie$	Économie de carburant du véhicule (en l/100km) considérant 0.28 l/kWh	7.2	$l/_{100km}$
$P_{bat_{min}}$	Puissance min. de la batterie pour fournir le bus CC en mode électrique à 90 km/h	22	kW
W_{bat}	*Capacité de la batterie à l'égard de l'autonomie « Range » désirée	9.8	kWh

*L'énergie consommée sur la distance d'autonomie en mode électrique prescrite par le cahier des charges servira ensuite à dimensionner le stockage. Son calcul, donné en kilo Watt-heure (kWh), est donné par l'équation (Éq.2-13)

$$W_{bat} = P_{bat_{min}} \cdot \frac{Range}{v_{nom}} = 22kW \cdot \frac{40km}{90km/h} = 9.8 kWh \quad (\text{Éq.2-13})$$

La consommation réelle sera plus faible que celle indiquée au Tableau 2.2 puisqu'une pente minimale a été considérée ainsi qu'un vent de face. Ainsi, dans les conditions optimales (sans pente ni vent de face), la consommation minimale est évaluée à 4.0 $l/_{100km}$ et une autonomie en mode électrique estimée à un peu plus de 65 km. Avec une efficacité espérée au dessus de 96% sur les machines de traction, seulement une puissance de 5.2 kW par moteur sera consommée, ce qui ne représente que 190 W de pertes par moteur.

De son côté, le moteur de la génératrice doit fournir une puissance nominale de 23.2 kW à son point d'opération le plus efficace, permettant au véhicule d'accroître son autonomie sans risquer de faire chuter la tension de la batterie ou diminuer les performances de son système de traction. Sa puissance maximale doit permettre l'atteinte de la vitesse maximale avec un vent maximal.

2.5.2 Calcul de la puissance requise à vitesse maximale ou pente maximale

La puissance maximale à atteindre doit minimalement permettre au véhicule de conserver sa pleine vitesse tout le long d'un trajet de plusieurs centaines de kilomètres. La génératrice doit assurer la production d'une puissance crête suffisante pour répondre à ce critère. La valeur maximale de puissance continue sur le système est retenue suivant deux situations. Cette valeur maximale de puissance définira la puissance de la génératrice. L'objectif de ces choix de dimensionnement est d'éviter des efforts trop intenses sur l'alimentation par la limitation de la capacité de traction.

La première situation est le maintien de la vitesse maximale de 120 km/h sur une pente de seulement 2% avec un vent de face de 50 km/h. La deuxième situation, présentée par la dernière portion de la Figure 2.4, exige une vitesse constante de 90 km/h sur une pente de 20%. Dans les deux cas, l'ensemble des éléments du bus CC verra son efficacité se dégrader légèrement par rapport au point nominal défini par le Tableau 2.2. Le choix du couple nominal de la machine est normalement équivalent à la valeur maximale donnée par les deux situations. Le choix du couple nominal demeure tout de même à la discrétion du concepteur en fonction de son niveau de confiance du système de refroidissement et du niveau d'acceptabilité d'une légère diminution du rendement pour la situation la plus stressante pour la machine. Considérant un système de refroidissement qui sera légèrement surdimensionné et puisque la première situation est le cas le plus probable de perdurer sur de longues périodes d'utilisation, le couple nominal est fixé à 132 Nm.

Le groupe de traction électrique, soit le moteur et son onduleur, doit par contre être optimisé pour ces points d'opération nominaux puisqu'ils auront à supporter ces pointes en puissance ou en couple plus régulièrement que le groupe électrogène. Ainsi, le rendement considéré pour le groupe de traction moteur-onduleur est de 87.5% considérant un rendement mécanique de 93% et 96% sur la machine puis 98% sur l'onduleur. Il est donc sous-entendu qu'aucune saturation ne doit être apparente sur le comportement de la machine de traction à ce point d'opération. Les paramètres du calcul et les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau 2.3.

Tableau 2.3 : Définition des paramètres du calcul de la puissance continue maximale

Nom du paramètre	Description	Valeur	Unité
Résultats pour la vitesse maximale (120 km/h) et une pente de 2%, vent à 50 km/h			
T_{min1}	Couple aux roues minimal pour maintenir la vitesse à 120 km/h	123	Nm
$P_{mec_{min1}}$	Puissance mécanique aux roues pour maintenir la vitesse à 120 km/h	54	kW
Tem_{nom1}	Couple électromagnétique pour maintenir la vitesse à 120 km/h (<i>choisi</i>)	132	Nm
$P_{cc_{gen1}}$	Puissance produite sur le bus CC par le groupe électrogène à 120 km/h (avec $\eta=87.5\%$ sur le groupe de traction)	62	kW
Résultats pour la vitesse nominale (90 km/h) et une pente de 20%, vent à 0 km/h			
T_{min2}	Couple aux roues minimal pour maintenir la vitesse à 90 km/h	146	Nm
$P_{mec_{min2}}$	Puissance mécanique aux roues pour maintenir la vitesse à 90 km/h	47.6	kW
η_{meca}	Rendement considéré pour la friction dans le pneu et la mécanique	93	%
Tem_{nom2}	Couple électromagnétique pour maintenir la vitesse à 90 km/h (<i>choix écarté</i>)	157	Nm
$P_{cc_{gen2}}$	Puissance produite sur le bus CC par le groupe électrogène à 90 km/h (avec $\eta=87.5\%$ sur le groupe de traction)	54.4	kW

À partir de l'efficacité crête espérée en mode hybride inscrite au Tableau 2.1, sollicitant une puissance de 21.7 kW sur le bus CC (cf. Tableau 2.2), la démarche de dimensionnement du moteur diesel se basera sur le rendement de la chaîne de production en fonction de la dégradation de l'efficacité de l'alternateur et du convertisseur survolteur. Il est ainsi nécessaire d'appliquer les équations (Éq.2-8) et (Éq.2-9):

$$\eta_{min_{conv-survolteur}} = \left[1 - (1 - 0.98) \cdot \left(\frac{62kW}{21.7kW} \right)^{0.75} \right] \cdot 100\% = 95.6\% \quad (\text{Éq.2-14})$$

Pour sa part, l'alternateur doit fournir plus de puissance à l'entrée du convertisseur pour compenser les pertes dans ce dernier. La puissance nominale de l'alternateur comprend déjà les pertes nominales du convertisseur. Son rendement est donc calculé par :

$$\eta_{min_{altern.}} = \left[1 - (1 - 0.96) \cdot \left(\frac{62kW}{21.7kW \cdot 0.956} \right)^1 \right] \cdot 100\% = 87.9\% \quad (\text{Éq.2-15})$$

Dans l'éventualité où la partie électrique du groupe électrogène affiche une telle chute de rendement pour la production maximale de puissance sur le moteur à combustion, la puissance de sortie de ce dernier devrait être surévaluée à :

$$P_{moteur_{combustion}} = \frac{P_{cc_{gen}}}{\eta_{elect}} = \frac{62kW}{0.879 \cdot 0.956} = 73.8 kW \quad (\text{Éq.2-16})$$

2.6 ATTRIBUTION ET VALIDATION DES MASSES (ÉTAPES 3 ET 4)

La masse des éléments de puissance se détermine simplement par la densité espérée en puissance et en énergie respectivement pour la génératrice et la batterie. Ces valeurs de densité ont été présentées dans le Tableau 2.1 alors que la capacité de stockage a été déterminée par l'équation (Éq.2-13) et la puissance crête du moteur à combustion par l'équation (Éq.2-16). Ainsi, les expressions permettant de calculer la masse de la batterie et celle de la génératrice peuvent être exprimées respectivement comme suit :

$$M_{bat} = \frac{W_{bat}}{W_{bat\ density}} = \frac{9.8\ kWh}{0.05\ kWh/kg} \cong 196\ kg \quad (\text{Éq.2-17})$$

$$M_{gen} = \frac{P_{gen\ max}}{P_{gen\ density}} = \frac{73.8\ kW}{0.4\ kW/kg} \cong 185\ kg \quad (\text{Éq.2-18})$$

À la lumière des masses imposées par le stockage et la génération de puissance, le Tableau 2.4 dresse la répartition de la masse dans le véhicule, constituant une première estimation de la masse attribuable à chaque composant. La masse imposée du véhicule est écrite en caractères gras, les valeurs en italiques sont estimées alors que la balance est obtenue par calcul. La première section du tableau décrit les différents groupes de masses du véhicule. Les deuxième et troisième parties du tableau présentent respectivement les masses sur le châssis (suspendues), puis celles des roues (non suspendues).

Tableau 2.4 : Répartition de la masse des éléments de traction

Nom du paramètre	Description	Valeur	Unité
Dimensions générales			
$M_{\text{chargement}}$	Masse du chargement (passagers et bagages)	150	kg
M_{tot}	Masse totale du véhicule à vide (roues et châssis sans le chargement)	700	kg
$M_{\text{structure}}$	Structure (châssis) , carrosserie du véhicule et accessoires	<i>(150)</i>	kg
M_{chassis}	Masse des composants sur le châssis du véhicule (masses suspendues)	<i>(408)</i>	kg
Masses suspendues (sur le châssis)			
M_{gen}	Masse de la génératrice et réservoir de carburant	185	kg
M_{conv}	Masse des convertisseurs du bus CC (chargeur et dissipateur)	27	kg
M_{batterie}	Masse de la batterie de puissance	196	kg
Masses non-suspendues (des moteurs de traction et des roues)			
M_{roues}	Masse totale allouable pour les roues (masse non suspendue)	142	kg
M_{moteur}	*Masse maximale d'un moteur (considérant jantes + pneu = 9.5 kg)	26	kg

**La masse allouable à la motorisation « M_{moteur} » est trouvée en dernier. Elle sera mise en relation avec le couple d'accélération trouvé à partir de la prochaine simulation afin de valider la caractéristique de densité de couple des machines de traction.*

2.7 COUPLE ET PUISSANCE CRÊTE (ÉTAPE 5)

La présente section définit l'impact des fortes accélérations sur le dimensionnement de l'alimentation CC et des machines de traction. Une fois de plus, deux cas sont considérés pour dimensionner le couple maximal, soit le scénario considéré par la Figure 2.4 et celui avec une accélération agressive de 0 à 100 km/h sur une surface plane. Cette fois-ci, une simulation s'impose puisqu'il est question de régime transitoire.

2.7.1 Détermination de la puissance crête

Dans un premier temps, le véhicule doit atteindre la vitesse de 100 km/h depuis l'arrêt en moins de 5 s. La pointe de puissance développée alors à cette vitesse permettra d'évaluer la cohérence de la densité de puissance de la batterie. Les résultats de ce scénario sont présentés dans le tableau 2.5. Les calculs ayant mené à l'évaluation de la puissance sur le bus CC en considérant le rendement estimé de la chaîne de traction sont présentés à la suite de ce tableau.

Tableau 2.5 : Paramètres et résultats de simulation pour l'accélération maximale

Nom du paramètre	Description	Valeur	Unité
Contraintes générales			
M_{tot}	Masse totale du véhicule (roues, châssis)	700	kg
$M_{chargement}$	Masse du chargement (passagers et bagages)	150	kg
$Pente$	Pente imposée pour la simulation	0	%
V_w	Vitesse du vent de face imposée pour la simulation	0	km/h
$t_{acc_{max}}$	Temps maximal pour atteindre 100 km/h depuis l'arrêt du véhicule	5	s
μ_s	Coefficient de friction statique	0,9	-
η_{meca}	Rendement considéré pour la friction dans le pneu et la mécanique	93	%
Résultat de simulation			
T_{roue}	Couple efficace nécessaire sur chacune des roues	400	Nm
P_{roue}	Puissance totale maximale générée (nécessaire) aux roues	150	kW
Tem_{min}	Couple électromagnétique nécessaire (considérant les pertes mécaniques)	430	Nm
$\eta_{traction}$	*Estimation du rendement du groupe de traction	64	%
P_{max}	Puissance nécessaire (estimée) sur le bus CC	≈235	kW

*L'approximation du rendement du groupe de traction jusqu'au bus CC est une première étape pour désigner la puissance tirée sur le bus CC. Ensuite, l'apport de la batterie dans la génération de cette puissance est déterminé. Le calcul suivant est utilisé pour calculer le rendement espéré pour la chaîne de traction sollicitée à puissance maximale.

$$\eta_{minimal_{moteur}} = \underbrace{\left(1 - \left(\frac{430}{132} - 1\right) \cdot 0.075\right)}_{\text{Phénomène de saturation}} \cdot \underbrace{\left(1 - (1 - 0.96) \cdot \left(\frac{430}{132}\right)^1\right)}_{\text{Pertes effet joule}} \cdot 100\% = 72\%$$

(Éq.2-19)

$$\eta_{\text{minimal}_{\text{onduteur}}} = \left[1 - (1 - 0.98) \cdot \left(\frac{430}{132 \cdot 0.72} \right)^{0.5} \right] \cdot 100\% = 95.7\% \quad (\text{Éq.2-20})$$

En considérant le rendement mécanique à 93%, le rendement du groupe de traction obtenu représente 64%, soit une augmentation de 56% de la puissance tirée sur le bus CC par rapport à ce qui est fourni aux roues.

La puissance sollicitée sur la batterie se trouve simplement en soustrayant l'apport du groupe électrogène et en multipliant par le rendement interne espéré de la batterie. Ce rendement est calculé depuis l'équation (Éq.2-10) :

$$\eta_{\text{minimal}_{\text{bat}}} = \left[1 - (1 - 0.985) \cdot \left(\frac{235 \text{ kW} - 62 \text{ kW}}{22 \text{ kW}} \right)^1 \right] \cdot 100\% = 88.2\% \quad (\text{Éq.2-21})$$

Ainsi, la puissance tirée sur les cellules est donnée par:

$$P_{\text{bat}_{\text{MAX}}} = \frac{P_{\text{CC}_{\text{max}}} - P_{\text{gen}}}{\eta_{\text{minimal}_{\text{bat}}}} = \frac{235 \text{ kW} - 62 \text{ kW}}{88.2\%} \cong 196 \text{ kW} \quad (\text{Éq.2-22})$$

2.7.2 Détermination du couple crête

Dans un deuxième temps, comme aucun boîtier d'engrenages n'aide au démarrage du véhicule, le couple de la machine doit suffire pour effectuer le travail sans difficulté. Il est établi que le véhicule doit pouvoir tirer sa propre masse, ainsi que celle de ses occupants dans une pente très abrupte. Ces contraintes sont déterminées par le premier tronçon du parcours décrit par la Figure 2.4, soit une accélération 0-50 km/h en moins de 5 secondes également dans une pente atteignant les 37% de dénivellation. Les considérations et les résultats de cette simulation sont présentés dans le Tableau 2.6.

Tableau 2.6 : Paramètres et résultats de simulation pour la pente limite

Nom du paramètre	Description	Valeur	Unité
Contraintes générales			
M_{tot}	Masse totale du véhicule (roues, châssis et pilote)	700	kg
$M_{chargement}$	Masse du chargement (passagers et bagages)	150	kg
<i>Pente</i>	Pente imposée pour la simulation	37	%
V_w	Vitesse du vent de face imposée pour la simulation	0	km/h
$tacc_{max}$	Temps maximal pour atteindre 50 km/h depuis l'arrêt du véhicule	5	s
μ_s	Coefficient de friction statique	0,85	-
Résultat de simulation			
T_{roue}	Couple efficace sur chacune des roues (sans pertes mécaniques)	427.5	Nm
P_{roue}	Puissance crête à 50 km/h	78	kW
Tem_{min}	Couple électromagnétique nécessaire (en considérant un $\eta_{meca} = 93\%$)	460	Nm
$\eta_{traction}$	Estimation du rendement du groupe de traction	62	%
P_{max}	Puissance nécessaire (estimée) sur le bus CC (à 50km/h)	126	kW

Une fois de plus, l'approximation du rendement du groupe de traction jusqu'au bus CC est nécessaire pour désigner la puissance tirée sur le bus CC d'où l'apport de la batterie sera connu. Les calculs suivants se basent respectivement sur les équations (Éq.2-6) et (Éq.2-7) :

$$\eta_{minimal_{moteur}} = \left(1 - \left(\frac{460Nm}{132Nm} - 1\right) \cdot 0.075\right) \cdot \left(1 - (1 - 0.96) \cdot \frac{460}{132}\right) \cdot 100\% = 70\% \quad (\text{Éq.2-23})$$

$$\eta_{minimal_{onduleur}} = \left[1 - (1 - 0.98) \cdot \left(\frac{460Nm}{132Nm \cdot 0.7}\right)^{0.5}\right] \cdot 100\% = 95.5\% \quad (\text{Éq.2-24})$$

En combinant le rendement mécanique à 93%, le rendement du groupe de traction représente 62%, soit une augmentation de 61% de la puissance tirée sur le bus CC par rapport à ce qui est fourni aux roues. La puissance qui doit être fournie par la batterie se trouve simplement en soustrayant l'apport du groupe électrogène et en multipliant par le rendement interne espéré de la batterie. Ce rendement est donné par :

$$\eta_{minimal_{bat}} = \left[1 - (1 - 0.985) \cdot \left(\frac{126kW - 62 kW}{22 kW}\right)^1\right] \cdot 100\% = 95.6\% \quad (\text{Éq.2-25})$$

Ainsi, la puissance tirée sur les cellules est donnée par:

$$P_{bat_{MAX}} = \frac{P_{CC_{max}} - P_{gen}}{\eta_{minimal_{bat}}} = \frac{126kW - 62 kW}{95.6\%} \cong 67 kW \quad (\text{Éq.2-26})$$

La pointe de puissance sur la batterie a été enregistrée à 196 kW au niveau de la première simulation d'accélération de l'arrêt complet jusqu'à 100 km/h. En ce qui a trait à

la valeur du couple maximal de la machine minimalement exigée par le cahier des charges, elle est pour le moment maintenue à 460 Nm.

2.8 VALIDATION DE LA DENSITÉ DE PUISSANCE ET DU COUPLE (ÉTAPE 6)

La densité de puissance de la batterie doit être validée à partir des informations connues en termes de puissance maximale exigée sur la batterie (cf. Tableau 2.1).

$$P_{bat_{density}} = \frac{P_{bat_{MAX}}}{M_{batterie}} = \frac{196 \text{ kW}}{196 \text{ kg}} = 1 \text{ kW/kg} \quad (\text{Éq.2-27})$$

On remarque que la densité de puissance de la batterie requise dépasse considérablement les spécifications du fabricant (0.75 kW/kg) pour le point d'opération maximal. L'étape 6) suggère alors d'augmenter le volume des machines pour augmenter l'accélération initiale et être en mesure d'atteindre un maximum de puissance plus tôt dans l'accélération du véhicule.

Ainsi, le maximum de puissance sera imposé par la spécification de densité de la chimie choisie pour la batterie, ce qui correspond à une limitation en puissance de cet élément de stockage. La puissance disponible sur le bus CC pour le groupe de traction pourra ensuite être évaluée par un nouveau calcul de rendement de la batterie à puissance maximale. Dans ce cas, la puissance maximale de la batterie peut être recalculée comme suit :

$$P_{bat_{MAX}} = P_{bat_{density}} \cdot M_{batterie} = 0.75 \text{ kW/kg} \cdot 196 \text{ kg} = 147 \text{ kW} \quad (\text{Éq.2-28})$$

L'efficacité de l'alimentation peut être approximée pour ce point d'opération par l'expression suivante. L'exposant « 1 » a été conservé pour rappeler que le coefficient de dégradation dans la batterie est unitaire.

$$\eta_{minimal_{bat}} = \left[1 - (1 - 0,985) \cdot \left(\frac{147 \text{ kW}}{22 \text{ kW}} \right)^1 \right] \cdot 100\% = 90\% \quad (\text{Éq.2-29})$$

Ainsi, la puissance réelle totale disponible sur le bus CC peut être évaluée par la sommation de la puissance du générateur et celle de la batterie ayant l'efficacité décrite ci-dessus :

$$P_{cc_{max}} = P_{gen_{max}} + P_{bat_{MAX}} \cdot \eta_{minimal_{bat}} = 62 \text{ kW} + 147 \text{ kW} \cdot 90\% \cong 194.3 \text{ kW} \quad (\text{Éq.2-30})$$

2.9 REDIMENSIONNEMENT DES MACHINES DE TRACTION (ÉTAPE 7)

La limite théorique d'adhérence spécifie la valeur à ne pas dépasser pour le dimensionnement des machines. En effet, un couple trop important est inutile si la semelle du pneu, ayant un diamètre de « D_{roue} », n'adhère plus à la chaussée. Ainsi, en supposant que la masse du véhicule soit répartie également sur les quatre roues, le couple maximal des machines est limité par la force normale de la chaussée et le coefficient de friction « $\mu_s=0.9$ ». Si la pente maximale à escalader (37%) est considérée et qu'une répartition de la masse est considérée égale entre l'essieu avant et arrière, la limitation, donnée par les équations (Éq.2-2) et (Éq.2-3), permet de trouver le couple maximal en y appliquant le rayon d'action et la masse réelle du véhicule et de ses passagers:

$$T_{em_{max}} = \frac{D_{roue}}{2} \cdot \mu_s \cdot \frac{(M_{tot} + M_{chargement}) \cdot g}{4} \cdot \cos\theta \quad (\text{Éq.2-31})$$

$$T_{em_{max}} = 0.3m \cdot 0.9 \cdot \frac{(700kg + 150kg) \cdot 9.81N/kg}{4} \cdot \sqrt{(1 - 0.37^2)} \cong 522 Nm \quad (\text{Éq.2-32})$$

Par contre, pour respecter les spécifications initiales du véhicule en terme de masse et la faisabilité des machines électriques par la densité de couple atteignable, il faut trouver un compromis sur le point d'opération et les contraintes de réalisation de la machine.

2.9.1 Évaluation et validation du couple massique (étapes 8 et 9)

Les étapes 8) et 9) de la démarche de dimensionnement prévoient de vérifier si les contraintes de masses et de densités actuelles permettent en effet d'espérer un couple crête de la machine équivalent ou supérieur à la requête. Ce couple peut être calculé comme suit à partir des valeurs de la masse et de la densité de couple déjà fixées en début de chapitre (20 Nm/kg) :

$$T_{em_{max}} = M_{moteur} \cdot T_{density} = 26 kg \cdot 20 Nm/kg = 520 Nm \quad (\text{Éq.2-33})$$

Ainsi, les contraintes de densité de couple peuvent pratiquement être rencontrées considérant la masse maximale allouée pour la motorisation. Il sera plus loin question de vérifier l'impact de cette masse non suspendue sur la tenue de route, qui deviendra la nouvelle contrainte de densité de couple. Pour connaître la puissance réelle disponible aux roues, il est nécessaire de réévaluer l'efficacité des machines électriques en considérant le

couple massique maximal mentionné précédemment (cf. *Éq.2-33*). Dans ce cas, le rendement des machines électriques et celui des onduleurs sont :

$$\eta_{\text{minimal}_{\text{moteur}}} = \left[\left(1 - \left(\frac{520Nm}{132Nm} - 1 \right) \cdot 0.075 \right) \cdot \left(1 - (1 - 0.96) \cdot \left(\frac{520Nm}{132Nm} \right)^1 \right) \right] \cdot 100\% = 65.7\% \quad (\text{Éq.2-34})$$

$$\eta_{\text{minimal}_{\text{ond}}} = \left[1 - (1 - 0.98) \cdot \left(\frac{520Nm}{132Nm \cdot 0.657} \right)^{0.5} \right] \cdot 100\% = 95.1\% \quad (\text{Éq.2-35})$$

La Figure 2.12 présente l'apport de chaque source d'alimentation dans la génération de puissance pour la demande crête définie à l'équation (*Éq.2-30*). La puissance restante des 187.5 kW débités pour propulser le véhicule peut être estimée à 114 kW une fois passée dans l'ensemble du système. Cette puissance sera utilisée pour asservir l'intensité de l'accélération pour en limiter l'impact sur la pointe de puissance.

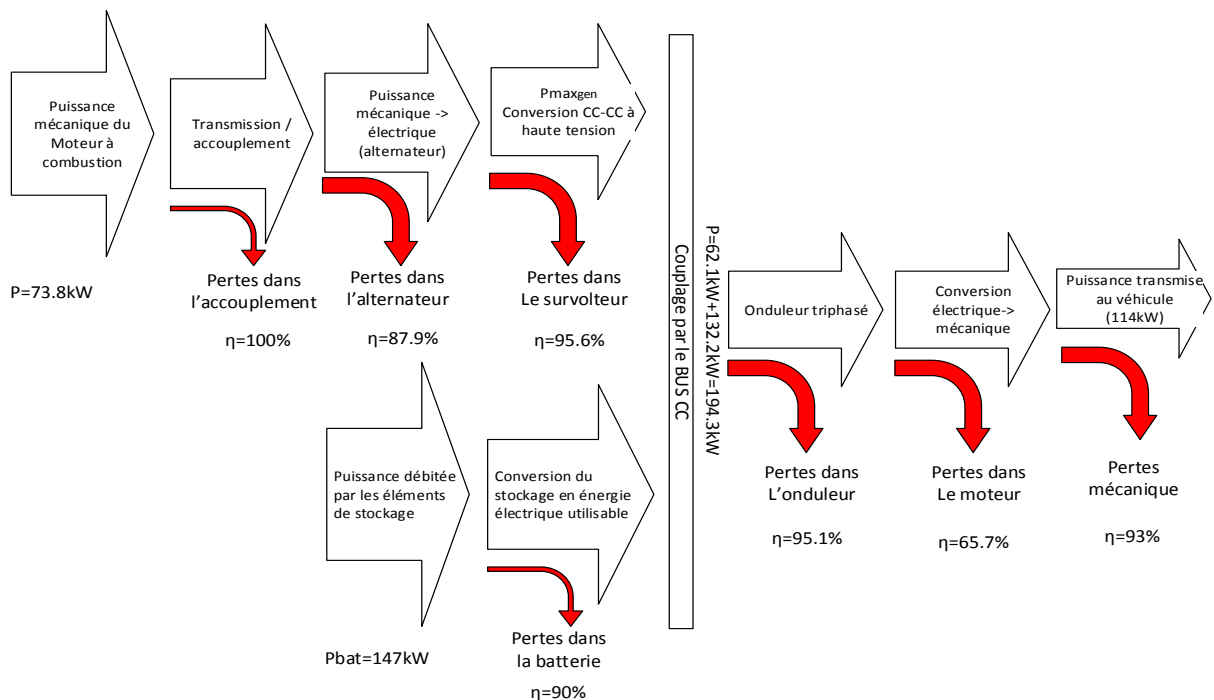


Figure 2.12 : Rendements calculés de la chaîne de traction à puissance maximale

2.9.2 Accélération avec limitation en puissance (reprise de l'étape 5)

Puisque la contrainte du couple maximal est connue, il est question de voir si elle permet d'atteindre les objectifs d'accélération (0-100km/h en moins de 5 secondes) et de ne

pas dépasser les spécifications de puissance de la batterie. Le couple effectif sur la chaussée ayant pour effet de faire accélérer le châssis est considéré avec une chute de 7% due aux frictions mécaniques. D'autres considérations atténuantes des performances ont été considérées, soit un vent de face de 50 km/h avec une densité élevée de l'air à 1.5 kg/m^3 et une pente de 2%. Puisqu'une atténuation de 7% du couple effectif est considérée comme pertes mécaniques (rendement du pneu avec la chaussée), la crête du couple est fixée à 480 Nm pour un couple moteur de 520 Nm.

La série de graphiques suivante (Figure 2.13, Figure 2.14 Figure 2.15) présente respectivement l'évolution en fonction du temps de la puissance aux roues, du couple en sortie de chacun des moteurs de traction puis celle de la vitesse du véhicule. La simulation est montée de façon à ce que le système limite la puissance mécanique à 114 kW. Bien qu'avec une diminution du couple effectif, le rendement des machines devrait s'améliorer en accélérant, le phénomène n'est pas considéré dans la présente simulation. Ainsi, la sollicitation réelle sur la batterie ne sera pas aussi intense tout au long de l'accélération.

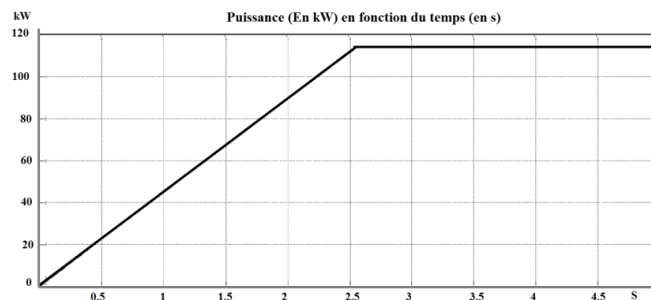


Figure 2.13 : Évolution de la puissance efficace, limitée à 114 kW, en accélération maximale.

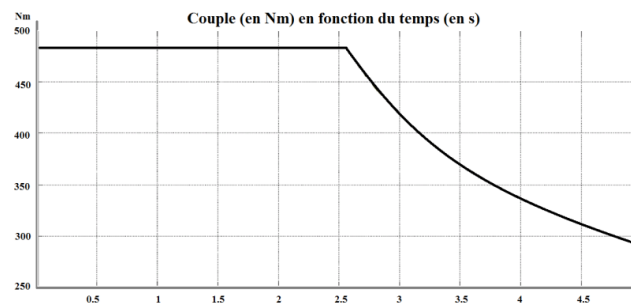


Figure 2.14 : Couple moteur avec limite en puissance de 114 kW aux roues.

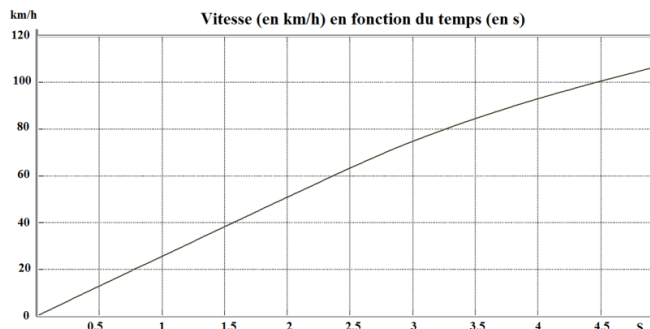


Figure 2.15 : Vitesse du véhicule limité par une puissance totale de 100 kW aux roues.

Les graphiques des Figure 2.13 et Figure 2.14 montrent qu'en 2.6 secondes, ou à 62 km/h, le système peut déjà trouver sa pleine puissance. Le graphique de la Figure 2.15 permet pour sa part de constater que la durée de l'accélération nécessaire pour atteindre 100 km/h, soit 4.5 s, répond largement aux exigences du cahier des charges.

Ainsi, l'alimentation électrique devra permettre de fournir le plein courant au moteur jusqu'à 62 km/h pour ne pas détériorer les performances du véhicule. La loi de commande doit également permettre de maintenir une puissance crête de 28.5 kW à chacune des roues pendant le temps de l'accélération. La puissance crête en sortie des moteurs doit donc être évaluée à 30.6 kW. Une saine gestion des machines considère la température interne de la machine pour limiter l'atteinte de ces points d'opérations.

2.10 CHOIX DE LA TENSION D'ALIMENTATION ET DIMENSIONNEMENT DES ÉLÉMENTS DU BUS CC (ÉTAPE 10)

Les valeurs du couple nominal et maximal ont respectivement été présentées préalablement dans les sections 2.5.2 et 2.9. Il a aussi été observé que la puissance crête ne trouve pas ses limites dans la motorisation, mais plutôt dans la batterie de petite capacité prévue au concept. En effet, un groupe de traction basé sur la technologie moteur-roue a la particularité de pouvoir délivrer une très grande puissance pour les accélérations.

D'un autre côté, le dimensionnement même des machines électriques de traction est au cœur des spécifications électriques de l'alimentation et des contrôleurs. En effet, le nombre de spires et la fréquence électrique dans les moteurs-roues sont les seuls éléments

qui contraignent l'adaptation de la tension d'utilisation de tout le système. L'épaisseur des isolants électriques dans la machine est à considérer, mais une isolation à 1000 V entre la culasse et les phases est facilement atteignable si l'isolant n'est pas endommagé.

Cependant, d'importants aspects sont à considérer sur le choix de la tension d'alimentation à l'égard de la dimension des conducteurs et des convertisseurs statiques. En effet, la basse tension augmente la dimension des câbles pour une même puissance fournie. Ainsi, la section des conducteurs sera plus importante dans les moteurs, ce qui rend le bobinage extrêmement difficile à optimiser et à réaliser. De plus, plus le courant circulant dans les convertisseurs est important, plus il affectera le rendement en augmentant les pertes par conduction et celles de commutation.

2.10.1 Considération du point d'opération à vitesse nominale

L'efficacité désirée dans les convertisseurs de puissance est autour de 98% pour le point d'opération optimal du véhicule à 90 km/h. L'utilisation d'un modèle de pertes spécialisé est conseillée. La compagnie Mitsubishi fournit le logiciel « *Melcosim* » qui permet de calculer les pertes et valider le fonctionnement du système. Sans connaître les paramètres réels de la machine de traction, il est tout de même évident que le rapport entre la pointe de vitesse d'opération et la valeur nominale influencera le rapport de modulation de l'onduleur.

Les contraintes d'entrées et de sorties définissant respectivement les limites et les requis du groupe de traction pour le point d'opération affichant la crête d'efficacité sont la puissance d'entrée, les pertes maximales et le rapport de modulation. Il est donc nécessaire d'augmenter itérativement la tension du bus CC qui abaissera le courant dans le collecteur des transistors jusqu'à l'atteinte de l'efficacité proposée.

La puissance du point d'opération sur chaque onduleur affichant la crête d'efficacité, à 90 km/h, est équivalente au quart de la puissance fournie par le groupe électrogène sur le bus CC (cf. Tableau 2.2)

$$P_{effmax} = \frac{P_{CCnom}}{nb_{moteur}} = \frac{21.7 \text{ kW}}{4} = 5.43 \text{ kW} \quad (\text{Éq.2-36})$$

Les pertes maximales dans chaque onduleur sont limitées à :

$$Losses_{max} = P_{eff_{max}} \cdot (1 - \eta_{onduleur}) = 5.43kW \cdot (1 - 0.98) = 109 W \quad (\text{Éq.2-37})$$

Le rapport de modulation maximal doit être estimé pour être en mesure d'évaluer avec un peu plus d'exactitude les pertes dans le convertisseur. D'une première part, le rapport entre la vitesse d'opération et la vitesse maximale implique une diminution de la tension maximale pour équilibrer la tension à vide de la machine. Ce rapport de vitesse suggère donc une diminution du rapport de modulation maximale.

D'autre part, le rapport du couple demandé pour ce point d'opération sur le couple nominal de la machine suggère également une diminution de la tension de réaction d'induit. Le rapport entre l'influence de la tension à vide et celle liée à la réaction d'induit est défini par le facteur de puissance « FP » (tension induite VS réaction d'induit). Ce dernier est imposé à 90% comme valeur d'estimation pessimiste servant à définir la distribution de la tension sur les axes diphasés de la machine (cf. section 3.6.1). Il s'agit plutôt d'une valeur de « FP » typique pour des machines asynchrones. En réalité, on devrait retrouver près de 96% pour une machine à aimants permanents. Le rapport entre la vitesse maximale atteignable par le véhicule, « V_{max} » et la vitesse présentant une économie d'énergie accrue, « V_{eff} », implique une différence sur les tensions induites qui se répercute dans le rapport de modulation. Un autre aspect important est la portion de la tension injectée pour développer un couple, c'est-à-dire un courant en phase avec la tension induite. Le rapport entre le couple modéré du point d'opération efficace « T_{eff} » et le couple nominal de la machine « T_{nom} » fournit un indice sur la tension de réaction d'induit. Le rapport de modulation est ainsi estimé par :

$$m_a(V_{eff}, T_{eff}) \approx \sqrt{\underbrace{\left(\frac{FP \cdot \frac{V_{eff}}{V_{max}}}{\text{Rapport des Tensions induites (Vq)}}\right)^2}_{\text{Rapport des Tensions induites (Vq)}} + \underbrace{\left(\frac{T_{eff} \cdot \sqrt{1 - FP^2}}{T_{nom}}\right)^2}_{\text{Rapport des réactions d'induits(Vd)}}} \quad (\text{Éq.2-38})$$

Ainsi :

$$m_a\left(90 \text{ km/h}, 62.3 \text{ Nm}\right) \approx \sqrt{\underbrace{\left(0.9 \cdot \frac{90 \text{ km/h}}{120 \text{ km/h}}\right)^2}_{\text{Rapport des Tensions induites}}} + \underbrace{\left(\frac{62.3 \text{ Nm}}{132 \text{ Nm}} \cdot \sqrt{1 - 0.81}\right)^2}_{\text{Rapport des réactions d'induits}}} \cong 0.7 \quad (\text{Éq.2-39})$$

2.10.2 Considérations du point d'opération continu à vitesse maximale

À puissance maximale de la génératrice, le rendement de l'onduleur doit également afficher un rendement égal ou supérieur aux spécifications définies précédemment. À ce point d'opération, le rapport de modulation peut être approximé comme unitaire. La puissance maximale de la génératrice de 62 kW, vue dans le Tableau 2.3, devraient être surévaluée d'au moins 10% (facteur à la discrétion du concepteur), soit 68 kW en sortie sur le bus CC, pour inclure un facteur de sécurité dans l'estimation des courants de phase dans les onduleurs. Ainsi, la puissance distribuée sur chacune des roues est de 17 kW.

2.10.3 Courant et tension de phase

Le courant efficace par phase peut être déterminé en utilisant le nombre de phases « m », le facteur de puissance « FP », la puissance à transmettre « P_{effmax} », la tension du bus CC (V_{cc}) et le rapport de modulation maximal « m_a »:

$$I_{ph_{rms}} = \frac{P_{effmax} \cdot 2\sqrt{2}}{FP \cdot m \cdot m_a \cdot V_{cc}} \quad (\text{Éq.2-40})$$

La tension ligne-neutre efficace maximale est en fait donnée par :

$$V_{an_{rms}} = \frac{m_a \cdot V_{cc}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{Éq.2-41})$$

2.10.4 Calcul de l'efficacité dans les onduleurs

Lorsqu'aucun logiciel n'est fourni par le fabricant pour simuler le rendement de l'onduleur, certaines estimations peuvent être réalisées. Il faut distinguer cinq sources de pertes (données en W), soit :

P_p	puissance de polarisation des grilles des transistors,
P_{CT}	puissance de conduction des transistors
P_{swT}	puissance de commutation dans les transistors
P_{CD}	puissance de conduction des diodes
P_{swD}	puissance de commutation dans les diodes

2.10.4.1 Pertes dans les transistors

Les pertes dans un transistor sont donc déterminées par l'expression suivante :

$$P_T = P_p + P_{CT} + P_{SwT} = P_p + \overbrace{u_{CE0} \cdot I_{CAv} + r_C \cdot I_{Crms}^2}^{P_{CT}} + \overbrace{(E_{onT} + E_{offT}) \cdot f_{sw}}^{P_{SwT}} \quad (\text{Éq.2-42})$$

Où :

- u_{CE0} est la tension minimale de saturation;
- I_{CAv} est le courant moyen qui circule dans le transistor;
- I_{Crms} est le courant efficace circulant dans le transistor;
- r_C est la résistance du collecteur calculée depuis la pente de $\frac{\Delta I}{\Delta V}$;
- E_{onT} est l'énergie de commutation pour la polarisation en fermeture;
- E_{offT} est l'énergie de commutation pour la polarisation en ouverture;
- f_{sw} est la fréquence de commutation.

Les courants moyen et efficace dans un transistor peuvent être calculés en tenant compte du facteur de puissance de la charge. Ils sont respectivement donnés par [43]:

$$I_{CAv} = \sqrt{2} \cdot I_{phrms} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a \cdot FP}{8} \right) \quad (\text{Éq.2-43})$$

$$I_{Crms} = \sqrt{2} \cdot I_{phrms} \sqrt{\left(\frac{1}{8} + \frac{m_a \cdot FP}{3\pi} \right)} \quad (\text{Éq.2-44})$$

Calcul des pertes liées à la polarisation des transistors

La puissance engendrée par la polarisation des grilles des transistors est souvent négligée, mais elle représente des pertes à vide non négligeables dans les conceptions à transistors MOSFET placés en parallèle et commutant à haute fréquence. La technologie MOSFET est en pleine émergence pour les applications de moyenne puissance si bien qu'elle pourrait prendre toute la place d'ici peu d'années.

On peut évaluer la puissance minimale tirée sur l'alimentation isolée à partir de l'énergie de chargement de la capacité de la grille à chaque commutation. La résistance de grille sur la commande rapprochée ajoutera des pertes en chaleur en détériorant le rendement de son chargement. Les pertes dans la résistance de grille, générées pendant le chargement, sont données par :

$$P_{Ron} = R_g I_{G_RMS}^2 \quad (\text{Éq.2-45})$$

Le courant efficace du chargement se détermine par la relation suivante [22, 44] :

$$i_{G(on)_{RMS}} = i_{p(on)} \sqrt{\frac{t_{p(on)} f_{sw}}{3}} \quad (\text{Éq.2-46})$$

Le temps de chargement $t_{p(on)}$ peut être approximé par cinq fois la constante de temps formée par la résistance et la capacité de grille (C_g).

$$t_{p(on)} = 5 \cdot R_g \cdot C_g \quad (\text{Éq.2-47})$$

La pointe de courant $i_{p(on)}$ est pour sa part dépendante de la tension de polarisation « $V_{ge_{max}}$ » et la résistance de grille. Elle s'écrit :

$$i_{p(on)} = \frac{V_{ge_{max}}}{R_g} \quad (\text{Éq.2-48})$$

Le dimensionnement en puissance de la résistance de grille « P_R » doit considérer le courant de décharge également à moins qu'une diode dans ce sens de conduction soit prévue pour accélérer l'ouverture du transistor. Cette puissance est déduite comme suit à partir des pertes de charge (P_{Ron}) et de décharge (P_{Roff}) :

$$P_R = P_{Roff} + P_{Ron} = 2 \cdot P_{Ron} \quad (\text{Éq.2-49})$$

Enfin, la puissance de polarisation de la grille avec une efficacité de 100% est l'image de l'énergie transitée dans la capacité de la grille du transistor et de la fréquence à laquelle ce chargement est effectué. Elle est calculée par :

$$P_{Pg} = \left(\frac{1}{2} C_g \cdot V_{ge_{max}}^2 \right) \cdot f_{sw} \quad (\text{Éq.2-50})$$

Ainsi, l'ensemble des pertes de polarisation pour chaque transistor est donné par :

$$P_p = P_{Ron} + P_{Pg} \quad (\text{Éq.2-51})$$

Cette puissance s'avère très utile pour dimensionner l'alimentation isolée de la commande rapprochée sur l'onduleur.

Pertes par conduction dans les transistors

Dans le cas d'un transistor de type MOSFET, le terme « u_{CE0} » de l'équation (Éq.2-52), décrivant la tension de saturation, est pratiquement nul puisque la tension aux bornes du transistor est directement proportionnelle au courant qui y circule. Cette

constatation induit l'idée qu'un gain intéressant est à faire sur le rendement avec une conception d'onduleur à transistors MOSFET mis en parallèle.

Un facteur de puissance nul ne signifie par contre pas qu'aucun courant ne transigera par les transistors. En effet, le courant circule dans le transistor à partir du moment où la tension que celui-ci impose agit dans le même sens que le courant dans l'inductance de la machine électrique. La Figure 2.16 illustre la puissance instantanée transigée par les transistors d'un bras d'onduleur pour un $FP=0$ ($\varphi = 90^\circ$), donc une charge purement inductive. Dans ces circonstances, le début de la conduction du transistor correspond à l'atteinte du courant crête dans l'inductance. Les puissances instantanées dans les transistors du haut et du bas, illustrées respectivement en vert et mauve, donnent l'image des pertes par conduction puisqu'elles considèrent le rapport de modulation et le courant instantané.

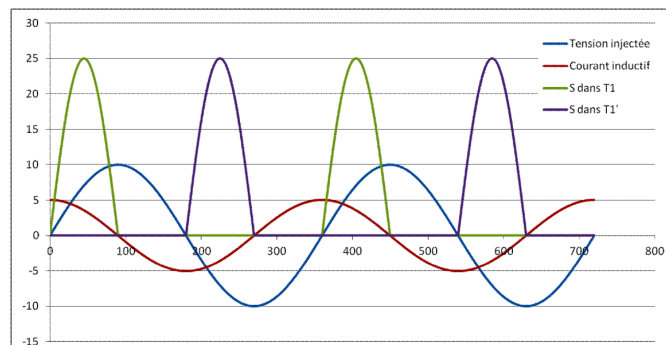


Figure 2.16 : Puissance instantanée dans les transistors d'un bras pour un Facteur de Puissance nulle (FP=0).

Pour une application triphasée sur une charge inductive, les pertes par conduction (dans l'ensemble de l'onduleur) sont données par :

$$P_{CT} = 6 \cdot \left(\underbrace{u_{CE0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ph_{rms}} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a \cdot FP}{8} \right)}_{\text{Pertes liées à la tension de saturation}} + \underbrace{r_C \cdot 2 \cdot I_{ph_{rms}}^2 \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a \cdot FP}{3\pi} \right)}_{\text{Pertes liées à la résistance interne}} \right) \quad (\text{Éq.2-52})$$

Calcul des pertes liées à la commutation des transistors

L'énergie de commutation quant à elle est proportionnelle au courant dans le collecteur et non à la puissance apparente. Le calcul de cette énergie, sur chaque transistor, s'estime en utilisant le courant de phase efficace sur la période de conduction, la tension du

bus CC et le temps de commutation tel que l'illustrent les triangles ombragés de la figure suivante.

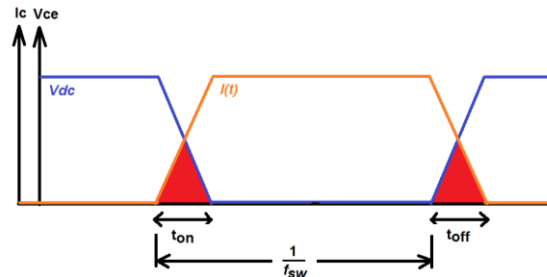


Figure 2.17 : Illustration des pertes par commutation pour un courant continu haché

Comme les pertes par commutation sont fonction de la crête de courant qui est transigée à chaque ouverture et fermeture de l'interrupteur électronique, il est nécessaire de quantifier la valeur efficace de ces crêtes sur la période de travail du transistor à l'égard du facteur de puissance de la charge. Le graphique de la Figure 2.18 présente le fondement du calcul des pertes par commutation. La conduction n'est présente que pour une puissance apparente positive.

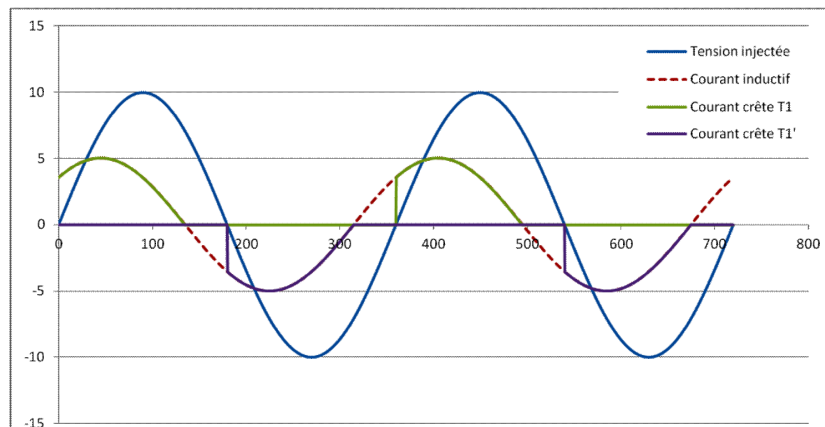


Figure 2.18 : Courant crête durant les périodes de travail des transistors pour " φ " quelconque

Ainsi, le courant efficace vu lors des commutations dans un transistor est donné par l'expression suivante :

$$I_{swT_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} (\sqrt{2} \cdot I_{ph_{rms}} \cdot \sin(\theta))^2 d\theta} \quad (\text{Éq.2-53})$$

Avec une simplification trigonométrique ($\sin^2 \theta = \frac{-\cos 2\theta + 1}{2}$), l'expression devient :

$$I_{swT_{rms}} = \frac{I_{ph_{rms}}}{2\pi} \cdot \left(\pi + \varphi - \frac{\sin 2\varphi}{2} \right) \quad (\text{Éq.2-54})$$

L'énergie de commutation en fermeture et en ouverture de chaque transistor, exprimée en joules, s'approxime par l'expression suivante :

$$E_{onT} \approx \frac{I_{swT_{rms}} \cdot V_{cc} \cdot t_{on}}{2} \quad (\text{Éq.2-55})$$

$$E_{offT} \approx \frac{I_{swT_{rms}} \cdot V_{cc} \cdot t_{on}}{2} \quad (\text{Éq.2-56})$$

Dans ce cas, la somme des pertes par commutation dans un onduleur triphasé peut être évaluée par :

$$P_{swT} = 6 \cdot f_{sw} \cdot (E_{onT} + E_{offT}) \quad (\text{Éq.2-57})$$

2.10.4.2 Pertes dans les diodes

Les pertes dans les diodes de roue libre sont pour leur part données par [43] :

$$P_D = P_{CD} + P_{SwD} = \overbrace{u_{D0} \cdot I_{DAV} + r_D \cdot I_{D_{rms}}^2}^{P_{CD}} + \overbrace{(E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{sw}}^{P_{SwD}} \quad (\text{Éq.2-58})$$

Où :

- u_{D0} est la tension minimale de saturation;
- I_{DAV} est le courant moyen qui circule dans la diode;
- $I_{D_{rms}}$ est le courant efficace circulant dans la diode;
- r_D est la résistance de la jonction électronique calculée depuis la pente de $\frac{\Delta I}{\Delta V}$;
- E_{onD} est l'énergie de commutation pour la polarisation en fermeture;
- E_{offD} est l'énergie de commutation pour la polarisation en blocage;
- f_{sw} est la fréquence de commutation.

Les courants des diodes dans un bras d'onduleur agissent à l'inverse de ceux des transistors. Ainsi, le courant y circule si la tension imposée par les transistors est dans le sens inverse du courant. La Figure 2.19 illustre un cas à facteur de puissance de 0.5 ($\varphi = 60^\circ$).

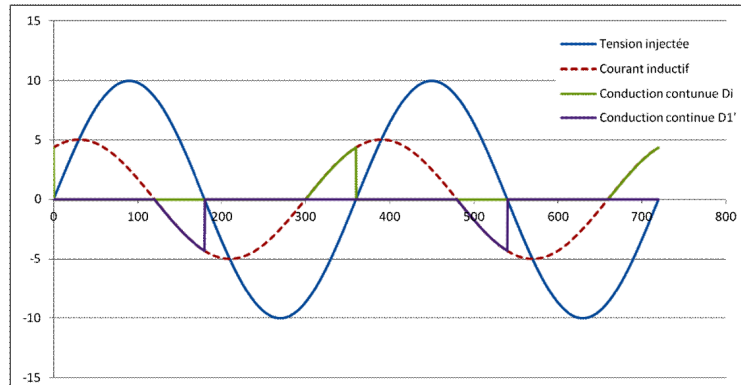


Figure 2.19 : Courant crête durant les périodes de travail des diodes de roue libre pour un Facteur de Puissance équivalent à “ $\varphi=30^\circ$ ” (FP=0.5)

Les pertes par conduction dans les diodes

À cause du sens négatif de la puissance instantanée sur certaines périodes de conduction d’un courant inductif, les diodes travailleront selon deux cycles. Tout d’abord, elles afficheront une période de conduction continue lorsque la puissance instantanée est négative. Ensuite, un cycle en commutation s’engage lorsque la puissance instantanée est positive. Durant cette période, la conduction des diodes sera complémentaire à celle imposée par les transistors. Les courants moyen et efficace dans une diode en tenant compte du facteur de puissance de la charge « FP » et du rapport de modulation crête sur les transistors « m_a » sont respectivement donnés par [43] :

$$I_{DAV} = \sqrt{2} \cdot I_{ph_{rms}} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m_a \cdot FP}{8} \right) \quad (\text{Éq.2-59})$$

$$I_{D_{rms}} = \sqrt{2} \cdot I_{ph_{rms}} \sqrt{\left(\frac{1}{8} - \frac{m_a \cdot FP}{3\pi} \right)} \quad (\text{Éq.2-60})$$

Ainsi, les pertes par conduction dans les six diodes d’un onduleur triphasé sont déterminées par :

$$P_{CD} = 6 \cdot (u_{D0} \cdot I_{DAV} + r_D \cdot I_{D_{rms}}^2) \quad (\text{Éq.2-61})$$

Les pertes par commutation dans les diodes

Le courant crête transité dans les diodes lors de leur polarisation et leur recouvrement est responsable des pertes de commutation. Le courant circulant de façon continue dans les diodes lorsque la puissance instantanée est négative, c’est-à-dire que la tension imposée par les transistors est dans le sens opposé à la circulation du courant, n’implique pas de pertes

par commutations. Les pertes de cette nature n'apparaissent que lorsqu'un courant transite entre le transistor et la diode de roue libre. Le tracé d'une demi-période du courant illustré en pointillés sur la Figure 2.19 permet de déduire la valeur efficace des crêtes de courant rencontrées dans une diode.

Comme le tracé est identique à celui du courant circulant dans les transistors, ce courant est exprimé comme suit :

$$I_{swD_{rms}} = I_{swT_{rms}} = \frac{I_{ph_{rms}}}{2\pi} \cdot \left(\pi + \varphi - \frac{\sin 2\varphi}{2} \right) \quad (\text{Éq.2-62})$$

Ainsi, l'énergie de commutation peut être déduite à partir de cette relation :

$$E_{onD} \approx \frac{I_{swD_{rms}} \cdot V_{cc} \cdot t_{on}}{2} \quad (\text{Éq.2-63})$$

$$E_{offD} \approx \frac{I_{swD_{rms}} \cdot V_{cc} \cdot t_{off}}{2} \quad (\text{Éq.2-64})$$

Enfin, la grandeur des pertes par commutation dans les diodes d'un onduleur triphasé est donnée par :

$$P_{swD} = 6 \cdot f_{sw} \cdot (E_{onD} + E_{offD}) \quad (\text{Éq.2-65})$$

2.10.5 Simulation de l'efficacité des onduleurs sur les points d'opération

Cette section utilise le modèle de pertes développé dans la section 2.10.4 pour évaluer le rendement à l'utilisation. Les temps des commutations sont estimés équivalents aux caractéristiques rencontrées lorsque les transistors et les diodes atteignent leur limite physique en courant.. Une étude est faite sur l'utilisation des transistors MOSFET versus l'emploi de la technologie IGBT pour comparer les efficacités maximales rencontrées selon différentes tensions d'alimentation. La température de la jonction est supposée à 80°C pour la fixation des paramètres de conduction.

2.10.5.1 Utilisation des transistors MOSFET

Le Tableau 2.7 présente l'approximation du rendement de différentes configurations d'onduleurs à transistors MOSFET, selon différentes tensions d'alimentation et pour deux points de fonctionnement, évalué à partir du modèle de pertes développé dans la section 2.10.4.

Tableau 2.7 : Efficacité de l'onduleur à MOSFET à puissance nominale (a) et à puissance maximale (b) de la génératrice également répartie sur les 4 groupes de tractio

Tension (en V)	Nombre de mosfet						Tension (en V)	Nombre de mosfet					
	1	2	3	4	5	6		1	2	3	4	5	6
100	76,651	85,454	88,839	90,622	91,716	92,452	100	65,19	78,092	83,603	86,658	88,597	89,936
150	87,192	91,968	93,66	94,517	95,027	95,361	150	80,267	88,241	91,258	92,841	93,815	94,473
200	91,702	94,597	95,584	96,072	96,355	96,535	200	87,41	92,529	94,365	95,307	95,878	96,26
250	94,001	95,916	96,553	96,86	97,034	97,141	250	91,202	94,697	95,917	96,535	96,906	97,152
300	95,325	96,676	97,116	97,323	97,436	97,501	300	93,424	95,94	96,804	97,237	97,496	97,666
350	96,159	97,157	97,475	97,621	97,696	97,737	350	94,829	96,719	97,36	97,68	97,869	97,992
400	96,718	97,483	97,721	97,826	97,878	97,902	400	95,773	97,24	97,734	97,978	98,121	98,214
450	97,113	97,715	97,898	97,975	98,01	98,023	450	96,437	97,607	97,997	98,189	98,301	98,373
500	97,403	97,888	98,031	98,088	98,11	98,115	500	96,922	97,875	98,191	98,346	98,435	98,492
550	97,623	98,019	98,33	98,175	98,188	98,188	550	97,287	98,078	98,338	98,465	98,537	98,583
600	97,793	98,123	98,214	98,245	98,251	98,246	600	97,569	98,235	98,453	98,558	98,618	98,654
650	97,929	98,206	98,279	98,301	98,302	98,293	650	97,791	98,359	98,545	98,633	98,682	98,712
700	98,039	98,274	98,333	98,348	98,345	98,333	700	97,97	98,46	98,619	98,694	98,735	98,76
750	98,129	98,331	98,378	98,387	98,381	98,367	750	98,116	98,543	98,68	98,744	98,779	98,8
800	98,204	98,378	98,417	98,421	98,412	98,396	800	98,236	98,611	98,731	98,786	98,816	98,833
850	98,268	98,419	98,449	98,45	98,438	98,421	850	98,338	98,669	98,774	98,822	98,848	98,862
900	98,322	98,454	98,478	98,475	98,461	98,443	900	98,423	98,718	98,811	98,853	98,875	98,886
950	98,369	98,484	98,502	98,497	98,482	98,462	950	98,496	98,761	98,843	98,88	98,899	98,908
1000	98,409	98,51	98,524	98,516	98,5	98,479	1000	98,559	98,797	98,871	98,903	98,919	98,927

(a) Puissance nominale de la génératrice (b) Puissance maximale de la génératrice

Les points de fonctionnement illustrés dans le Tableau 2.7 sont respectivement définis par :

- (a) une puissance de 5.5 kW sur chaque onduleur à 90 km/h ($m_a = 0.7$), correspondant au point de fonctionnement nominal;
- (b) une puissance de 15.5 kW à 120 km/h ($m_a = 0.7$), correspondant à la puissance maximale de la génératrice.

Les caractéristiques du transistor MOSFET choisi sont basées sur la fiche technique du modèle SCH2080KE de la compagnie ROHM Co., et la fréquence de commutation est imposée à 50 kHz. Ces caractéristiques sont comme suit :

- $V_{CC_{max}} = 1200 V$ soit la tension maximale supportée pour le bus CC
- $V_{GS} = 20 V$ soit la tension de polarisation de la grille
- $R_G = 80 m\Omega$ soit la résistance de grille considérant la résistance interne
- $C_G = 5.9 nF$ soit la capacité de grille maximale
- $t_{on} = 33 ns$ soit le temps de commutation (aussi égale au recouvrement de la diode)
- $t_{off} = 28 ns$ soit le temps de commutation en blocage du transistor
- $r_C = 0.08 \Omega$ soit la résistance du collecteur du transistor
- $u_{D0} = 0.8 V$ soit la tension seuil sur la diode de roue libre
- $r_D = 0.03 \Omega$ soit la résistance approximative pour un courant crête de 15A

Pour une fréquence de hachage de 50 kHz, le rendement désiré est rencontré autour de 600 V pour les points d'opération d'intérêt et dépend du nombre de transistors mis en parallèle. De plus, la pointe de courant n'est probablement pas tolérée par un seul de ces composants. Ainsi, il est nécessaire de trouver la valeur de cette pointe pour sélectionner la bonne topologie de transistors à utiliser et évaluer le coût de revient total considérant un prix d'environ 40\$ par transistor.

Dimensionnement des transistors pour la pointe en courant

Le courant efficace de phase dans les machines est fonction du rapport de modulation maximal, de la tension sur le bus et la puissance électrique à transmettre. Cette donnée est nécessaire pour sélectionner le bon composant ou la bonne topologie de parallélisme des bras d'onduleur à adopter. L'atteinte de la limite du rapport de modulation ($m_a = 1$) devrait sensiblement correspondre à l'atteinte de la puissance engendrée par les accélérations crêtes. Rappelons que la puissance maximale appliquée à chacune des roues à partir de 62 km/h, déterminée aux sections 2.7.1 et 2.8, équivaut à 28.5 kW. Dû au faible rendement estimé de la chaîne de traction (environ 59%), chaque onduleur pourrait encaisser une puissance d'entrée de 48.5 kW (194 kW divisés sur 4 groupes de traction).

Il demeure primordial de se laisser une marge de manœuvre moins contraignante sur ce point d'opération (rapport de modulation m_a) puisque la surmodulation n'est pas envisagée (signaux carrés) et que l'adaptation de la tension d'une machine dans le processus d'optimisation est une tâche ardue lorsqu'il vient le temps de configurer la disposition des conducteurs. Ainsi, un rapport de modulation maximal pour l'évaluation des courants de la machine, ayant des répercussions sur les courants crêtes dans l'onduleur, est imposé dans ce cas à « $m_a = 0.9$ » (tolérance de 10% sur le nombre de spires du bobinage).

Une simplification peut être faite à l'égard du facteur de puissance, considéré jusqu'à maintenant constant à 0.9, bien qu'on sache qu'il se dégradera dû aux courants induits plus importants. En réalité, selon les valeurs expertes trouvées en cours de projet, les machines synchrones à aimants permanents dont la conception priorise le flux à vide affichent

rarement des facteurs de puissance sous les 96% au point nominal de fonctionnement. En effet, le ratio « K_T » décrivant le rapport entre le couple moteur crête « T_{max} » versus le couple nominal « T_{nom} » pour lequel le facteur de puissance avait été fixé (FP_{nom}), ainsi que le ratio « K_V » décrit par le rapport de vitesse entre la vitesse où est atteinte de la puissance maximale (62 km/h) versus la vitesse nominale (90 km/h) permettent tous deux de déduire le facteur de puissance minimal pour une vitesse identique. Ainsi, par la résolution des diagrammes vectoriels simplifiés (sans résistance), on obtient :

$$FP_{Pmax} = \cos\left(\arctan\left(\frac{K_T}{K_V} \cdot \tan(\arccos(FP_{nom}))\right)\right) \quad (\text{Éq.2-66})$$

$$FP_{Pmax} = \cos\left(\arctan\left(\frac{520Nm/132Nm}{60km/h / 90km/h} \cdot \tan(\arccos(0.96))\right)\right) = 51\% \quad (\text{Éq.2-67})$$

Les convertisseurs transiteront donc une puissance de près de 48.5 kW chacun, soit le quart de la puissance électrique totale disponible. En considérant le choix de la tension à 600 V sur le bus CC, le courant efficace maximal dans les phases de l'onduleur peut être déterminé comme suit, en utilisant la relation vue précédemment (Éq.2-40) :

$$I_{ph_{rms}} = \frac{48.5kW \cdot 2\sqrt{2}}{0.51 \cdot 3 \cdot 0.9 \cdot 600V} = 166 A_{rms} \quad (\text{Éq.2-68})$$

Ainsi, la pointe de courant est donnée par :

$$I_{max} = \sqrt{2} \cdot I_{ph_{rms}} = 235 A \quad (\text{Éq.2-69})$$

Comme les composants tolèrent un courant crête de près de 45 A chacun, il est nécessaire de dimensionner les bras avec un minimum de cinq transistors parallélisés. Un onduleur triphasé pourrait alors revenir à 700\$. Les graphiques de la Figure 2.20 présentent les courbes d'optimisation du rendement en fonction de la tension pour des topologies variant entre un et cinq transistors MOSFET en parallèle pour fournir les deux valeurs de puissances qui sont en jeu dans la conception. À gauche, le graphique présente l'efficacité des onduleurs à transistors MOSFET pour une puissance de 62 kW distribuée sur les quatre systèmes de traction, alors que le graphique de droite présente l'efficacité de ces mêmes onduleurs pour une puissance de 194 kW distribuée ou 48.5 kW par sous-système. Il est évident que les gains d'efficacité sont peu significatifs entre une topologie à deux versus à

cinq transistors MOSFET pour justifier le coût supplémentaire associé à un gain de 0.25% d'efficacité sur le graphique de gauche. Cependant, dépendamment de la tension choisie, la pointe de courant peut exiger un maximum de transistors parallélisés. Une fréquence de hachage de 50 kHz est considérée pour les graphiques suivants.

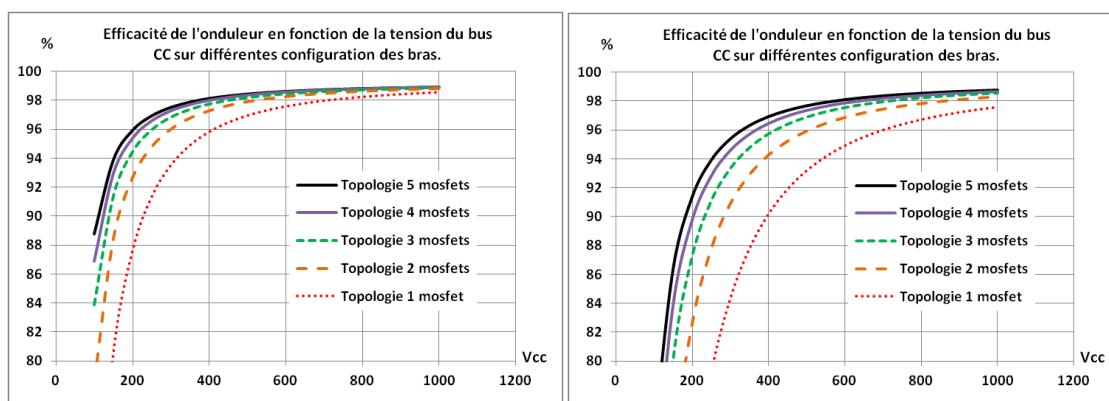


Figure 2.20 : Efficacités à 15.5 kW (à gauche) et celles à 48.5 kW (à droite) sous différentes tensions du bus CC pour différentes topologies

Ainsi, pour le graphique de la puissance crête (à droite), le point optimal d'efficacité sur l'onduleur par rapport à sa tension d'alimentation semble se tracer autour d'une valeur de 600 V pour la topologie à cinq transistors. La conception de la batterie devient pour sa part de plus en plus complexe à mesure que sa tension nominale augmente puisque plus de cellules seront branchées en série, ce qui nécessite plus d'éléments de gestion du balancement et de leur état de charge. C'est pourquoi, il est inutile de dépasser le seuil de 600 V puisqu'aucun gain d'efficacité significatif ne peut être obtenu. De plus, le choix d'une chimie Lithium-Titanate impose également des cellules à une tension de 2.4 V nominale, ce qui suggère que la batterie comprendra déjà plus de 250 cellules en série devant être munies d'une instrumentation et d'un contrôle de leur état de charge. La section qui suit a pour but de mettre en évidence l'obsolescence de la technologie IGBT.

2.10.5.2 Utilisation des transistors IGBT

L'avantage de cette technologie est sa robustesse et son prix. Les puissances nominales sont pour leur part utilisées pour sélectionner le bon calibre de transistor. Dans la gamme de produits des modules IGBT avec 3 bras intégrés chez Mitsubishi (m=3), le plus

petit modèle disponible est le CM75TX-24S. Il se vend 130\$ l'unité, ce qui représente une économie de 550%. Les paramètres de ce transistor sont :

$V_{CC_{max}} = 1,2 \text{ kV}$	soit la tension maximale supportée pour le bus CC
$V_{GS} = 15 \text{ V}$	soit la tension de polarisation de la grille
$R_G = 0.17 \Omega$	soit la résistance de grille considérant la résistance interne
$C_G = 31 \text{ nF}$	soit la capacité de grille maximale
$t_{on} = 300 \text{ ns}$	soit le temps de commutation (aussi égale au recouvrement de la diode)
$t_{off} = 200 \text{ ns}$	soit le temps de commutation en blocage du transistor
$u_{CE0} = 0.8 \text{ V}$	soit la tension seuil sur le transistor
$r_C = 0.0035 \Omega$	soit la résistance du collecteur du transistor
$u_{D0} = 0.9 \text{ V}$	soit la tension seuil sur la diode de roue libre
$r_D = 0.0045 \Omega$	soit la résistance approximative pour un courant crête de 400 A

Les paramètres de cette technologie sont très différents du transistor MOSFET considéré précédemment, à commencer par l'apparition d'une tension de saturation seuil non nulle dans le transistor, et l'existence d'une résistance de conduction extrêmement faible et d'une capacité de grille 6 fois plus importante due à la robustesse du composant. La différence la plus marquante au niveau de son influence sur les pertes est le temps de commutation qui est 10 fois supérieur au transistor de type MOSFET. Ainsi, pour le même rendement, il faut s'attendre à une fréquence de commutation 10 fois plus faible. Rappelons que l'amplitude des ondulations de courant, soit celle des harmoniques de temps dans une machine, est proportionnelle au carré de la fréquence de hachage.

Les tableaux suivants (cf. tableau 2.8 et 2.9) présentent l'évolution du rendement d'un convertisseur onduleur utilisant ces transistors IGBT en fonction de la fréquence de hachage et de la tension de bus CC, évalué selon le modèle de pertes développé à la section 2.10.4. La disposition en parallèle de ces composants n'est pas considérée puisqu'elle n'apporte pas de gains significatifs sur le rendement et ces composants sont déjà volumineux et dimensionnés pour de forts courants. Le tableau 2.8 présente les résultats pour la puissance nominale de la génératrice également répartie sur les quatre groupes de traction.

Tableau 2.8 : Efficacité de l'onduleur IGBT à puissance nominale sur la génératrice

Tension (en V)	Fréquence de hachage																	
	1000	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000	10000	11000	12000	13000	14000	15000	16000	17000	18000
100	93,21	93,05	92,89	92,73	92,57	92,41	92,26	92,10	91,94	91,79	91,63	91,48	91,32	91,17	91,02	90,87	90,71	90,56
150	95,71	95,54	95,37	95,20	95,04	94,87	94,70	94,54	94,37	94,21	94,05	93,88	93,72	93,56	93,40	93,24	93,08	92,92
200	96,86	96,68	96,51	96,34	96,17	96,00	95,83	95,66	95,49	95,32	95,15	94,99	94,82	94,66	94,49	94,33	94,16	94,00
250	97,51	97,33	97,16	96,98	96,81	96,64	96,46	96,29	96,12	95,95	95,78	95,61	95,45	95,28	95,11	94,94	94,78	94,61
300	97,93	97,75	97,57	97,40	97,22	97,05	96,87	96,70	96,53	96,36	96,19	96,02	95,85	95,68	95,51	95,34	95,17	95,01
350	98,22	98,04	97,86	97,68	97,51	97,33	97,16	96,98	96,81	96,64	96,47	96,30	96,12	95,95	95,79	95,62	95,45	95,28
400	98,43	98,25	98,07	97,89	97,72	97,54	97,37	97,19	97,02	96,84	96,67	96,50	96,33	96,16	95,99	95,82	95,65	95,48
450	98,59	98,41	98,23	98,06	97,88	97,70	97,53	97,35	97,18	97,00	96,83	96,66	96,49	96,31	96,14	95,97	95,81	95,64
500	98,72	98,54	98,36	98,18	98,01	97,83	97,65	97,48	97,30	97,13	96,95	96,78	96,61	96,44	96,27	96,10	95,93	95,76
550	98,83	98,65	98,47	98,29	98,11	97,93	97,75	97,58	97,40	97,23	97,05	96,88	96,71	96,54	96,37	96,20	96,03	95,86
600	98,91	98,73	98,55	98,37	98,19	98,02	97,84	97,66	97,49	97,31	97,14	96,96	96,79	96,62	96,45	96,28	96,11	95,94
650	98,98	98,80	98,62	98,44	98,26	98,09	97,91	97,73	97,56	97,38	97,21	97,03	96,86	96,69	96,52	96,35	96,17	96,01
700	99,05	98,86	98,68	98,50	98,33	98,15	97,97	97,79	97,62	97,44	97,27	97,09	96,92	96,75	96,58	96,40	96,23	96,06
750	99,10	98,92	98,74	98,56	98,38	98,20	98,02	97,84	97,67	97,49	97,32	97,14	96,97	96,80	96,63	96,45	96,28	96,11
800	99,15	98,96	98,78	98,60	98,42	98,24	98,07	97,89	97,71	97,54	97,36	97,19	97,02	96,84	96,67	96,50	96,33	96,16
850	99,19	99,00	98,82	98,64	98,46	98,28	98,11	97,93	97,75	97,58	97,40	97,23	97,05	96,88	96,71	96,54	96,37	96,19
900	99,22	99,04	98,86	98,68	98,50	98,32	98,14	97,96	97,79	97,61	97,44	97,26	97,09	96,92	96,74	96,57	96,40	96,23
950	99,25	99,07	98,89	98,71	98,53	98,35	98,17	98,00	97,82	97,64	97,47	97,29	97,12	96,95	96,77	96,60	96,43	96,26
1000	99,28	99,10	98,92	98,74	98,56	98,38	98,20	98,02	97,85	97,67	97,50	97,32	97,15	96,97	96,80	96,63	96,46	96,29

Considération du taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique maximal apparaît comme un critère à définir sur les bornes de l'optimisation de la machine puisqu'une fréquence de commutation trop faible limitera la fréquence de la fondamentale qui apparaît comme la première source de minimisation de la masse du moteur. Il est simplement question d'établir le nombre de commutations minimal désiré pour un cycle de la fondamentale à vitesse maximale pour ainsi fixer la fréquence électrique définie par :

$$f_{elect} = \frac{f_c}{nb_{commutation}} \quad (\text{Éq.2-70})$$

La fréquence électrique est un multiple de celle mécanique à cause du grand nombre de paires de pôles dans la machine. Cette fréquence mécanique peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$f_{mec_{max}} = \frac{Vitesse_{max}}{3.6 \cdot \pi D} \quad (\text{Éq.2-71})$$

Avec un diamètre de la roue $D = 0.6 \text{ m}$ et une vitesse maximale du véhicule $Vitesse_{max} = 120 \text{ km/h}$, la fréquence mécanique calculée est : $f_{mec_{max}} = 17.4 \text{ Hz}$

Pour offrir une possibilité d'optimisation de la configuration de la machine jusqu'à 20 paires de pôles, la fréquence fondamentale minimale est choisie de l'ordre de 350 Hz. Ainsi, avec un nombre de commutations « $nb_{commutation}$ » fixé à 30 par cycle, la fréquence de hachage envisageable doit être de l'ordre de 10 kHz. Les courbes suivantes (cf. Figure 2.21), présentant respectivement l'efficacité attendue pour un fonctionnement à la puissance nominale et à la puissance maximale de la génératrice, permettent de comprendre l'intérêt du choix de tension pour cette fréquence de commutation. Il faudra jusqu'à 650 V pour atteindre les 98% d'efficacité en opération à puissance maximale fournie par le groupe électrogène.

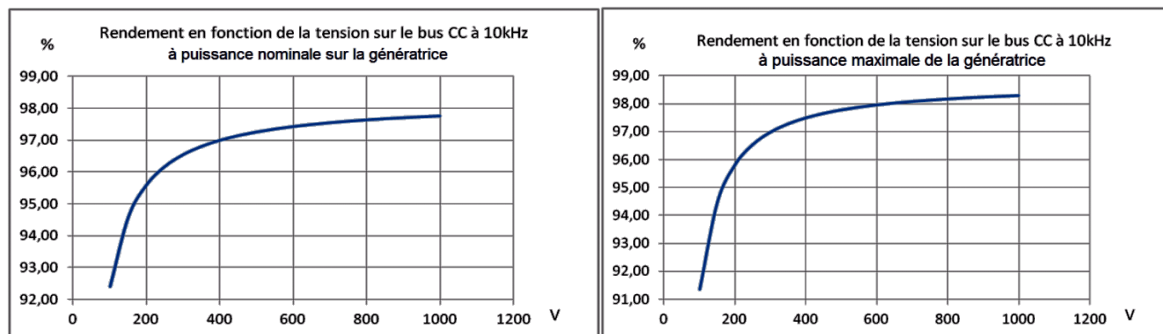


Figure 2.21 : Efficacité en fonction de la tension pour une conception à IGBT à 10 kHz

Ainsi, avec des convertisseurs à transistors IGBT, il sera impossible d'atteindre l'efficacité requise sur les onduleurs à puissance nominale sur la génératrice sans que le taux de distorsion harmonique ne soit dégradé. Par contre, l'optimum de la tension semble assez évident. Un choix de tension entre 600 V et 800 V aura très peu de répercussions sur le rendement global du système.

Tableau 2.9 : Efficacité de l'onduleur IGBT à puissance maximale sur la génératrice

Tension (en V)	Fréquence de hachage																	
	1000	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000	10000	11000	12000	13000	14000	15000	16000	17000	18000
100	92,34	92,23	92,12	92,01	91,90	91,79	91,68	91,58	91,47	91,36	91,25	91,15	91,04	90,93	90,83	90,72	90,62	90,51
150	95,54	95,42	95,30	95,18	95,07	94,95	94,84	94,72	94,61	94,49	94,38	94,26	94,15	94,03	93,92	93,81	93,70	93,58
200	96,90	96,78	96,66	96,54	96,42	96,30	96,18	96,06	95,94	95,83	95,71	95,59	95,47	95,36	95,24	95,12	95,01	94,89
250	97,64	97,51	97,39	97,27	97,15	97,03	96,91	96,78	96,66	96,54	96,43	96,31	96,19	96,07	95,95	95,83	95,71	95,60
300	98,09	97,96	97,84	97,72	97,59	97,47	97,35	97,23	97,11	96,99	96,87	96,75	96,63	96,51	96,39	96,27	96,15	96,03
350	98,39	98,27	98,14	98,02	97,90	97,77	97,65	97,53	97,41	97,28	97,16	97,04	96,92	96,80	96,68	96,56	96,44	96,32
400	98,61	98,48	98,36	98,24	98,11	97,99	97,86	97,74	97,62	97,50	97,38	97,25	97,13	97,01	96,89	96,77	96,65	96,53
450	98,77	98,65	98,52	98,40	98,27	98,15	98,03	97,90	97,78	97,66	97,53	97,41	97,29	97,17	97,05	96,93	96,81	96,69
500	98,90	98,77	98,65	98,52	98,40	98,27	98,15	98,03	97,90	97,78	97,66	97,54	97,41	97,29	97,17	97,05	96,93	96,81
550	99,00	98,87	98,75	98,62	98,50	98,37	98,25	98,13	98,00	97,88	97,76	97,63	97,51	97,39	97,27	97,15	97,03	96,90
600	99,08	98,96	98,83	98,70	98,58	98,45	98,33	98,21	98,08	97,96	97,84	97,71	97,59	97,47	97,35	97,23	97,10	96,98
650	99,15	99,02	98,90	98,77	98,65	98,52	98,40	98,27	98,15	98,03	97,90	97,78	97,66	97,53	97,41	97,29	97,17	97,05
700	99,21	99,08	98,95	98,83	98,70	98,58	98,45	98,33	98,21	98,08	97,96	97,84	97,71	97,59	97,47	97,35	97,22	97,10
750	99,26	99,13	99,00	98,88	98,75	98,63	98,50	98,38	98,25	98,13	98,01	97,88	97,76	97,64	97,52	97,39	97,27	97,15
800	99,30	99,17	99,05	98,92	98,79	98,67	98,54	98,42	98,29	98,17	98,05	97,92	97,80	97,68	97,56	97,43	97,31	97,19
850	99,34	99,21	99,08	98,96	98,83	98,70	98,58	98,46	98,33	98,21	98,08	97,96	97,84	97,71	97,59	97,47	97,35	97,23
900	99,37	99,24	99,11	98,99	98,86	98,74	98,61	98,49	98,36	98,24	98,11	97,99	97,87	97,75	97,62	97,50	97,38	97,26
950	99,40	99,27	99,14	99,02	98,89	98,77	98,64	98,52	98,39	98,27	98,14	98,02	97,90	97,77	97,65	97,53	97,41	97,28
1000	99,42	99,30	99,17	99,04	98,92	98,79	98,67	98,54	98,42	98,29	98,17	98,04	97,92	97,80	97,68	97,55	97,43	97,31

2.10.6 Dimensionnement de la batterie et des conducteurs du bus CC

Comme aucun survolteur n'est prévu au système pour assurer une stabilité de la tension sur les convertisseurs triphasés, la tension minimale de la batterie est fixée à 600 V. La chute de tension due aux accélérations et à la décharge de la batterie doit être prise en considération dans la conception. L'efficacité minimale de la batterie peut servir à évaluer le pourcentage de la chute de tension lors d'une pointe de courant. D'un autre côté, la chimie des cellules permet elle aussi d'approximer le pourcentage de chute de tension sur la valeur nominale selon le seuil de charge, aussi appelé « State of Charge » (SOC). Comme la puissance à débiter sur la batterie « P_{batMAX} » (cf. Éq.2-28) et la tension minimale du bus CC « V_{CCmin} » sont maintenant établies (147 kW à 600 V), le courant crête sur la batterie peut être estimé à :

$$\hat{I}_{bat} = \frac{P_{batMAX}}{V_{CCmin}} = \frac{147 \text{ kW}}{600 \text{ V}} = 245 \text{ A} \quad (\text{Éq.2-72})$$

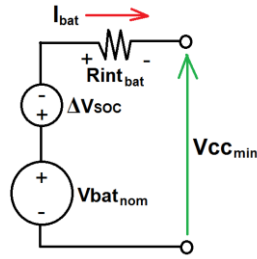


Figure 2.22 : Modèle de batterie pour l'évaluation du rendement

La Figure 2.22 illustre la boucle de tension des cellules vers le bus CC pour une situation à faible seuil de charge (SOC). Le choix de la tension nominale de la batterie doit ainsi tenir compte de la chute de tension liée à son état de charge en plus de celle liée à sa résistance interne. La capacité et le choix de la chimie de la batterie peuvent être utilisés pour approximer la résistance interne sur laquelle le choix de la tension nominale sera basé. Cette tension nominale peut être exprimée par :

$$Vbat_{nom} = Vcc_{min} + \underbrace{Vbat_{nom} \cdot \Delta V_{SOC\%}}_{\Delta V_{soc}} + Rint_{bat} \cdot \hat{I}_{bat} \quad (\text{Éq.2-73})$$

Où :

$\Delta V_{SOC\%}$ est la chute de tension à vide (pour SOC=10%) par rapport à $Vbat_{nom}$;

$Rint_{bat}$ est la résistance interne propre de la batterie.

Les paramètres de batterie se basent sur les données de la fiche technique du bloc batterie de 24 V, 60 Ah de la compagnie Altairnano. La variation relative de la tension jusqu'à sa borne inférieure (considérée ici comme 10% de la charge restante) est donnée par (cf. Figure 2.23) :

$$\Delta V_{SOC\%} = \frac{vbat_{typ} - vbat_{min}}{vbat_{typ}} = \frac{24\text{ V} - 19\text{ V}}{24\text{ V}} = 21\% \quad (\text{Éq.2-74})$$

La variation totale relative de tension « $\Delta V_{tot\%}$ », prise entre la tension à vide fournie autour d'une charge maximale et celle fournie à 10% de la capacité résiduelle, est donnée par :

$$\Delta V_{tot\%} = \frac{vbat_{typmax} - vbat_{typmin}}{vbat_{typ}} = \frac{27\text{ V} - 19\text{ V}}{24\text{ V}} = 33\% \quad (\text{Éq.2-75})$$

Le calcul de la résistance interne doit d'abord être ramené dans une expression relative à sa tension et sa capacité. Comme l'augmentation de la tension agit comme multiplicateur de la résistance, celle-ci apparaît au dénominateur dans l'expression suivante. À l'inverse, une grande capacité fait chuter la résistance interne, d'où l'expression relative multiplie ce paramètre. Ainsi, la résistance interne ramenée en fonction de la capacité et la tension est donnée par (en $\Omega \cdot \text{Ah/V}$) :

$$R_{int_{bat_{relative}}} = R_{int_{typ}} \cdot \frac{C_{bat_{typ}}}{V_{bat_{typ}}} \quad (\text{Éq.2-76})$$

Où :

$C_{bat_{typ}}$ est la capacité nominale du produit spécifiée par la fiche technique (60 Ah);
 $V_{bat_{typ}}$ est la tension nominale du produit spécifiée par la fiche technique (24 V);
 $R_{int_{typ}}$ est la résistance interne du produit spécifiée par la fiche technique (3.8 m Ω);

Avec les paramètres donnés, la résistance interne relative d'un bloc batterie est :

$$R_{int_{bat_{relative}}} = 0.0095 \Omega \cdot \frac{\text{Ah}}{\text{V}}$$

La capacité de la batterie s'évalue à partir du graphique de décharge de la batterie. La figure suivante illustre un cas général seulement pour présenter la méthodologie. La plage d'opération de l'état de charge « SOC » de la batterie est de 90% de sa capacité nominale.

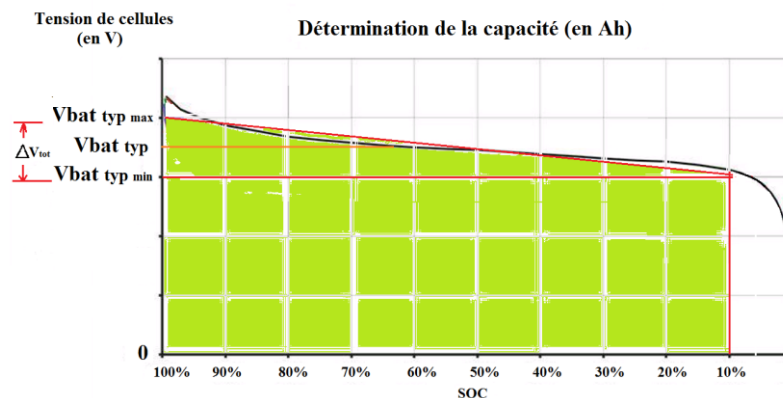


Figure 2.23 : Courbe de décharge typique d'une cellule Li-Ion

En supposant un courant de 1 A pendant une heure avec une variation de tension définie par la pente dessinée dans la Figure 2.23, l'énergie propre, qui est préalablement

définie dans le cahier de charge, est décrite par l'équation suivante. Une décharge à 90% du seuil de charge est considérée.

$$W_{bat} \approx \left(\frac{1}{2} \Delta V_{tot} + V_{bat}(10\%) \right) \cdot 90\% \cdot C_{bat} \quad (\text{en Wh}) \quad (\text{Éq.2-77})$$

Ainsi, l'équation de la capacité de la batterie (en Ah) est nécessaire pour déterminer sa résistance interne propre et qui s'écrit comme suit :

$$C_{bat} \approx \frac{W_{bat}}{0.9 \cdot \left(\frac{1}{2} \Delta V_{tot\%} \cdot V_{bat_{nom}} + V_{bat}(10\%) \right)} \quad (\text{Éq.2-78})$$

Où :

$$V_{bat}(10\%) = (1 - \Delta V_{SOC\%}) \cdot V_{bat_{nom}} \quad (\text{Éq.2-79})$$

La capacité de la batterie peut donc mettre en évidence la tension nominale selon l'équation (Éq.2-80) qui permet de déterminer la résistance interne de la batterie en utilisant l'équation (Éq.2-81) :

$$C_{bat} \approx \frac{W_{bat}}{0.9 \cdot V_{bat_{nom}} \left(\frac{1}{2} \Delta V_{tot\%} + 1 - \Delta V_{SOC\%} \right)} \quad (\text{Éq.2-80})$$

$$Rint_{bat} = Rint_{bat_{relative}} \cdot \frac{V_{bat_{nom}}}{C_{bat}} = Rint_{bat_{relative}} \cdot \frac{0.9 \cdot V_{bat_{nom}}^2 \left(\frac{1}{2} \Delta V_{tot\%} + 1 - \Delta V_{SOC\%} \right)}{W_{bat}} \quad (\text{Éq.2-81})$$

Enfin, en substituant les éléments de l'équation (Éq.2-73), la tension de batterie nominale est donnée par :

$$V_{bat_{nom}} = V_{CC_{min}} + V_{bat_{nom}} \cdot \Delta V_{SOC\%} + Rint_{bat_{relative}} \cdot \frac{0.9 \cdot V_{bat_{nom}}^2 \left(\frac{1}{2} \Delta V_{tot\%} + 1 - \Delta V_{SOC\%} \right)}{W_{bat}} \cdot \hat{I}_{bat} \quad (\text{Éq.2-82})$$

En développant cette dernière équation, une équation quadratique prenant la forme suivante est trouvée:

$$0 = \underbrace{V_{bat_{nom}}^2}_{\underbrace{c}} \cdot \left(\underbrace{Rint_{bat_{relative}} \cdot \frac{0.9 \cdot \left(\frac{1}{2} \Delta V_{tot\%} + 1 - \Delta V_{SOC\%} \right)}{W_{bat}} \cdot \hat{I}_{bat}}_A \right) + \underbrace{V_{bat_{nom}} \cdot (-1 + \Delta V_{SOC\%})}_B + \underbrace{V_{CC_{min}}}_C \quad (\text{Éq.2-83})$$

La résolution de cette équation quadratique permet de déterminer (avec les paramètres approximés) la tension nominale de la batterie exprimée par :

$$V_{bat_{nom}} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} = 960 \text{ V} \quad (\text{Éq.2-84})$$

La tension à vide minimale de la batterie est évaluée à 21% plus faible, soit :

$$V_{bat_{min}} = V_{bat_{nom}}(1 - \Delta V_{SOC\%}) = 760 V \quad (\text{Éq.2-85})$$

Comme la tension minimale du bus CC est fixée à 600 V, une marge de 150 V est donc associée à la chute de tension possible lors des demandes crêtes en courant pour un SOC de 10%. La tension à vide la plus élevée, située à 33% de la valeur minimale, sera pour sa part :

$$V_{bat_{max}} = V_{bat_{nom}}(1 + \Delta V_{tot\%} - \Delta V_{SOC\%}) = 1080 V \quad (\text{Éq.2-86})$$

Enfin, la résistance interne pour une capacité donnée par l'équation (Éq.2-80) sera de :

$$R_{int_{bat}} = R_{int_{bat_{relative}}} \frac{V_{bat_{nom}}}{C_{bat}} = 0.6 \Omega \quad (\text{Éq.2-87})$$

Le rendement de la batterie pour une puissance donnée, permettant d'atteindre les objectifs d'autonomie et d'efficacité globaux de la chaîne de traction électrique, peut être validé à cette étape. Le calcul des pertes dans la batterie nécessite d'abord de relever le courant d'opération. Le pire scénario dépend de la puissance tirée sur la batterie, soit $P_{bat_{nom}} = 22 \text{ kW}$, lorsque la tension est à son point le plus faible « $V_{bat_{min}}$ ». Le courant d'opération peut être calculé par l'équation suivante établie à partir de l'équation (Éq.2-88):

$$I_{bat_{nom}} = \frac{V_{bat_{min}} - \sqrt{V_{bat_{min}}^2 - 4 \cdot R_{int_{bat}} \cdot P_{bat_{nom}}}}{2 \cdot R_{int_{bat}}} \quad (\text{Éq.2-88})$$

Les pertes générées dans la batterie sont alors :

$$P_{bat_{losses}} = I_{bat_{nom}}^2 \cdot R_{int_{bat}} \quad (\text{Éq.2-89})$$

Dans ce cas, le rendement peut être évalué par :

$$\eta_{bat} = \frac{P_{bat_{nom}}}{P_{bat_{nom}} + P_{bat_{losses}}} \cdot 100\% \quad (\text{Éq.2-90})$$

Une analyse de scénario a été effectuée à partir du modèle de pertes développé dans la présente section. L'analyse permet de mettre en relief l'efficacité en fonction de la puissance tirée par la motorisation sur des batteries de différentes masses. Le Tableau 2.10 présente l'efficacité de la batterie à l'égard de ces deux paramètres.

Tableau 2.10 : Efficacité de différentes masses de batteries (en kg) selon la puissance sollicitée (en kW)

Puissance	Masse de la batterie														
	25	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300	325	350	375
5	95,8%	97,9%	98,6%	99,0%	99,2%	99,3%	99,4%	99,5%	99,5%	99,6%	99,6%	99,7%	99,7%	99,7%	99,73%
10	91,1%	95,8%	97,2%	97,9%	98,3%	98,6%	98,8%	99,0%	99,1%	99,2%	99,3%	99,3%	99,4%	99,4%	99,46%
15	85,8%	93,5%	95,8%	96,9%	97,5%	97,9%	98,2%	98,5%	98,6%	98,8%	98,9%	99,0%	99,1%	99,1%	99,18%
20		91,1%	94,3%	95,8%	96,6%	97,2%	97,6%	97,9%	98,2%	98,3%	98,5%	98,6%	98,7%	98,8%	98,91%
25		88,5%	92,7%	94,6%	95,8%	96,5%	97,0%	97,4%	97,7%	97,9%	98,1%	98,3%	98,4%	98,5%	98,63%
30		85,8%	91,1%	93,5%	94,9%	95,8%	96,4%	96,9%	97,2%	97,5%	97,7%	97,9%	98,1%	98,2%	98,35%
35		82,8%	89,4%	92,3%	93,9%	95,0%	95,8%	96,3%	96,7%	97,1%	97,3%	97,6%	97,8%	97,9%	98,07%
40			87,6%	91,1%	93,0%	94,3%	95,1%	95,8%	96,3%	96,6%	97,0%	97,2%	97,4%	97,6%	97,79%
45			85,8%	89,8%	92,1%	93,5%	94,5%	95,2%	95,8%	96,2%	96,6%	96,9%	97,1%	97,3%	97,50%
50			83,9%	88,5%	91,1%	92,7%	93,8%	94,6%	95,3%	95,8%	96,2%	96,5%	96,8%	97,0%	97,22%
55			81,8%	87,2%	90,1%	91,9%	93,2%	94,1%	94,8%	95,3%	95,8%	96,1%	96,4%	96,7%	96,93%
60				85,8%	89,1%	91,1%	92,5%	93,5%	94,3%	94,9%	95,4%	95,8%	96,1%	96,4%	96,64%
65				84,4%	88,0%	90,3%	91,8%	92,9%	93,7%	94,4%	94,9%	95,4%	95,8%	96,1%	96,35%
70				82,8%	86,9%	89,4%	91,1%	92,3%	93,2%	93,9%	94,5%	95,0%	95,4%	95,8%	96,05%
75				81,3%	85,8%	88,5%	90,4%	91,7%	92,7%	93,5%	94,1%	94,6%	95,1%	95,4%	95,76%
80					84,7%	87,6%	89,6%	91,1%	92,2%	93,0%	93,7%	94,3%	94,7%	95,1%	95,46%
85					83,5%	86,7%	88,9%	90,5%	91,6%	92,5%	93,3%	93,9%	94,4%	94,8%	95,16%
90					82,2%	85,8%	88,2%	89,8%	91,1%	92,1%	92,8%	93,5%	94,0%	94,5%	94,86%
95					84,8%	87,4%	89,2%	89,2%	90,5%	91,6%	92,4%	93,1%	93,7%	94,1%	94,56%
100					83,9%	86,6%	88,5%	90,0%	91,1%	92,0%	92,7%	93,3%	93,8%	94,26%	
105					82,8%	85,8%	87,9%	89,4%	90,6%	91,5%	92,3%	92,9%	93,5%	93,95%	
110					81,8%	85,0%	87,2%	88,8%	90,1%	91,1%	91,9%	92,6%	93,2%	93,64%	
115						84,1%	86,5%	88,2%	89,6%	90,6%	91,5%	92,2%	92,8%	93,33%	
120						83,3%	85,8%	87,6%	89,1%	90,2%	91,1%	91,8%	92,5%	93,02%	
125						82,4%	85,1%	87,0%	88,5%	89,7%	90,7%	91,5%	92,1%	92,70%	
130						81,5%	84,4%	86,4%	88,0%	89,2%	90,3%	91,1%	91,8%	92,38%	
135							83,6%	85,8%	87,5%	88,8%	89,8%	90,7%	91,4%	92,06%	
140							82,8%	85,2%	86,9%	88,3%	89,4%	90,3%	91,1%	91,74%	
145							82,1%	84,5%	86,4%	87,8%	89,0%	89,9%	90,7%	91,41%	

L'efficacité à la puissance nominale de 22 kW et à la tension minimale sur la batterie a donc été surévaluée d'environ 0.6% pour une batterie faisant tout juste 186 kg puisqu'une efficacité de 97.9% sera atteinte. Par contre, l'efficacité augmente en fonction du seuil de charge, en l'occurrence la tension du bus CC). La Figure 2.24 montre cette évidence. L'efficacité moyenne est à 98.5%, sur l'ensemble du cycle de décharge à puissance nominale, soit la valeur estimée initialement. S'il y avait eu une grande différence, le processus de dimensionnement de la chaîne de traction aurait pu être repris ou la batterie redimensionnée.

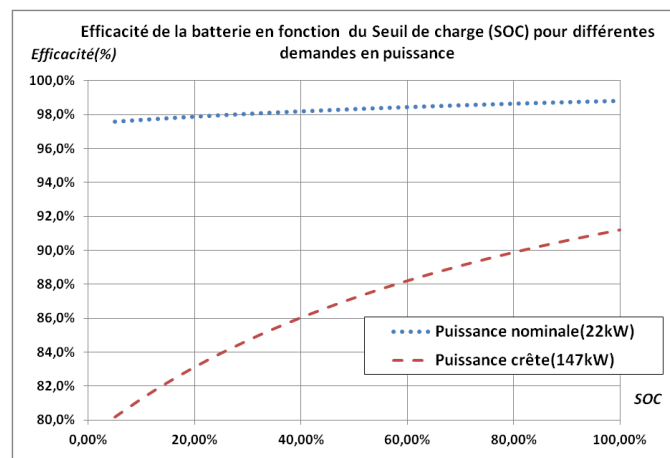


Figure 2.24 : Efficacité de fonctionnement d'une batterie de 196 kg à différentes puissances

À la puissance maximale de la batterie de 147 kW, c'est près de 18% de la puissance qui sera dissipée dans la batterie si le seuil de charge est trop faible. Un système de refroidissement doit donc être dimensionné pour éviter les surchauffes de cet élément de stockage durant les fortes sollicitations en puissance. La disposition des batteries est un aspect important pour augmenter la surface de dissipation de la puissance thermique.

Dimensionnement des conducteurs du bus CC

Le dimensionnement des conducteurs reliant chacun des composants branchés au bus CC est basé sur la puissance qu'ils délivrent ou consomment dans le système et leur tension minimale de fonctionnement. Bien que la puissance maximale de la génératrice représente l'effort maximal continu que peut soutenir le système de traction sans échauffement excessif, il est plus sécuritaire de tenir compte des puissances crêtes pour évaluer le courant de dimensionnement des conducteurs. Pour la génératrice, le courant maximal est évalué par l'expression suivante :

$$\hat{I}_{CCgen} = \frac{P_{gen_{max}}}{V_{ccmin}} = \frac{62 \text{ kW}}{600 \text{ V}} = 105 \text{ A} \quad (\text{Éq.2-91})$$

Le choix du calibre du conducteur reliant la batterie au bus CC est basé sur le courant exprimé par l'équation suivante :

$$\hat{I}_{CCbat} = \frac{P_{bat_{max}}}{V_{ccmin}} = \frac{147 \text{ kW}}{600 \text{ V}} = 245 \text{ A} \quad (\text{Éq.2-92})$$

Le choix du calibre du conducteur alimentant les onduleurs doit pour sa part considérer la puissance crête divisée disponible sur le bus CC le nombre de moteurs de traction.

$$\hat{I}_{CCond} = \frac{P_{gen_{max}} + P_{bat_{max}}}{4 \cdot V_{ccmin}} = \frac{209 \text{ kW}}{4 \cdot 600 \text{ V}} = 87 \text{ A} \quad (\text{Éq.2-93})$$

2.10.7 Dimensionnement du dissipateur thermique

Le dissipateur thermique a une importance cruciale dans le système et doit être en mesure de dissiper la puissance maximale pouvant être débitée par les moteurs-roues lors d'un freinage brusque, c'est-à-dire celle générée par leur couple maximal à la vitesse maximale. La puissance résultante est celle pour tout le groupe de traction comportant 4 machines. Leur rendement global (58%) est tiré de la section 2.9.1:

$$P_{max\ freinage} = nb_{moteur} \cdot \eta_{system} \cdot \frac{Vitesse}{3.6} \cdot \left(\frac{T_{max}}{\frac{D_{roue}}{2}} \right) \quad (\text{Éq.2-94})$$

$$P_{max\ freinage} = 4 \cdot 0.58 \cdot \frac{120\text{km/h}}{3.6\text{km}\cdot\text{s}/\text{m}\cdot\text{h}} \cdot \frac{520\text{Nm}}{0.3\text{m}} \cong 145\text{ kW} \quad (\text{Éq.2-95})$$

Comme cette puissance doit pouvoir être dissipée sous un niveau de tension inférieur ou égal à la tension minimale à vide de la batterie, l'impédance maximale de charge est fixée par :

$$R_{diss} < \frac{V_{bat\ min}^2}{P_{max}} = \frac{(760\text{ V})^2}{145\text{ kW}} \cong 4\ \Omega \quad (\text{Éq.2-96})$$

Pour une résistance de 4 Ω , le courant maximal continu qui circulera dans l'électronique de puissance est donné par la tension à vide maximale de la batterie :

$$\hat{I}_{diss} = \frac{V_{bat\ max}}{R_{diss}} = \frac{1080\text{ V}}{4\ \Omega} = 270\text{ A} \quad (\text{Éq.2-97})$$

Une note importante doit être apportée à l'égard de la température de l'élément chauffant (charge). Comme l'impédance augmente en fonction de la température, le dimensionnement de la charge doit considérer la température de fonctionnement dans la conception. Le facteur d'utilisation de cet élément n'étant pas très intense, il peut être dimensionné selon sa capacité thermique massique et la quantité d'énergie lui étant acheminée durant la période de freinage en négligeant son refroidissement. Ainsi, une simulation peut d'abord être effectuée pour déterminer cette quantité d'énergie. Ensuite, le calcul de l'élévation de la température peut être élaboré en utilisant la relation suivante :

$$C_{therm\ diss} = \frac{E_{therm\ diss}}{\Delta T_{element}} \quad (\text{Éq.2-98})$$

Où :

$C_{therm\ diss}$ est la capacité thermique de l'élément chauffant (en J/°C);
 $E_{therm\ diss}$ est l'énergie totale acheminée à l'élément au freinage (en J);
 $\Delta T_{element}$ est l'élévation de température entre le début et la fin du freinage (en °C).

En utilisant l'élévation de la température de l'élément chauffant, la température crête de son fonctionnement peut être exprimée par :

$$T_{work\ element} = T_{initiale} + \Delta T_{element}$$

La température maximale de fonctionnement « $T_{work\acute{e}l\acute{e}ment}$ » est fixée à 300°C avec une température initiale à 60°C « $T_{initiale}$ », ce qui ne laisse que 240°C pour stocker l'énergie thermique du freinage.

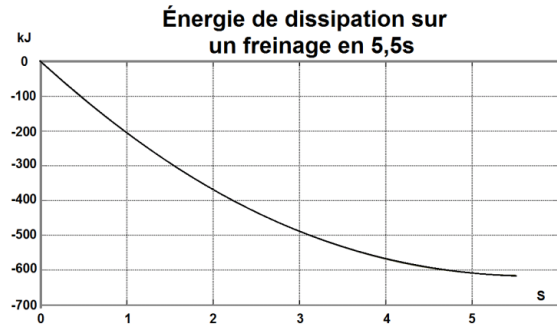


Figure 2.25 : Progression de l'énergie de dissipation dans un freinage d'urgence

L'énergie totale emmagasinée par le dissipateur ne devrait pas excéder 610 kJ tel que démontré par le résultat de simulation présenté à la figure 2.25. Les conditions de simulation ont été évaluées en utilisant une vitesse maximale de 120 km/h et une pente de -20%. L'immobilisation du véhicule est assurée en 5.5 s. Bien évidemment, les pertes dans l'ensemble du système de traction aideront à réduire l'apport d'énergie à l'élément dissipatif, mais le pire scénario est envisagé dans cette simulation. Pour une élévation de température fixée de 240°C, la capacité thermique ainsi trouvée est :

$$C_{therm_{diss}} = \frac{610 \text{ kJ}}{240^{\circ}\text{C}} = 2.54 \text{ kJ}/^{\circ}\text{C} \quad (\acute{E}q.2-99)$$

Considérant un stockage dans un bloc d'aluminium possédant une capacité thermique massique considérée linéaire de $0.879 \text{ kJ}/\text{kg}\cdot^{\circ}\text{C}$, la masse de stockage dans ce matériau sera de 2.9 kg. L'utilisation de l'aluminium est judicieuse puisque le transfert de chaleur est excellent, évitant ainsi de surchauffer l'élément chauffant. Ce matériau est facilement moulable (à basse température) en permettant de faire du surmoulage d'élément de tungstène recouvert de céramique. Enfin, l'aluminium n'est pas ferromagnétique, ce qui offre un meilleur temps de réponse au système (l'inductance de la charge est pratiquement nulle). De plus, il s'agit du matériau solide possédant la plus grande capacité thermique massique. Notons par ailleurs que la technologie à convertisseurs de type IGBT est

privilegiée dans la conception du hacheur dévolteur constituant le dissipateur puisque le rendement n'est pas un critère de sélection.

2.11 SIMULATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA SUSPENSION (ÉTAPE 11)

Cette section vise à évaluer l'impact de la masse non suspendue sur le comportement routier du véhicule. Un modèle de demi-pont de véhicule est d'abord présenté. Ensuite, l'étape 12) prévoyant de faire ressortir les contraintes subies par la structure mécanique de la machine de traction est traitée à la fin de cette section.

Le questionnement quant à l'adoption d'une suspension active est légitime, puisque celle-ci permet d'atteindre une tenue de route pratiquement parfaite indépendamment de la masse non suspendue. Il sera par contre démontré dans cette section que l'utilisation d'une semelle ou bande de roulement molle peut améliorer la situation d'une suspension passive à large masse non suspendue.

2.11.1 Modélisation dynamique de la suspension du véhicule

Les contraintes maximales sur la masse des jantes et de la suspension sont déterminées en se basant sur une simulation dynamique impliquant le véhicule roulant à haute vitesse sur une bosse carrée. La Figure 2.26 présente ce modèle dynamique qui considère le rayon de la roue « R ». Comme l'illustre la Figure 2.27, ce rayon limite l'impact en définissant une trajectoire « filtrée » du point de tangeance de la bande de roulement avec la protubérance. La déformation du pneu n'est pas considérée dans la trajectoire, mais plutôt par un coefficient radial de déformation élastique. La décélération du véhicule n'est pas considérée puisqu'une vitesse constante est imposée. Par contre, la force d'impact tangentielle et destructrice est considérée par l'angle d'attaque de la jante sur la bosse, ce qui permet d'évaluer la charge réelle sur les pièces du moteur-roue.

Certaines hypothèses simplificatrices ont été considérées dans le modèle de la Figure 2.26 pour permettre sa linéarisation. Les mesures « a » et « b », respectivement les distances arrière et avant entre les masses non suspendues et le centre de masse du châssis, sont maintenues constantes par rapport à l'horizontale, considérant des mesures d'angle

faible de la rotation du châssis (angle de tangage). Dans un même ordre d'idée, le déplacement des extrémités « Δs » avant et arrière du châssis sont simplement calculés par :

$$\Delta s_{\text{arrière}} = -\theta \cdot a \quad (\text{Éq.2-100})$$

$$\Delta s_{\text{avant}} = \theta \cdot b \quad (\text{Éq.2-101})$$

Le modèle considère un demi-véhicule comme si les suspensions droite et gauche étaient solidaires. C'est-à-dire que le roulis du véhicule n'est pas considéré dans ce modèle.

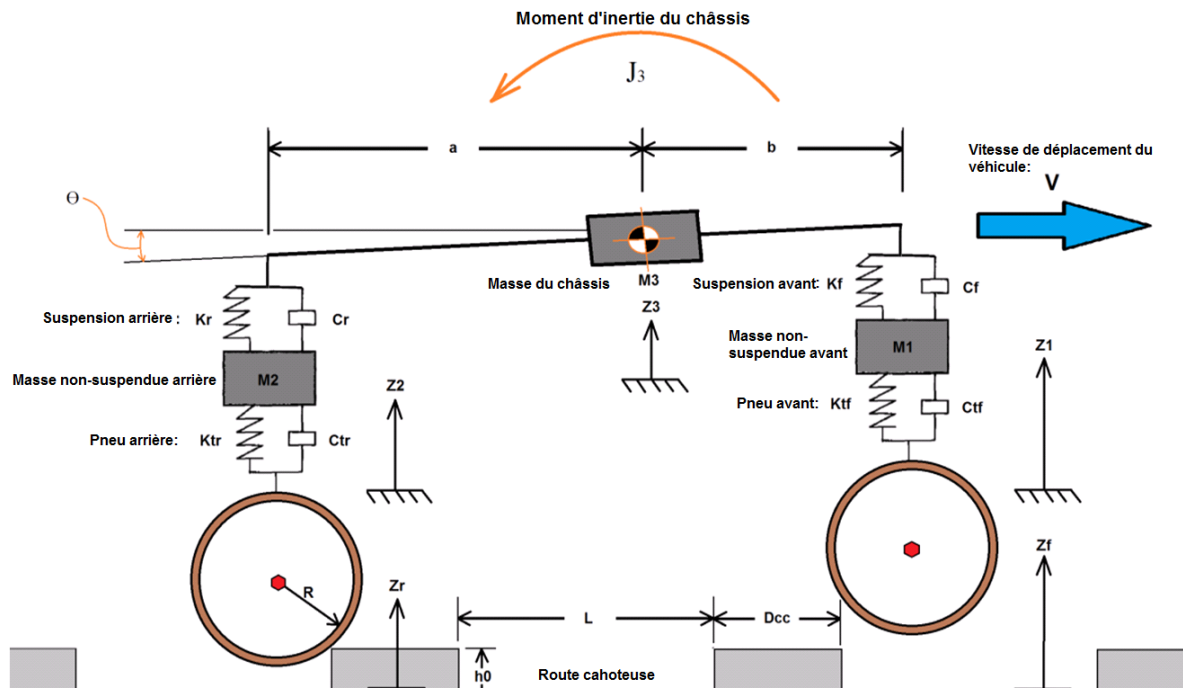


Figure 2.26 : Modèle dynamique de suspension permettant l'évaluation du comportement routier et des contraintes mécaniques sur la suspension.

Les forces qu'impliquent le modèle présenté dans la Figure 2.26 sont séparées sur quatre diagrammes de corps libres (DCL) différents, respectivement pour les masses et l'inertie de rotation du châssis « $M1$, $M2$, $M3$ et J_3 ».

Les forces, exprimées en N, couplées à la masse avant « $M1$ » impliquent l'équation d'état suivante, désignant l'accélération du centre de masse de la roue avant « \dot{V}_1 » (en m/s^2) :

$$\dot{V}_1 = \frac{1}{M_1} \cdot (F_{cf} + F_{kf} + F_{ctf} + F_{ktf}) - g \quad (\text{Éq.2-102})$$

Où :

F_{cf} est la force de l'amortissement de la suspension avant;

F_{kf} est la force du ressort de la suspension avant;

F_{ctf} est la force de l'amortissement des pneus avant;

F_{ktf} est la force du ressort des pneus avant, à coefficient d'élasticité linéaire;

g est l'accélération gravitationnelle (estimée à 9.81 m/s^2);

M_1 est la masse non suspendue de du pont avant (en kg).

Chacune des forces interagissant dans l'équation (Éq.2-102) doit être calculée individuellement. La force engendrée par le ressort avant est donnée par :

$$F_{kf} = K_f \cdot (Z_3 + \theta \cdot b - Z_1) \quad (\text{Éq.2-103})$$

Où :

Z_3 est le déplacement vertical du centre de masse du châssis (en m);

θ est le déplacement angulaire du châssis autour de son centre de masse (en rad);

b est la distance entre la roue avant et le centre de masse du véhicule (en m);

Z_1 est le déplacement vertical des roues avant (en m).

De même, la force engendrée par l'amortisseur à l'avant peut être déterminée par :

$$F_{cf} = C_f \cdot (V_3 + \omega \cdot b - V_1) \quad (\text{Éq.2-104})$$

Où :

C_f est le coefficient d'amortissement de la suspension avant (en $N \cdot s/m$);

V_3 est la vitesse de déplacement verticale du centre de masse du châssis (en m/s);

V_1 est la vitesse de déplacement vertical du centre de la roue avant (en m/s);

ω est la vitesse angulaire du châssis autour de son centre de masse (en rad/s).

D'autre part, la force engendrée par l'élasticité du pneu peut être décrite par :

$$F_{ktf} = K_{tf} \cdot (Z_f - Z_1) \quad (\text{Éq.2-105})$$

Où :

Z_f est le déplacement vertical du point de contact des roues avant (en m);

K_{tf} est le coefficient de rigidité (élasticité) des pneus avant (en N/m).

Enfin, la force engendrée par l'amortissement du pneu peut être déterminée par :

$$F_{ctf} = C_{tf} \cdot (V_f - V_1) \quad (\text{Éq.2-106})$$

Où :

C_{tf} est le coefficient d'amortissement du pneu (en $N \cdot s/m$);
 V_f est la vitesse du déplacement vertical du point de contact des roues avant (en m/s).

À l'arrière du véhicule, la masse « M_2 » possède également son système d'équation décrivant son accélération verticale. Avec les forces exprimées en Newtons, l'accélération du centre de masse de la roue arrière « \dot{V}_2 » est ainsi donnée par :

$$\dot{V}_2 = \frac{1}{M_2} \cdot (F_{cr} + F_{kr} + F_{ctr} + F_{ktr}) - g \quad (\text{Éq.2-107})$$

Où :

F_{cr} est la force de l'amortissement de la suspension arrière;
 F_{kr} est la force du ressort de la suspension arrière;
 F_{ctr} est la force de l'amortissement des pneus arrière;
 F_{ktr} est la force du ressort des pneus arrière, à coefficient d'élasticité linéaire;
 g est l'accélération gravitationnelle;
 M_2 est la masse non suspendue du pont arrière (en kg).

Les forces interagissant dans l'équation de \dot{V}_2 sont ensuite calculées séparément. La force engendrée par le ressort de suspension arrière est donnée par :

$$F_{kr} = K_r \cdot (Z_3 - \theta \cdot a - Z_2) \quad (\text{Éq.2-108})$$

Où :

K_r est le coefficient de rigidité des pneus arrière (en N/m);
 Z_2 est le déplacement vertical du centre de masse de la roue arrière (en m);
 a est la distance entre la roue arrière et le centre de masse du véhicule (en m).

Cependant, la force engendrée par l'amortisseur de suspension arrière peut être calculée par :

$$F_{cr} = C_r \cdot (V_3 - \omega \cdot a - V_2) \quad (\text{Éq.2-109})$$

Où :

V_2 est la vitesse de déplacement vertical de la masse non suspendue arrière (m/s);
 C_r est le coefficient d'amortissement de la suspension arrière ($N \cdot s/m$).

D'un autre côté, la force engendrée par l'élasticité des pneus peut être déterminée par :

$$F_{ktr} = K_{tr} \cdot (Z_r - Z_2) \quad (\text{Éq.2-110})$$

Où :

K_{tr} est le coefficient de rigidité des pneus arrière (en N/m);
 Z_r est le déplacement du point de contact des roues arrière (en m);
 Z_2 est le déplacement vertical de la masse non suspendue arrière (en m).

Enfin, la force engendrée par l'amortissement des pneus arrière peut être exprimée :

$$F_{ctr} = C_{tr} \cdot (V_r - V_2) \quad (\text{Éq.2-111})$$

Où :

C_{tr} est le coefficient d'amortissement des pneus arrière (en $N \cdot s/m$);
 V_r est la vitesse du déplacement vertical du point de contact des roues arrière (en m/s).

Au niveau du châssis, la masse « M_3 » est prise indépendamment de la caractéristique inertielle de rotation. Ainsi, l'accélération verticale de son centre de gravité « \dot{V}_3 » s'écrit :

$$\dot{V}_3 = \frac{1}{M_3} \cdot (F_{kf} + F_{cf} + F_{kr} + F_{cr}) - g \quad (\text{Éq.2-112})$$

Où les forces « F_{kf}, F_{cf}, F_{kr} et F_{cr} » ont déjà été déterminées précédemment respectivement par les équations (Éq.2-103), (Éq.2-104), (Éq.2-108) et (Éq.2-109). Notons que M_3 est la masse du châssis considérant l'ensemble des équipements à bord.

D'un autre côté, l'inertie de rotation du châssis peut être obtenue par résolution de l'équation décrivant la somme des moments :

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J_3} \cdot [(F_{kr} + F_{cr}) \cdot a - (F_{kf} + F_{cf}) \cdot b] \quad (\text{Éq.2-113})$$

Où :

J_3 est le moment d'inertie du châssis ($kg \cdot m^2$);
 V_f est la vitesse du déplacement vertical du point de contact des roues arrière (m/s).

Le système équations d'état peut être finalement résolu par les relations différentielles entre les accélérations, les vitesses et les déplacements des différentes masses où : $\dot{Z}_f = V_f$, $\dot{Z}_r = V_r$, $\dot{Z}_1 = V_1$, $\dot{Z}_2 = V_2$, $\dot{Z}_3 = V_3$ et $\dot{\theta} = \omega$

Le surdimensionnement mécanique a pour objectif d'assurer que les contraintes mécaniques n'affecteront pas le fonctionnement de la machine. Ainsi, les pièces d'attache du moteur à la suspension doivent résister au pire cas d'impact possible. Tel que mentionné précédemment, la force d'impact maximale est estimée par l'angle d'attaque du pneu et la force de réaction verticale. La Figure 2.27 présente la trajectoire estimée du centre des roues. Comme la déformation des pneus est considérée par le modèle de la Figure 2.26, la trajectoire est rapportée comme un décalage du point de contact des pneus avec la chaussée. Le déplacement est ainsi filtré par le rayon extérieur du pneu pour étudier l'effet des dimensions des roues sur la force d'impact contre une bosse carrée.

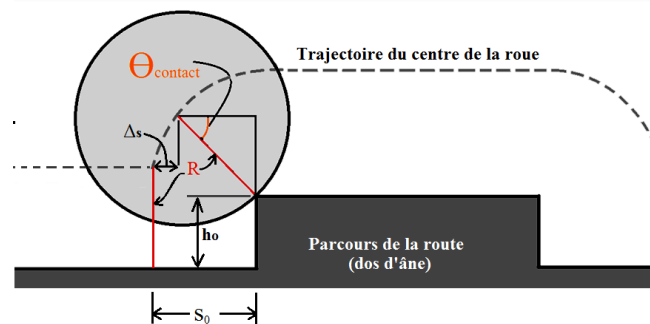


Figure 2.27 : Trajectoire considérée pour décrire les déplacements Z_f et Z_r , respectivement le mouvement vertical des points de contact des pneus avant et arrière.

La charge radiale maximale sur les pièces d'attache du moteur-roue est donnée par la valeur maximale des forces encaissées dans l'une ou l'autre des roues. Par contre, pour connaître la valeur de la charge maximale destructive « F_{max} », il est nécessaire de déterminer l'angle de contact « $\theta_{contact}$ » de la roue avec la bosse et l'utiliser selon la relation suivante :

$$F_{max} = \frac{F_{radial}}{\sin(\theta_{contact})} \quad (\text{Éq.2-114})$$

Où :

$$F_{radial} = \max[F_{ktf} + F_{ctf}, F_{ktr} + F_{ctr}] \quad (\text{Éq.2-115})$$

Bien que l'angle de contact initial, à la position « s_0 », impose la valeur la plus destructrice dans la relation de l'équation (Éq.2-114), un déplacement doit être effectué pour qu'une force supplémentaire à la gravité soit générée. Ainsi, l'effort crête est déterminé par la valeur maximale du vecteur de données de (Éq.2-114) pour cette simulation. L'angle « $\theta_{contact}$ » est pour sa part donné par (Éq.2-116):

$$\theta_{contact} = \arccos\left(\frac{s_0 - \Delta s}{R}\right) \quad (\text{Éq.2-116})$$

Où « Δs » est la distance parcourue après contact avec la protubérance et « R » est le rayon extérieur du pneu. Notons qu'il vaut la moitié de « D_{roue} », terme vu précédemment.

La distance qui sépare le point de contact avec la bosse est donnée par :

$$s_0 = \sqrt{2R \cdot h_0 - h_0^2} \quad (\text{Éq.2-117})$$

Où h_0 est la hauteur de la protubérance.

2.11.2 Affectation des constantes de rigidité

Chacun des paramètres de la suspension peut prendre des valeurs par défaut qui seront grossièrement dépendantes de la masse du châssis « M_3 », de sa répartition sur les essieux en fonction des dimensions « a » et « b » et de la masse non suspendue sur chaque essieu « M_1 » et « M_2 ». Un facteur de déformation statique « Kt_0 » et « Ks_0 » de la course, respectivement sur le pneu et les éléments de suspension, est imposé pour déterminer le point d'équilibre initial. La course des éléments de suspension « $Stroke_s$ » peut être équivalente au rayon de la roue pour ce type de véhicule hors route. Le débattement de la bande de roulement du pneu « $Stroke_t$ » est équivalent à son flanc. Les paramètres de rigidité (pour la suspension et les pneus) sont déterminés de la façon suivante :

$$Kf = \frac{M_3 \cdot g \cdot \frac{a}{a+b}}{Stroke_s \cdot Ks_0} \quad (\text{Éq.2-118})$$

$$Kr = \frac{M_3 \cdot g \cdot \frac{b}{a+b}}{Stroke_s \cdot Ks_0} \quad (\text{Éq.2-119})$$

$$Ktf = \frac{(M_3 \cdot \frac{a}{a+b} + M_1) \cdot g}{Stroke_t \cdot Ks_0} \quad (\text{Éq.2-120})$$

$$K_{tr} = \frac{(M_3 \cdot \frac{b}{a+b} + M_2) \cdot g}{Stroke_t \cdot Ks_0} \quad (\text{Éq.2-121})$$

La répartition de la masse entre le châssis et les roues imposée par le Tableau 2.4 est nécessaire pour évaluer les valeurs des coefficients. Pour adoucir la suspension, il est donc nécessaire d'augmenter la déformation initiale, c'est-à-dire augmenter les facteurs « Kt_0 » et « Ks_0 ». Il est fortement recommandé de se pencher sur de nouvelles technologies de pneu sans air, increvables, qui sont paramétrables sur la rigidité radiale de la bande de roulement et offrent une excellente rigidité axiale. Le brevet de Brian A. RUSSEL sur la "ERW" (Energy Return Wheel) [45] est une solution plus que prometteuse puisqu'elle permet du même coup de réduire significativement les pertes liées au frottement contre la chaussée et à l'amortissement lié à la déformation tout en fournissant une zone de déformation élastique sous le centre de masse de la roue.

2.11.3 Distribution de la masse sur le châssis

L'augmentation du moment d'inertie du châssis trouve ses limites par la capacité du concepteur à éloigner les éléments du châssis du centre de masse. L'équation suivante illustre le cas où la masse du châssis est également répartie au-dessus des essieux avant et arrière :

$$J_{max} = \left(\frac{a+b}{2}\right)^2 \cdot \frac{M_3}{2} \cdot K_{disp} \quad (\text{en kg} \cdot \text{m}^2) \quad (\text{Éq.2-122})$$

Où « K_{disp} » est l'efficacité espérée à distribuer la masse sur les extrémités du véhicule.

2.11.4 Affectation des constantes d'amortissement

Le dimensionnement des amortisseurs est primordial pour stabiliser le tangage et le roulis du véhicule. La Figure 2.28 présente le caractère légèrement aléatoire de la réponse du système à l'égard de la modification des masses non suspendues et de l'inertie du châssis lorsque la suspension est sous-amortie.

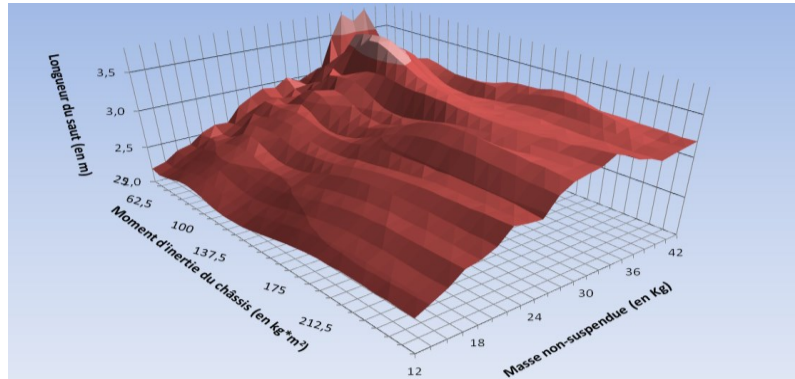


Figure 2.28 : Influence de la masse VS le moment d'inertie du châssis sur la longueur de saut d'un système sous-amorti

Le phénomène de rebondissement et d'entraînement des roues par le châssis est remarqué dans les conditions de sous-amortissement avec une faible masse non suspendue et une faible inertie de rotation du châssis. Il est donc conseillé d'ajuster le bond et le rebond des roues avec des coefficients différents. Typiquement, les coefficients d'amortissement de la suspension proprement dite peuvent être dimensionnés par rapport aux ressorts qu'ils assistent.

La théorie de l'énergie peut être mise à profit pour dimensionner ces éléments. Les sous-systèmes avant et arrière non amortis, ne considérant que l'inertie du châssis et les ressorts, sont d'abord utilisés pour déterminer la fréquence d'oscillation de chaque essieu du véhicule en utilisant les formules suivantes :

$$\omega_{fo} = \sqrt{\frac{K_f}{\left(\frac{J_3}{b^2} + \frac{M_3 \cdot a}{a+b}\right)}} \quad (\text{en rad/s}) \quad (\text{Éq.2-123})$$

$$\omega_{ro} = \sqrt{\frac{K_r}{\left(\frac{J_3}{a^2} + \frac{M_3 \cdot b}{a+b}\right)}} \quad (\text{en rad/s}) \quad (\text{Éq.2-124})$$

La force maximale dans les ressorts est déphasée de 90° avec leur vitesse de déplacement. Ainsi, les puissances réactives efficaces, respectivement délivrées par les ressorts avant et arrière en oscillation soutenue, c'est-à-dire sans amortissement, sont données par :

$$P_{Kf_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot F_{Kf_{max}} \cdot V_{f_{max}} \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.2-125})$$

$$P_{K_{r_{rms}}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot F_{K_{r_{max}}} \cdot V_{r_{max}} \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.2-126})$$

Où « $F_{K_{f_{max}}}$ » et « $F_{K_{r_{max}}}$ » sont respectivement les forces de rappel maximal des ressorts avant et arrière, calculées par le déplacement maximal « d_{max} » et le coefficient de rigidité « K » :

$$F_{K_{max}} = K \cdot d_{max} \quad (\text{Éq.2-127})$$

Les paramètres « $V_{f_{max}}$ » et « $V_{r_{max}}$ » sont respectivement les vitesses maximales de la déformation du ressort avant et arrière, calculées en utilisant le déplacement maximal « d_{max} » et la pulsation naturelle mécanique. En effet, en supposant un déplacement sinusoïdal et déplacement initial « d_o » liés à la contrainte gravitationnelle, l'équation générale du déplacement est donnée par :

$$d(t) = d_{max} \cdot \sin \omega t + d_o \quad (\text{Éq.2-128})$$

Ainsi, la vitesse peut être déterminée par :

$$v(t) = \overbrace{\omega \cdot d_{max}}^{\text{vitesse max}} \cdot \cos \omega t \quad (\text{Éq.2-129})$$

Par substitution dans les équations (Éq.2-125) et (Éq.2-126), on trouve :

$$P_{K_{f_{rms}}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot K_f \cdot \omega_{f_o} \cdot d_{max}^2 \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.2-130})$$

$$P_{K_{r_{rms}}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot K_r \cdot \omega_{r_o} \cdot d_{max}^2 \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.2-131})$$

De son côté, la force crête d'amortissement est fonction de la vitesse maximale atteinte et du coefficient d'amortissement. La puissance se calcule par la force instantanée multipliée par la vitesse instantanée. Comme ces deux paramètres sont en phase dans le cas d'un amortisseur, la puissance est donnée par :

$$P_{c_{rms}} = \frac{c \cdot v_{max}^2}{2} = C \cdot \frac{\omega^2 \cdot d_{max}^2}{2} \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.2-132})$$

Ainsi, un système devient suramorti lorsque la puissance des amortisseurs dépasse celle liée à l'oscillation du châssis. Avec cette considération, les valeurs de coefficient d'amortissement en rebond trouvent leur valeur limite selon : $P_{c_{rms}} < P_{K_{rms}}$. En égalisant les relations (Éq.2-130) et (Éq.2-131) avec (Éq.2-132), les coefficients maximaux pour un

suramortissement du rebond, respectivement pour la suspension avant et arrière, sont donnés par (en Ns^2/m) :

$$C_f \approx \frac{\sqrt{2 \cdot K_f \left(\frac{J_3}{b^2} + \frac{M_3 \cdot a}{a+b} \right)}}{\sqrt{\pi}} \quad (\text{Éq.2-133})$$

$$C_r \approx \frac{\sqrt{2 \cdot K_r \left(\frac{J_3}{a^2} + \frac{M_3 \cdot b}{a+b} \right)}}{\sqrt{\pi}} \quad (\text{Éq.2-134})$$

À noter qu'il n'est pas mauvais de laisser osciller le système sur un peu plus d'un cycle pour favoriser le confort. Ainsi, les coefficients de rebond sont dimensionnés en fonction du nombre d'oscillations partiellement amorties tolérées. Ce nombre est fixé à 2.5. Les coefficients en bond peuvent prendre, pour leur part, une valeur inférieure puisque le problème d'oscillation se trouve dans la restitution de l'énergie des ressorts et non dans son mouvement menant au stockage. Ainsi, les coefficients en bond prennent une valeur 10 fois inférieure aux coefficients de rebond.

2.11.5 Étude des contraintes dynamiques de masse non suspendue (Étape 12)

En marge du moment d'inertie et des coefficients d'amortissement et de rigidité, le système dynamique est très influencé par la masse non suspendue. Il est nécessaire de se doter de balises pour trancher sur la masse maximale allouable dans les roues. D'un autre côté, l'option des roues de type « ERW » dans l'optique de l'utilisation d'une suspension passive apporte une solution non négligeable au problème de masse non suspendue en fournissant une piste pour réduire la rigidité radiale, augmenter la rigidité axiale et favoriser le rendement au roulement. Le concept de la roue-jante « ERW » est également paramétrable sur la hauteur du flanc de la roue, ce qui offre un excellent débattement et aucun pincement ou crevaison du pneu n'est possible. En effet, la roue de type « ERW » répondra aux protubérances de la route à haute fréquence puisque son anneau d'acier déformable a une inertie négligeable.

D'un autre côté, pour que les éléments inertiels du châssis (« M_3 » et « J_3 ») agissent efficacement comme un filtre passe-bas, quelques considérations de conception doivent être respectées. La Figure 2.29 présente les modèles dynamiques équivalents sans

amortissement pour chaque système pris indépendamment. Pour que le modèle soit valide, la fréquence naturelle de la roue doit être minimalement deux fois supérieure à celle du châssis pour ce que dernier agisse comme un filtre passe-bas et que la position moyenne de la roue en oscillation naturelle puisse être considérée stable.

La réponse en fréquence de la roue doit être beaucoup plus rapide que celle du châssis pour que le délai entre les deux réponses puisse être encaissé par la suspension du véhicule et ainsi être amorti. Ainsi, considérant les masses « $M1$ » et « $M2$ » identiques, les conditions suivantes doivent être respectées :

$$K_{dyna_{masse}}^2 \geq \left(\frac{\omega_{w1}}{\omega_c}\right)^2 = \frac{K_{tf}+K_f}{M_1} \bigg/ \frac{K_f}{\left(\frac{J_3}{b^2} + \frac{M_3 \cdot a}{a+b}\right)} \quad (\text{Éq.2-135})$$

$$K_{dyna_{masse}}^2 \geq \left(\frac{\omega_{w2}}{\omega_c}\right)^2 = \frac{K_{tr}+K_r}{M_2} \bigg/ \frac{r}{\left(\frac{J_3}{a^2} + \frac{M_3 \cdot b}{a+b}\right)} \quad (\text{Éq.2-136})$$

Où « $K_{dyna_{masse}}$ » est un facteur beaucoup plus grand que 1 qui signifie un rapport de fréquence naturelle d'oscillation de la roue « ω_w » par rapport à celle du châssis « ω_c ». Du point de vue de l'alourdissement des masses non suspendues, la meilleure distribution de masse semble être obtenue pour un centre de gravité situé en plein milieu du châssis; du moins, c'est ce que démontre l'optimisation de ce système d'équations.

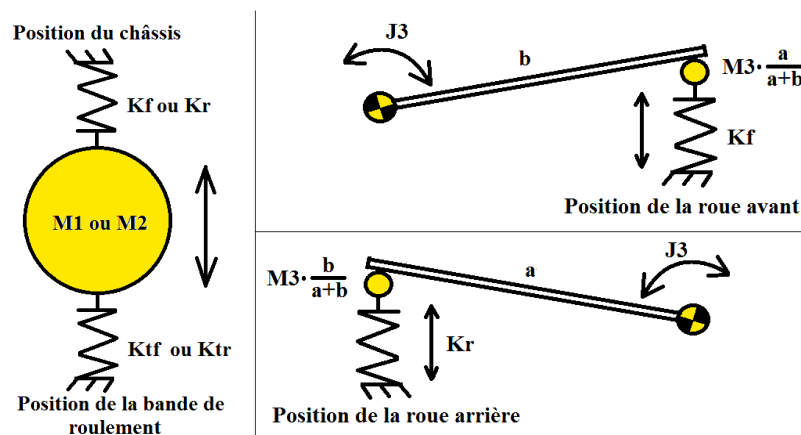


Figure 2.29 : Modèles dynamiques indépendants pour l'étude des fréquences naturelles.

Ainsi, la masse estimée des roues est donnée par :

$$M_1 \leq \frac{K_{tf}+K_f}{K_f \cdot K_{dynamasse}} \cdot \left(\frac{J_3}{b^2} + \frac{M_3 \cdot a}{a+b} \right) \quad (\text{Éq.2-137})$$

$$M_2 \leq \frac{K_{tr}+K_r}{K_r \cdot K_{dynamasse}} \cdot \left(\frac{J_3}{a^2} + \frac{M_3 \cdot b}{a+b} \right) \quad (\text{Éq.2-138})$$

Cette contrainte peut être modifiée par le ressort liant la roue au châssis. En diminuant sa rigidité, la dynamique du châssis devient plus lente, du coup la contrainte des rapports de dynamique ($K_{dynamasse}$) est respectée. Le Tableau 2.11 présente les résultats de l'optimisation réalisée pour obtenir les résultats du graphique de la figure qui suit (cf. Figure 2.30). L'optimisation est basée sur les contraintes présentées dans la colonne de droite. Le rapport « $K_{dynamasse}$ » est la fonction objective devant être maximisée. Les variables d'optimisation sont identifiées par l'avant-dernière colonne de ce tableau.

Tableau 2.11 : Optimisation des paramètres de la suspension pour accroître la masse non suspendue

Description	Variable	Valeur	Unité	Var. opt ?	Fixation des contraintes
Accélération gravitationnelle	g_	9,81	m/s ²		
Masse du demi-véhicule	Mtot_	425	kg		
Masse dans les roues estimée	Mroue_	36	kg		=M1_
Masse du demi-châssis imposée	M3_	353	kg	X	
Débattement de la suspension	Stroke_s	0,5	m		
Débattement des pneus (flanc)	Stroke_t	0,175	m		
Entre axes des essieux	c_c_	2,4	m		
Distance centre de masse avec essieux avant	b	1,2	m	X	>a
Distance centre de masse avec essieux arrière	a	1,2	m		
Facteur d'espérance de distribution de la masse	K_disp	0,75		X	<=75%
Moment d'inertie espéré	Js	190,6	kg·m ²		
Dynamique imposée entre les masses	Kdyna	7,76		OBJ	
Facteur de déformation initiale des pneus	Kt0_	5%		X	>5%
Facteur de déformation initiale suspension	ks0_	25%		X	<25%
Coefficient de rigidité de la suspension avant	Kf	13851,7	N/m		
Coefficient de rigidité de la suspension arrière	Kr	13851,7	N/m		
Coefficient de rigidité des pneus avant	Ktf	83385	N/m		
Coefficient de rigidité des pneus arrière	Ktr	83385	N/m		
Masse roue avant	M1_	36,00	kg		>=36 kg
Masse roue arrière	M2_	36,00	kg		
Ratio d'amortissement (nombre d'oscillations)	nb_oscil	2.5			
Amortissement avant sur le bond	Cf_	660,15	Ns/m		
Amortissement arrière sur le bond	Cr_	660,15	Ns/m		
Masse réelle totale	Mtot_verif	425	kg		
Différence sur la masse totale fixée	Diff_m	5,E-07	à réduire		<1 kg

Le comportement routier peut être très stable, tel que le démontre la Figure 2.30 illustrant la longueur des sauts du véhicule en fonction de la variation de la répartition de la masse du châssis et celle de la masse non suspendue, si une optimisation sur le dimensionnement des constantes de suspension passive est réalisée.

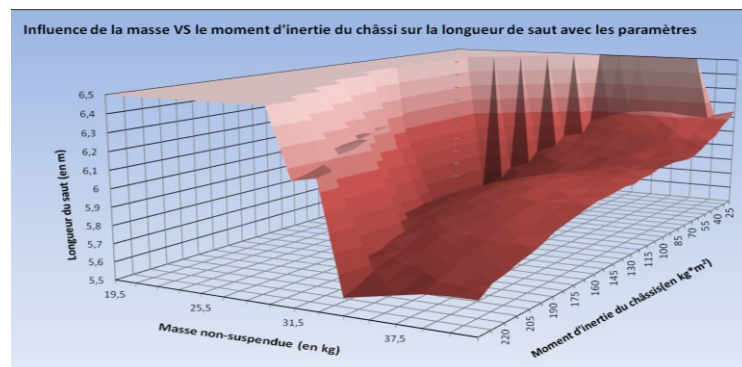


Figure 2.30 : Influence de la masse VS le moment d'inertie du châssis sur la longueur de saut d'un système optimisé pour une masse non suspendue de 36 kg

La présence d'une masse non suspendue de 36 kg assure la meilleure adhérence à la chaussée pour les paramètres de suspension choisis, respecte la distribution des masses établie au Tableau 2.4 et conserve une dynamique de 7.75 fois plus rapide sur la suspension que sur le châssis. Cette caractéristique est valide à condition que la distribution de la masse sur le châssis place le centre de gravité du véhicule en position médiane entre les deux essieux.

2.11.6 Conclusions à l'égard de l'influence des paramètres sur la tenue de route

D'importantes recommandations peuvent être avancées suite à l'analyse des résultats de cette section. L'inertie de rotation du châssis, bien que dommageable sur l'agilité du véhicule dans les virages, apporte un confort et une excellente tenue de route malgré l'importance des masses non suspendues. De plus, la tendance au sous-virage liée à l'inertie du mouvement de lacet peut être compensée par un couple différentiel entre la propulsion extérieure et intérieure (*Torque vectoring*). Ainsi, les éléments de puissance du système devraient être disposés le plus à l'avant et à l'arrière du véhicule. Plus la rigidité radiale des pneus est grande, plus le bienfait de l'inertie du châssis est observé. Par contre, comme cette inertie voit ses limites par la longueur limitée du dit châssis et par la masse

mobile restreinte pouvant être disposée à ses extrémités, des contraintes doivent être établies.

2.12 ÉVALUATION DES CONTRAINTES SUR LA STRUCTURE DES MOTEURS-ROUES (ÉTAPE 13)

2.12.1 Forces radiales sur la structure du moteur

La masse du véhicule doit être assez faible pour ne pas accentuer les risques d'enlisement du véhicule tout-terrain dans les chemins vaseux ou fragiles. Cependant, la robustesse structurale du véhicule et de ses moteurs ne doit pas être négligée. La charge maximale pouvant être encaissée par les pièces d'attache du moteur a nécessairement des répercussions au niveau de la conception mécanique. Pour estimer la charge radiale maximale, la présente section surévalue l'ensemble des paramètres caractérisant un choc extrême. Ainsi, une simulation du modèle décrit par la Figure 2.26 est effectuée et qui se base sur les hypothèses suivantes :

- Une déformation minimale de la bande de roulement (rigidité maximale du pneu) est considérée;
- Le centre de gravité est considéré près de l'avant du véhicule;
- La masse du châssis est surévaluée en considérant une charge supplémentaire;
- La vitesse maximale est atteignable par le véhicule;
- Une hauteur de protubérance plus grande que celles typiquement rencontrées sur les pistes aménagées est considérée.

Le Tableau 2.12 présente l'ensemble des spécifications du véhicule et du parcours considérés pour la simulation de la charge radiale maximale sur le moyeu du moteur et sur l'ensemble des pièces d'attache de la roue à la suspension. Les résultats issus de la simulation basée sur le modèle de la Figure 2.26, considérant les paramètres du Tableau 2.12, indiquent une valeur maximale de charge radiale de 7260 livres (soit 32.3 kN).

Tableau 2.12 : Paramètres de simulation de la contrainte radiale maximale

Nom du paramètre	Description	Valeur	Unité
Données propres au véhicule			
M_3	Masse du châssis	850/2	kg
J_3	Moment d'inertie du châssis	300/2	kg m ²
a	Distance entre M_2 et M_3	1.5	m
b	Distance entre M_3 et M_1	0.9	m
K_f	Rigidité de la suspension avant	32000	N/m
C_f	Amortissement de la suspension avant	3000	N s/m
K_r	Rigidité de la suspension arrière	28000	N/m
C_r	Amortissement de la suspension arrière	2500	N s/m
C_{rr}	Amortissement de la roue arrière	250	N s/m
C_{rf}	Amortissement de la roue avant	250	N s/m
R	Rayon extérieur du pneu	0.3	m
K_{rr}	Rigidité de la bande de roulement avant	400000	N/m
K_{rf}	Rigidité de la bande de roulement arrière	240000	N/m
M_1	Masse de la roue avant	40	kg
M_2	Masse de la roue arrière	40	kg
Données propres au parcours			
h_0	Hauteur de la protubérance	75	mm
L	Distance entre chaque bosse	20	m
D_{cc}	Longueur de la bosse	0.3	m
V	Vitesse du véhicule	120	km/h

2.12.2 Efforts et vibrations radiaux du support de stator

Une deuxième simulation du modèle de la Figure 2.26 doit être effectuée pour déterminer la force que générera une accélération verticale du moteur, responsable du fléchissement du support de stator. La déflexion de la pièce de support du stator magnétique a pour effet de réduire l'entrefer sur le côté en porte à faux du moteur. Pour que l'effort soit estimé à sa valeur maximale, la roue doit être vue comme un corps libre. Les considérations suivantes sont prises en compte:

- Aucun amortissement d'accélération n'est considéré;
- Une constante de rappel élevée des pneus est utilisée;
- Une constante de rappel très faible de la suspension du véhicule est utilisée;
- Un rayon de roue plus faible et une hauteur de bosse élevée sont considérés;
- Une inertie de rotation et une masse du châssis presque nulle sont considérées;
- Une masse évaluée à 35 kg par roue est aussi considérée.

Tableau 2.13 : Paramètres de simulation de la contrainte sur le support du stator de la machine

Nom de la variable	Description	Valeur	Unité
Données propres au véhicule			
M_3	Masse du châssis	100/2	kg
J_3	Moment d'inertie du châssis	$\rightarrow 0$	kg m ²
a	Distance entre M_2 et M_3	1.5	m
b	Distance entre M_3 et M_1	0.9	m
K_f	Rigidité de la suspension avant	1000	N/m
C_f	Amortissement de la suspension avant	10	N s/m
K_r	Rigidité de la suspension arrière	28000	N/m
C_r	Amortissement de la suspension arrière	2500	N s/m
C_{tr}	Amortissement de la roue arrière	250	N s/m
C_{tf}	Amortissement de la roue avant	250	N s/m
R	Rayon extérieur du pneu	0.25	m
K_{tr}	Rigidité de la bande de roulement avant	900000	N/m
K_{tf}	Rigidité de la bande de roulement arrière	240000	N/m
M_1	Masse de la roue avant	35	kg
M_2	Masse de la roue arrière	35	kg
Données propres au parcours			
$h0$	Hauteur de la protubérance	75	mm
L	Distance entre chaque bosse	150	m
Dcc	Longueur de la bosse	1	m
V	Vitesse du véhicule	120	km/h

Avec ces considérations, l'accélération maximale peut être déterminée par la force radiale en y soustrayant celle due à la gravité :

$$a_{max} = \frac{F_{radiale_{max}} - F_g}{M_1} = \frac{38 \text{ kN} - 0.34 \text{ kN}}{35 \text{ kg}} = 1076 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 110 \text{ G} \quad (\text{Éq.2-139})$$

Où :

$F_{radiale_{max}}$ est la valeur maximale de la force radiale répertoriée durant la simulation;
 F_g est la force gravitationnelle de la roue elle-même ($F_g = g \cdot M_1$).

Il serait ainsi nécessaire de dimensionner la pièce de support du stator pour qu'elle ne fléchisse que de 1 mm à bout portant du stator avec une charge de plus de 100 fois celle de l'inertie réelle du stator magnétique. Il est improbable de constituer une conception optimisée avec une telle robustesse. La surface lisse du stator offre un appui s'il y a fléchissement jusqu'au contact avec le rotor. Une révision de conception sur cette pièce de support est suggérée dans la section recommandation pour augmenter la robustesse du

support de stator sans en affecter la masse. Cet aspect de la conception expose un problème sérieux pour utiliser réellement le prototype dont la robustesse est fixée à 5 G.

2.12.3 Étude des charges en torsion axiale

Le couple axial maximal exercé sur la structure de la machine de traction combine le couple électromagnétique et celui du freinage mécanique. En réalité, le couple maximal sur le moyeu peut être évalué par le freinage mécanique, mais la fixation du support de stator et la structure du support lui-même doivent résister au couple électromagnétique. La section 2.9.1 apportait les conclusions à l'égard de ce dimensionnement du couple électromagnétique. Le couple de freinage maximal quant à lui se détermine en considérant un coefficient de friction unitaire. La masse à freiner est considérée appliquée que sur deux roues comme si le transfert de poids était complètement sur l'avant du véhicule. Ce couple est utile pour dimensionner les éléments de boulonnage du rotor et le moyeu du stator. Il s'exprime par :

$$T_{max} = \frac{m_{tot}}{2} \cdot g \cdot \mu \cdot R \quad (\text{Éq.2-140})$$

$$T_{max} = \frac{850 \text{ kg}}{2} \cdot 9.81 \frac{\text{N}}{\text{kg}} \cdot 1 \cdot 0.3\text{m} \approx 1250 \text{ Nm} \quad (\text{Éq.2-141})$$

2.12.4 Couple de flexion et efforts axiaux sur la structure de la machine

Une bande de roulement très rigide n'implique pas seulement des risques sur la structure des moteurs-roues à cause des protubérances de la chaussée, mais aussi d'autres risques dus à d'éventuels chocs axiaux et qui doivent être mis en évidence. Ces efforts peuvent être non seulement liés aux virages à grande vitesse, mais également aux pertes d'adhérence qui peuvent causer des dérapages puis des collisions latérales. Un couple de flexion sur l'assemblage doit être alors développé dont la grandeur ne peut être déterminée que par l'estimation des forces engendrées dans la collision. Considérant le coût de ces machines de traction, leur conception doit prévoir une goupille qui cèdera dans le cas de ces chocs latéraux excessifs.

Il est donc nécessaire de distinguer ce qui relève des chocs maximaux admissibles, engendrés lorsque le véhicule est mal mené durant des compétitions par exemple, et des

chocs liés à une totale perte de la maîtrise du véhicule ou à une collision importante. La structure même de la machine électrique devra résister aux chocs sur toute la plage d'efforts non sécurisée par la goupille de sureté. Ainsi, la caractérisation de l'onde de choc sur le flanc du pneu est un des objectifs de cette section du mémoire.

Une modélisation grossière en ce qui a trait aux efforts de flexion peut être élaborée en supposant un coefficient de friction unitaire sur une roue prenant toute la charge du véhicule. Ainsi, le couple de flexion peut être exprimé par :

$$T_l = m_{tot} \cdot \mu \cdot g \cdot R \quad (\text{Éq.2-142})$$

Dans le cas de notre véhicule, l'application numérique de cette expression donne :

$$T_l = 850kg \cdot 9.81 \frac{N}{kg} \cdot 0.3m \approx 2500 Nm$$

En pratique, la situation dangereuse pour les composants structuraux se produit lorsque le véhicule roule à trop grande vitesse dans un virage. L'idée est donc d'abord d'évaluer le seuil de décrochage d'avec la chaussée pour connaître les conditions limites sur la vitesse et le rayon de braquage minimal pour faire dérapier le véhicule. Ensuite, la collision est démystifiée en évaluant le coefficient de rappel du pneu.

2.12.4.1 Modélisation du dérapage

Avant l'impact, le décrochage du véhicule se produira lorsque la condition suivante est réalisée : $F_\omega > F_f$.

$$\text{Où : } F_\omega = m_{tot} \cdot \frac{V_0^2}{R_b} \quad (\text{la force centripète}) \quad (\text{Éq.2-143})$$

$$\text{et : } F_f = m_{tot} \cdot g \cdot \mu \quad (\text{la force de friction}) \quad (\text{Éq.2-144})$$

La modélisation de la situation de dérapage étudiée est présentée par la prochaine figure. À partir de la distance entre les essieux avant et arrière « L », le rayon de braquage « R_b » se calcule par l'expression suivante :

$$R_b = \frac{L}{\sin(\alpha)} \quad \text{où } \alpha \text{ est l'angle de braquage de la roue extérieure} \quad (\text{Éq.2-145})$$

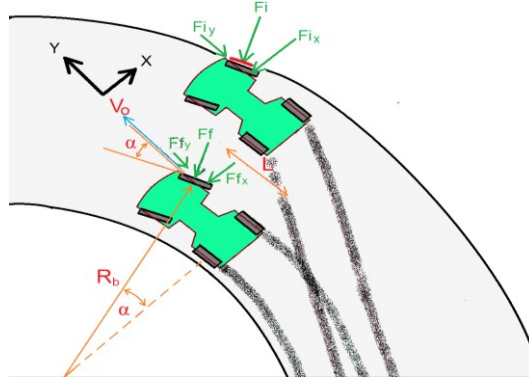


Figure 2.31 : Modélisation d'un impact suite au décrochage du véhicule

La Figure 2.31 présente donc un véhicule en dérapage lors d'un virage trop serré. L'impact avec un objet sur le flanc de la roue se fera à l'extérieur du virage comme le présente le trait rouge. En réalité, la trajectoire exacte est inconnue, mais l'objectif est de déterminer des conditions plausibles d'impact (vitesse et angle de braquage) générant le couple de flexion destructeur sur le moteur et son moyeu. Ainsi, la simulation réalisée considère que le véhicule heurte un obstacle aussitôt qu'il décroche de sa trajectoire de base.

Les hypothèses de modélisation prises sont les suivantes :

- La friction tangentielle est considérée comme si la masse totale du véhicule n'était répartie que sur une roue (*Éq.2-144*);
- Le coefficient de rigidité du pneu avant en déformation axiale est considéré comme une constante;
- L'amortissement dissipatif de l'impact est négligé, il y a donc conservation de la vitesse après l'impact;
- Le véhicule heurte une butée aussitôt qu'il décroche de sa trajectoire de base;
- Les changements de trajectoire pendant et après l'impact sont négligés;
- Le coefficient de friction statique n'est considéré que pour connaître la limite du décrochage. Le coefficient de friction dynamique est ensuite considéré;
- Le moment d'inertie du châssis n'est pas tenu en compte.

La limite du décrochage du véhicule se détermine par itérations successives sur l'une ou l'autre des variables de l'équation (Éq.2-143) de la force centripète (vitesse ou rayon de braquage) jusqu'à ce qu'elle dépasse la force de friction (Éq.2-144). Évidemment, la friction sur la chaussée a également son importance.

2.12.4.2 Modélisation de l'impact axial

Lors de l'impact axial, les équations dynamiques à considérer sont exprimées comme suit:

$$\sum F_x = 0 = (M \cdot g \cdot \mu + K \cdot \Delta s) \cdot \cos(\alpha) - M \cdot \frac{dV_x}{dt} \quad (\text{Éq.2-146})$$

$$\frac{dV_x}{dt} = (g \cdot \mu + \frac{K}{M} \cdot \Delta s) \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{Éq.2-147})$$

$$\sum F_y = 0 = -(M \cdot g \cdot \mu + K \cdot \Delta s) \cdot \sin(\alpha) + M \cdot \frac{dV_y}{dt} \quad (\text{Éq.2-148})$$

$$\frac{dV_y}{dt} = (g \cdot \mu + \frac{K}{M} \cdot \Delta s) \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{Éq.2-149})$$

Où « Δs » représente la déformation axiale du pneu (en m).

La force de friction peut en fait apparaître comme un déplacement initial permettant ainsi de simplifier davantage les équations précédentes comme suit :

$$\sum F_x = 0 = K \cdot (\Delta s + s_0) \cdot \cos(\alpha) - M \cdot \frac{dV_x}{dt} \quad (\text{Éq.2-150})$$

Avec : $s_0 = \frac{1}{K} \cdot M_r \cdot g \cdot \mu$ où M_r est la masse considérée sur une roue.

$$\frac{dV_x}{dt} = \frac{K}{M} \cdot (\Delta s + s_0) \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{Éq.2-151})$$

$$\sum F_y = 0 = -K \cdot (\Delta s + s_0) \cdot \sin(\alpha) + M \cdot \frac{dV_y}{dt} \quad (\text{Éq.2-152})$$

$$\frac{dV_y}{dt} = \frac{K}{M} \cdot (\Delta s + s_0) \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{Éq.2-153})$$

En utilisant ces équations, la force axiale « F_{axiale} » de flexion résultante peut être calculée par le module des forces de réaction selon les axes « X » et « Y ».

$$F_{axiale} = \sqrt{\left(\frac{dV_x}{dt}\right)^2 + \left(\frac{dV_y}{dt}\right)^2} \quad (\text{Éq.2-154})$$

Le couple de flexion peut être déterminé simplement en multipliant cette force par la distance séparant le point de contact avec le centre du moyeu, c'est-à-dire le rayon extérieur de la roue. Ce couple s'écrit :

$$T_{flexion} = R \cdot F_{axiale} \quad (\text{Éq.2-155})$$

En pratique, la déformation du pneu est complexe; c'est pourquoi elle n'est quantifiée que par une constante de rappel « K » qui sera idéalement approximée semblable à celle utilisée pour la force d'impact radial. Les paramètres de simulation utilisés impliquant un décrochage à 50 km/h sont les suivants :

m_{tot} =	950;	Masse totale considérée (kg)
K =	450000;	Rigidité axiale de la roue par rapport à son centre (N/m)
R =	0.3;	Rayon de la roue (m)
L =	1.6	Distance entre les essieux (m)
V_o =	50/3.6;	Vitesse de déplacement du véhicule (m/s)
mu =	1;	Coefficient de friction statique
g =	9.81;	Accélération gravitationnelle(m/s ²)
$Angle_brac$ =	5;	Angle de braquage de la roue extérieur (degrés)

Dans ce cas, la charge maximale, équivalant à l'optimum du graphique présenté dans la figure suivante, s'élève à environ 10.3 kNm.

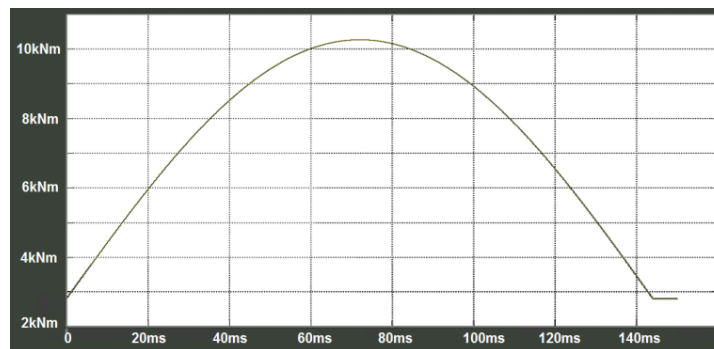


Figure 2.32 : Temps d'amortissement (en ms) d'un impact axial (couple de flexion en kNm) avec une rigidité de 450 000 N/m

À grande vitesse, un moins grand angle de braquage est nécessaire pour décrocher le véhicule. Ainsi, la composante de la force d'impact appliquée en moment de flexion est beaucoup plus faible. Sur la figure 2.32, l'ordonnée à l'origine (3.3 kNm) est un couple dû

à la friction sur la chaussée avant l'impact. Le couple crête de flexion sur le moyeu et la structure du rotor est enregistré à 10.25 kNm.

Par contre, pour mieux connaître la rigidité du pneu sous des efforts axiaux, il serait suggéré de modéliser sa déformation en supposant trois phénomènes pouvant être superposés pour obtenir une meilleure idée de la situation en flexion du flanc du pneu et ainsi en déduire la rigidité. La flexion de la semelle et des parois du pneu ainsi que l'effort de rappel lié à l'équilibre des pressions internes sont les principales forces engendrées par un déplacement de la semelle.

2.12.5 Contraintes liées à l'environnement de travail

En plus des efforts mécaniques liés aux chocs radiaux et axiaux, l'ensemble du système de traction est exposé à un environnement humide et poussiéreux, non recommandé pour tout dispositif électrique. Si le VTT est immergé sous l'eau, l'ensemble des composants doit être 100% étanche (norme IP68). Ainsi, tous les composants de puissance du système sont refroidis par une boucle de circulation d'eau qui achemine la chaleur issue de leur pertes vers un radiateur externe à leur boîtier (refroidissement centralisé). Plus spécifiquement, le rotor des moteurs de traction possède des pièces mobiles qui doivent être étanches par rapport aux pièces du stator. L'instrumentation doit également être protégée de toute contamination.

La haute température extérieure est une autre contrainte importante à considérer. L'utilisation des VTT dans le désert est une application typique qui doit être considérée sur l'entropie du liquide de refroidissement. Ainsi, la température minimale de l'environnement est fixée à 45°C. L'instrumentation des températures des différentes sections du moteur rendra plus fiables les protections thermiques sur son contrôle.

2.12.6 Synthèse des caractéristiques et spécifications des éléments de traction.

Les tableaux qui suivent rappellent les spécifications clés discutées dans ce chapitre à l'égard de l'ensemble des éléments du système de traction et du véhicule lui-même. Ces

paramètres permettent d'encadrer la conception individuelle des éléments de puissance tout en permettant une synergie lorsqu'ils seront implantés dans le véhicule.

Tableau 2.14 : Rappel des spécifications liées à la génératrice

SPÉCIFICATIONS DE LA GÉNÉRATRICE	VALEUR	UNITÉ
Masse de la génératrice	185	kg
Efficacité crête de la conversion électrique sur la génératrice	94	%
Puissance crête du moteur à combustion	75,3	kW
Puissance nominale de la génératrice	23.2	kW
Puissance crête en sortie du groupe électrogène	62	kW
Puissance requise sur le moteur à combustion	74	kW
Consommation du moteur à combustion	0,28	l/kWh

Tableau 2.15 : Rappel des spécifications liées à la batterie

SPÉCIFICATIONS DE LA BATTERIE	VALEUR	UNITÉ
Tension minimale sur le bus CC envisagée	600	V
Tension minimale de la batterie sans charge (à vide)	760	V _{cc}
Tension nominale de la batterie	960	V _{cc}
Tension maximale de la batterie sa charge (à vide)	1080	V _{cc}
Capacité nominale de la batterie	11.8	ah
Capacité énergétique nominale de la batterie	9.8	kWh
Masse de la batterie	196	kg
Résistance interne de la batterie	0.6	Ω
Puissance nominale ($P_{bat_{nom}}$) sollicitée par le groupe de traction à 90 km/h	22	kW
Moyenne de l'efficacité sur une utilisation de 90% du SOC pour « $P_{bat_{nom}}$ »	98,3	%

Tableau 2.16 : Rappel des spécifications du dissipateur

SPECIFICATIONS DU DISSIPATEUR	VALEUR	UNITÉ
Puissance maximale de dissipation	145	kW
Impédance nominale de la charge dissipative	4	Ω
Masse d'aluminium pour le stockage thermique	>2,9	kg
Température crête	300	°C
Courant crête dans le transistor	270	A
Seuil de tension de démarrage inconditionnel (protection de la batterie)	>1080	V

Tableau 2.17 : Rappel des spécifications de la suspension

SPECIFICATIONS DE LA SUSPENSION	VALEUR	UNITÉ
Coefficient de rappel de l'essieu avant et arrière (répartition de la masse égale)	13851,7	N/m
Coefficient d'amortissement lors de l'entrée du cylindre (« bound »)	660	Ns/m
Coefficient d'amortissement lors de la sortie du cylindre (« rebound »)	1650	Ns/m
Course totale de la suspension (précontrainte à prêt de 25%)	500	mm
Moment d'inertie espéré (répartition de la masse sur le châssis)	190.6	kg-m ²

Tableau 2.18 : Rappel des spécifications du moteur

SPÉCIFICATIONS DU MOTEUR-ROUE	VALEUR	UNITÉ
Tension efficace ligne-neutre maximale	212	V
Puissance nominale (en sortie) considérant 62 kW continu sur la génératrice	>14.5	kW
Puissance crête (en sortie) considérant 194 kW crête sur le bus CC	>30.3	kW
Efficacité exigée au couple nominal	96	%
Efficacité estimée à puissance maximale (couple crête)	65.7	%
Facteur de puissance nominal espéré (considéré pour l'efficacité onduleurs)	90	%
Facteur de puissance nominal espéré (pour dimensionner les onduleurs)	51	%
Vitesse de rotation nominale (pour une vitesse de 90 km/h)	> 780	RPM
Vitesse de rotation maximale (pour une vitesse de 120 km/h)	> 950	RPM
Couple nominal des machines de traction (jusqu'à 120 km/h)	> 132	Nm
Couple maximal des machines de traction (de 0 km/h à 60 km/h)	> 520	Nm
Facteur de saturation en couple	< 7.5	%
Masse allouée pour chaque moteur	< 26	kg
Accélération verticale relative maximale	110	G
Efforts radiaux estimés sur chaque roue	> 32.3	kN
Couple maximal en flexion avant rupture des éléments de protection	> 10,3	kNm
Température du bobinage	< 200	°C
Température de l'entrefer	< 120	°C
Température du système de refroidissement	> 45	°C

Tableau 2.19 : Rappel des spécifications de l'onduleur

SPÉCIFICATIONS DE L'ONDULEUR	VALEUR	UNITÉ
Tension minimale sur les convertisseurs	> 600	V _{cc}
Tension crête du bus CC (limitation des composants choisis)	<1200	V _{cc}
Courant efficace maximal par phase	>166	Arms
Nombre de MOSFET à paralléliser par bras	>=5	-
Courant crête dans les bras d'onduleur	>235	A _{peak}
Efficacité espérée aux points nominaux d'opération	98	%
Tension crête du bus CC (limite des composants)	<1200	V _{dc}

Tableau 2.20 : Rappel des spécifications globales du véhicule

SPÉCIFICATIONS GLOBALES DU VÉHICULE	VALEUR	UNITÉ
Puissance crête du système de traction aux roues (appliqué sur la chaussée)	114	kW
Consommation aux conditions typiques à 90 km/h : 2% de pente, vent à 20 km/h	7.2	l/100km
Consommation minimale (dans les conditions idéales) : sans pente ni vent	4.0	l/100km
Vitesse d'atteinte de la pointe en puissance	62	km/h
Vitesse nominale (de pointe d'efficacité)	90	km/h
Vitesse maximale	120	km/h
Durée minimale de l'accélération 0-100 km/h	4.5	s
Diamètre extérieur du pneu	0,6	m
Autonomie typique à 90 km/h en mode électrique	40	km
Autonomie maximale à 90km/h en mode électrique	65	km
Pente maximale en régime permanent	20	%
Pente maximale pouvant être gravie	37	%
Masse du véhicule avec équipage	> 850	kg

2.13 CONCLUSION

Ce chapitre a permis de dresser la méthodologie de dimensionnement de l'ensemble des éléments du système de traction en tenant compte de la masse attribuée à chacun et des rendements espérés. Les valeurs définissant le système de traction pour le véhicule choisi ont été définies en suivant la méthodologie proposée.

En somme, la masse et la chimie de batterie, ainsi que sa puissance maximale et son autonomie sont des paramètres qui ont été établis dans cette section. La topologie et le type de carburant utilisés pour le groupe électrogène, sa puissance et son apport sur l'alimentation du système ont également été déterminés. Le choix de la tension d'alimentation a été fait à l'égard du rendement espéré sur les convertisseurs triphasés.

Le point majeur pour la suite du travail est la détermination des capacités de la machine synchrone à l'égard de son couple nominal, son couple maximal, sa vitesse ainsi que ses puissances nominale et crête. Le rendement qui est recherché sur cette même machine et la masse qui lui est attribuable ont également été définis. Enfin, les contraintes mécaniques imposées sur les éléments structuraux (passifs) des machines de traction ont été établies en ce qui a trait aux efforts radiaux et axiaux qu'elles devront encaisser sans rupture. Notons qu'une publication parue en octobre 2015 résume l'essentiel de ce qui a été vu dans le présent chapitre [30].

Les attentes envers la conception du système de traction étant établies, le prochain chapitre présente le modèle de dimensionnement de la machine et son processus d'optimisation.

CHAPITRE 3. MODÉLISATION ET OPTIMISATION DE LA MACHINE DE TRACTION

3.1 INTRODUCTION

Les spécifications en termes d'efficacité, de robustesse et de puissance mécanique sont exigées par le cahier des charges traité dans le chapitre précédent. L'issue du processus d'optimisation doit déboucher sur une machine électrique dont les performances égaliseront ou dépasseront les attentes spécifiées dans ce cahier des charges. Il est ici question de déterminer le dimensionnement géométrique de la machine électrique qui affichera les performances requises.

Un modèle analytique regroupant les caractéristiques électromagnétiques, thermiques et mécaniques de la machine doit d'abord être élaboré pour faciliter l'optimisation. Ce modèle doit ensuite être validé puis corrigé au besoin, par des facteurs tenant compte des effets de la saturation, avant de faire tendre le système d'équations vers une solution finale.

Le chapitre dresse d'abord une liste des différentes topologies de machines pour se concentrer ensuite sur la machine sélectionnée pour la réalisation. Les hypothèses simplificatrices du modèle électromagnétique sont présentées ainsi que la démarche méthodologique pour la modélisation, la conception et l'optimisation de la machine ainsi que la validation du modèle de dimensionnement menant à une solution idéale. Notons qu'une publication parue en mai 2013 résume l'essentiel de la démarche d'optimisation présentée dans ce chapitre [46].

3.2 MISE EN CONTEXTE ET CHOIX DE LA MACHINE

Dans ce mémoire, le modèle analytique à une dimension utilisé est basé sur le livre de Hanselman [22], alors que le modèle de pertes se base sur des travaux [47] qui touchent aux effets de peau et aux effets de proximité dans le bobinage. Les pertes au stator par hystérésis et par courants de Foucault sont aussi considérées [48]. Enfin, les pertes au rotor liées au contenu harmonique de la force magnétomotrice (FMM) sont considérées [49, 50].

La réalisation d'une machine avec des dents constituées d'acier au Silicium à grains orientés est une idée reprise de travaux sur les convertisseurs de couple [1].

Maintenant que le cahier des spécifications est élaboré dans le chapitre 2, la configuration de la machine doit être déterminée. Plusieurs types de machines sont disponibles dépendamment de l'alimentation, du mode de fonctionnement et des composants qui la constituent. Les machines les plus efficaces sont les machines synchrones à aimants permanents. Elles affichent les caractéristiques de densités de puissance volumique et massique les plus intéressantes en plus de permettre l'atteinte d'une grande efficacité.

3.2.1 Configurations des machines

Le type de machine synchrone varie selon la forme du flux à vide, c'est-à-dire le flux qui est induit par le rotor. On classifie généralement ces machines selon la variation de l'entrefer, à savoir si elles possèdent une réluctance variable en fonction de la position du rotor ou non.

Les machines dites « Brushless DC » ne font en fait référence qu'à la forme de la tension trapézoïdale qui est induite par ses aimants permanents qui influencent la façon dont elles doivent être alimentées. Ces machines peuvent fonctionner en utilisant un contrôle « sensorless », c'est-à-dire qu'elles n'ont pas besoin de tachymètre, ni d'encodeur pour être contrôlées. De ce fait, le coût de ces composants explique leur emploi abondant dans les applications de traction dans le transport électrique de faible et moyenne puissance.

Les machines alimentées en courant alternatif et qui sont synchrones à la fréquence du rotor peuvent comporter de la saillance ou être à rotor lisse et peuvent posséder un rotor bobiné ou avoir des aimants permanents. Dans les systèmes de traction à grande puissance, les machines à pôles lisses avec aimants permanents sont les plus fréquemment utilisées puisqu'elles n'emploient pas de collecteur-balais, qu'aucune puissance n'est nécessaire pour l'induction à vide et qu'elles offrent une grande densité de couple grâce aux aimants

permanents faits à base de terre rare. Ces machines seront ainsi beaucoup plus étudiées lors des prochains chapitres.

3.2.2 Types des bobinages

Les bobinages possèdent grossièrement deux caractéristiques qui les distinguent, soit la disposition (ou le pas) et la répartition (ou la distribution). La disposition établie la différence entre les moteurs dont le bobinage est à pas diamétral et ceux dont le bobinage est à pas raccourci. Une machine possédant un pas diamétral captera entièrement le flux produit par le rotor alors que le raccourcissement diminuera le couplage.

La répartition pour sa part, aussi appelée distribution, désigne le nombre d'encoches utilisées pour insérer le bobinage d'une phase pour chaque pôle (*number of slots per pole per phase* « N_{spp} »). La distribution du bobinage réduit toujours l'efficacité du couplage du flux du rotor. La répartition distingue donc les machines ayant des enroulements concentriques de celles ayant des enroulements distribués sur plusieurs encoches. Le nombre de couches du bobinage figure comme l'une des techniques pour réduire le nombre d'encoches tout en augmentant la répartition et ainsi réduire les harmoniques de la force électromotrice (FEM) (tension induite). Cela dit, c'est le nombre d'encoches par pôle qui définit la discrétisation de la force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer. Une faible discrétisation est à l'origine des harmoniques d'espace de la FMM qui se répercutent essentiellement dans les pièces actives du rotor. Du même coup, si le rotor ne possède ni saillance ni aimants profilés, une forme sinusoïdale de la FEM sera beaucoup plus exhaustive avec un bobinage réparti.

Un autre paramètre qui réduit le couplage au profit d'une diminution du couple de détente est l'inclinaison ou oblicité des dents. Bien que ce paramètre élimine une partie des ondulations dans le couple, les harmoniques liées à la distribution du bobinage ou la discrétisation de la force magnétomotrice se répercutent tout de même dans les conducteurs solides du rotor et génèrent essentiellement des pertes par courants de Foucault. D'autre part, l'inclinaison réduit le couple effectif ce qui implique une diminution du rendement global de la machine.

3.2.3 Choix de topologie de la machine

La machine choisie est l'une des plus répandues dans les applications de traction électrique des véhicules. Ainsi, la machine à concevoir est de type synchrone à flux radial à pôles lisses avec aimants permanents montés en surface, à rotor externe, et à bobinage concentrique avec un nombre d'encoches par pôle par phase « N_{spp} » fixé à 0.5. Cette configuration est l'une des plus denses à cause du faible volume occupé par les têtes de bobine, c'est-à-dire la section inactive du cuivre. La simplicité du bobinage permet également d'augmenter sa densité à l'intérieur des encoches.

La chute du rendement de la machine soumise aux hautes fréquences est littéralement le critère qui limitera la réduction de la masse de la machine. En effet, plus le nombre de paires de pôles est important, plus minces seront les pièces actives d'acier. Avec un bobinage concentrique, ces pertes, fonction de la fréquence, se situent autant du côté du stator (acier au Silicium et cuivre) que dans le rotor (aimants et acier doux). De plus, le modèle de pertes prévoit de négliger les harmoniques de temps liés à la distorsion du courant d'alimentation. Avec une fréquence plus élevée sur l'onde fondamentale du signal, le taux de distorsion harmonique augmenterait significativement.

3.3 HYPOTHÈSES DE MODÉLISATION

La topologie de la machine présente intrinsèquement des hypothèses de modélisation. En effet, la réalisation d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses, à rotor externe et à bobinage concentrique double couche conduit d'abord à une inductance constante sur l'ensemble d'un pas polaire, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de saillance à considérer avec des aimants constitués de Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) ayant une perméabilité relative d'environ 1.05. La densité de flux rémanente du type d'aimant sélectionné est d'environ 1.2 T à 110°C (SH45). Le facteur de bobinage des enroulements concentriques est aussi très simple à approximer si le nombre d'encoches par pôles par phase « N_{spp} » est fixé à 0.5. L'encochage du stator est tenu en compte par le moyennage de l'épaisseur de l'entrefer en utilisant le facteur de Carter. Ainsi, le couple de détente ne pourra pas être déterminé par cette modélisation simplificatrice.

La distribution du flux à vide le long de l'entrefer sur une période de deux pôles est considérée sinusoïdale d'où les harmoniques induits dans le stator ne sont pas pris en compte dans le modèle de pertes. Un profilage des aimants est prévu pour rapprocher le modèle de la situation réelle. Les harmoniques de temps dans la force magnétomotrice (FMM) liés au convertisseur statique ne sont également pas pris en compte.

L'effet de frange dans l'entrefer est considéré dans le calcul de la réluctance du parcours de flux. La saturation locale liée à l'effet de coins n'est pas tenue en compte. Par contre, des niveaux de saturation distincts dans les dents, les becs et la culasse du stator sont considérés. Deux facteurs de lamination distincts sont aussi considérés puisque les épaisseurs d'aciers utilisés dans ces deux sections (dents et culasse) sont différentes.

L'effet de la saturation n'est pas directement pris en compte dans la modélisation analytique. Cependant, un facteur de correction (K_{sat}) appliqué sur le couple validé par des simulations par éléments finis (calcul du champ) permet d'évaluer cette saturation en fonction de la valeur du courant d'induit.

Le contenu harmonique de la force magnétomotrice (FMM) est considéré dans l'évaluation des pertes au rotor. Par contre, l'effet d'encoche du stator n'est pas considéré pour sa part dans l'induction au niveau du rotor puisque la distance entre les becs des dents du stator est minimisée.

La stratégie de contrôle à couple maximal, imposant le courant statorique en quadrature au flux à vide, est considérée pour le dimensionnement des sections d'acier. Le courant nominal est pris en compte pour déterminer le couple atteignant la limite du niveau d'induction avant saturation dans ces sections. La réaction d'induit maximale est pour sa part considérée pour le dimensionnement minimal de l'épaisseur des aimants. En effet, la démagnétisation des aimants permanents est un risque probable si leur épaisseur est sous-estimée pour les courants maximaux de la machine.

Pour optimiser le dimensionnement de la machine, la relation de l'induction à vide dans l'entrefer en fonction de l'épaisseur des aimants est prise en compte. Le niveau

d'induction joue en effet un rôle direct dans la création du couple. Par contre, cette relation du couple de la machine en fonction du volume des aimants n'est pas linéaire. Ainsi, le choix de l'épaisseur des aimants doit correspondre au point optimal d'induction à vide dans l'entrefer pour minimiser le volume de ces composants dispendieux sans représenter un risque pour leur démagnétisation. La Figure 3.1 illustre le comportement de l'induction dans un entrefer de 1 mm d'épaisseur soumis à différentes épaisseurs d'aimant.

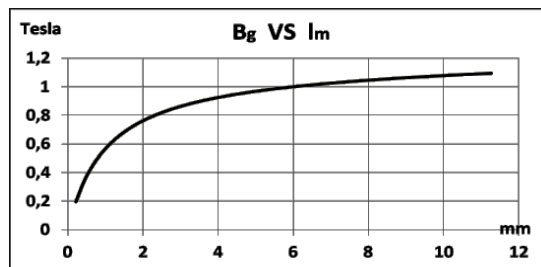


Figure 3.1 : Induction dans l'entrefer en fonction de l'épaisseur des aimants

3.4 METHODOLOGIE : PROCESSUS DE DIMENSIONNEMENT GLOBAL

3.4.1 Modèles de la machine et leur couplage

En vue de son dimensionnement, une machine électrique peut être modélisée en utilisant cinq modèles : modèle électrique, magnétique, électromécanique, thermique et mécanique (ou géométrique). La Figure 3.2 permet de déterminer les différents paramètres d'entrée pour chacun des cinq modèles [13] et les paramètres qui interagissent avec l'utilisation de la machine. Le couplage du modèle magnétique avec l'application pour déterminer le couple de sortie de la machine se fait par l'entremise du modèle électromécanique qui joint les caractéristiques magnétiques aux dimensions géométriques.

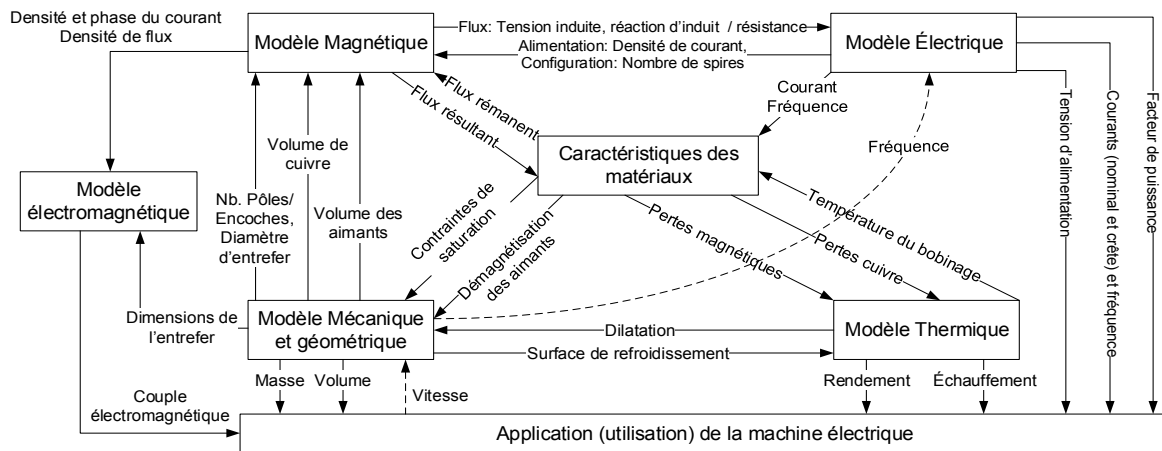


Figure 3.2 : Couplage entre les différents modèles de la machine [13]

Dans la Figure 3.2, le couplage électromécanique avec l'application ou l'utilisation de la machine est représenté par l'ensemble des sorties des différents modèles ayant un intérêt soit pour la charge mécanique du moteur ou pour son alimentation électrique par convertisseur statique. Le seul paramètre imposé par l'application elle-même est la vitesse, ce qui suggère deux remarques. D'une première part, l'alimentation fournie par l'application (en tension et courant) est considérée conforme aux requis de la machine, donnés au Tableau 2.18. D'une seconde part, un modèle mécanique de l'application lie le couple fourni par la machine à l'accélération d'une charge et impose ainsi une vitesse d'opération.

Modèle électromagnétique

La fonction du modèle électromagnétique est de jumeler les caractéristiques géométriques de la machine et les flux magnétiques dans l'entrefer pour en faire ressortir le couple électromagnétique.

Modèle géométrique

Dans le cas de notre machine, les entrées du modèle de dimensionnement géométrique, considérées comme variables d'optimisation, sont : le nombre de paires de pôles, l'épaisseur des aimants, la largeur des aimants, la profondeur (longueur) du circuit magnétique, le diamètre inférieur de l'entrefer (diamètre d'alésage) et la hauteur des dents

du stator. Les contraintes sur ce modèle sont les diamètres externe maximal et interne minimal, la longueur maximale de la machine, la masse maximale du circuit magnétique, le ratio maximal de la hauteur des dents sur leur largeur, le facteur de remplissage des encoches et l'entrefer mécanique.

Modèle magnétique

Sur le plan de la modélisation magnétique, les contraintes considérées sont le niveau d'induction maximal dans les sections d'acier et les facteurs de lamination. L'induction rémanente dans les aimants et leur perméabilité relative figurent aussi comme des valeurs imposées dans ce modèle. L'induction minimale dans les aimants et le rapport entre le courant crête et le courant nominal sont utilisés pour connaître l'épaisseur minimale des aimants permettant d'éviter la démagnétisation. Les flux de fuite et les effets de l'encoche du stator sont également calculés dans ce modèle.

Modèle électrique

Sur le plan de la modélisation électrique, les variables d'entrée du modèle sont la densité de courant, la tension sur l'onduleur et le nombre de spires de l'enroulement. Bien entendu, le nombre de spires a pour but d'adapter la machine à son alimentation. Les courants nominaux et crêtes permettent de déterminer les caractéristiques minimales de l'onduleur. Le modèle définit également le rapport entre le courant crête et le courant nominal utilisé pour connaître l'épaisseur minimale des aimants qui permet d'éviter la démagnétisation. Le facteur de bobinage caractérisant le flux magnétique de la machine capté par les enroulements fait également partie intégrante du modèle électrique.

Modèle thermique

Au niveau du dimensionnement thermique, les principales contraintes à respecter sont le rendement de la machine et les échauffements. Pour calculer ce rendement, la puissance mécanique est mise en relation sur la puissance électrique comprenant l'ensemble des pertes. Les pertes dans le cuivre sont calculées en évaluant la résistance qui est pour sa part fonction de la température et de la fréquence du courant. Les pertes dans l'acier du stator sont approximées par l'influence du cycle hystérésique des matériaux et l'induction des

courants de Foucault. Les pertes au rotor considèrent uniquement l'induction des courants de Foucault harmoniques dus à la FMM dans les aimants et l'acier doux. Les performances du système de refroidissement doivent être approximées pour déterminer la température interne et ainsi caractériser les pertes dans le cuivre. L'entrée variable du modèle thermique devient alors l'apport de glycol (liquide utilisé pour un refroidissement forcé) dans les tuyaux de refroidissement.

3.4.2 Introduction au modèle électrique

Le modèle électrique utilise la sortie du modèle magnétique en ce qui a trait à l'impédance et au flux à vide pour déterminer la tension d'alimentation à fournir. Le nombre de spires est ensuite ajusté dans le modèle électrique pour adapter la tension de la machine à celle disponible sur l'onduleur et qui dépend de la tension minimale de la batterie. Le modèle électrique se base donc sur la tension de réaction d'induit, la tension issue du flux à vide et la chute de tension aux bornes de la résistance du bobinage pour évaluer la tension devant être appliquée à la machine pour développer une certaine puissance. Les paramètres imposés dans le modèle électrique sont :

- La tension disponible V_l (V);
- L'angle du courant de sous-excitation ψ (rad);
- Le nombre de phases m .

D'un autre côté, les paramètres d'optimisation jouant sur les propriétés électriques de la machine sont :

- La densité de courant dans les conducteurs J (A/m²);
- Le nombre de spires n_{cond} (tr/phase);
- Le nombre de paires de pôles p .

Sinon, les calculs de tension et de courant dans les conducteurs se basent pour la plupart sur des paramètres d'entrée provenant d'autres modèles et qui sont :

- La vitesse de rotation mécanique Ω_m (rad/s);
- La réluctance de l'entrefer;

- Le flux à vide dans l'entrefer ψ_v (Wb);
- Le facteur de bobinage k_w ;
- La température du cuivre T_{cu} ($^{\circ}\text{C}$);
- La section de cuivre pour toute la machine S_{cu} (m^2).

Les paramètres mentionnés ci-dessus doivent tous être connus pour définir respectivement la fréquence électrique, la réaction d'induit, la force électromotrice (fem) et la résistance du bobinage. D'abord estimé manuellement avant de lancer le processus d'optimisation, le nombre de spires par phases est la seule variable d'optimisation du modèle électrique. Par contre, plusieurs contraintes à l'égard de ce modèle sont imposées pour borner les solutions de la fonction objective afin que le modèle respecte des règles de dimensionnement de base. Ces contraintes sont :

- Le nombre de conducteurs par encoche doit donner un nombre entier;
- La tension nécessaire pour alimenter la machine ne doit pas être supérieure à la tension disponible sur l'onduleur;
- La densité de courant nominale ne peut pas dépasser 10 A/mm^2 ;
- La fréquence électrique pour la vitesse nominale doit demeurer sous une fréquence plafond liée à un facteur de distorsion harmonique maximal (imposée ici à 300 Hz).

Bien entendu, le modèle thermique devrait suffire pour limiter les solutions permettant d'atteindre ces deux dernières bornes si le rendement espéré est assez élevé. Par contre, les premières itérations sont toujours plus pessimistes sur le plan de l'efficacité et du couple pour permettre de converger vers une solution viable.

3.4.3 Introduction au modèle magnétique

Le modèle magnétique quant à lui se base sur les paramètres géométriques pour déterminer le flux magnétique circulant dans la machine. La densité de flux étant limitée par la caractérisation des matériaux, une rétroaction est faite par le biais des caractéristiques de limite en saturation. La réaction d'induit maximale, considérée par un facteur chiffré

entre 5 et 10 sur la densité du courant nominal, agira sur le niveau de démagnétisation des aimants. Le modèle géométrique impose la valeur de l'épaisseur des aimants qui est ensuite comparée à celle correspondant à la valeur minimale du seuil de démagnétisation. L'optimisation devra faire correspondre la valeur imposée de l'épaisseur à la valeur minimale calculée.

Enfin, le nombre de pôles et d'encoches, le diamètre de l'entrefer, la réaction d'induit et le flux à vide sont les informations utilisées par le modèle magnétique pour déterminer le couple de la machine. Pour résumer, les paramètres fixés dans le modèle magnétique sont :

- Le niveau seuil de saturation dans chaque section du circuit magnétique :
 - a) Saturation dans la culasse statorique B_{sy_max} ;
 - b) Saturation dans les dents du stator B_{st_max} ;
 - c) Saturation dans la culasse rotorique B_{ry_max} ;
- La perméabilité relative des différents matériaux μ_r ;
- Le facteur de forme du flux à vide k_e .

Comme le nombre de spires est seulement un moyen pour adapter la tension de la machine à son alimentation, la seule variable d'optimisation du modèle magnétique est la densité de courant. Ce modèle estime donc les flux engendrés dans la machine et le couple électromagnétique à partir des paramètres géométriques, des caractéristiques des aimants et de la densité de courant dans le cuivre. Par ailleurs, l'estimation de ces flux est nécessaire à l'ajustement du niveau de saturation des culasses par modification de la géométrie. La puissance de sortie est pour sa part estimée en utilisant le couple électromagnétique et la fréquence mécanique.

3.4.4 Introduction au modèle géométrique

Pour sa part, le modèle géométrique met en relation l'ensemble des volumes d'aimants, d'acier et de cuivre à partir de l'espérance de capacité de remplissage des encoches, d'empilement des laminations des tôles du stator, puis du niveau d'induction espéré dans les aimants, les dents et les culasses. Les paramètres imposés sont :

- L'épaisseur de l'entrefer mécanique g ;
- Le nombre d'encoches par pôle par phase N_{spp}
- Le facteur de remplissage des encoches α ;
- Le facteur de lamination des tôles k_{stack} ;
- Le ratio maximal hauteur VS largeur des dents.

Les variables d'optimisation sont :

- Le diamètre du fond des encoches Des ;
- La hauteur des dents du stator $Hbob$;
- L'épaisseur des aimants lm ;
- Le facteur d'occupation du pas polaire par les aimants β ;
- La longueur active du circuit magnétique L ;
- Le nombre de paires de pôles p ;
- Le facteur de fermeture des encoches k_{bec} .

Notons que ce dernier (facteur de fermeture des encoches) agit sur les paramètres suivants :

- Largeur entre les becs wes ;
- Hauteur des bouts du bec ett ;
- Hauteur du chanfrein du bec ctt .

3.4.5 Introduction au modèle thermique

Le modèle thermique se base à la fois sur les paramètres électriques, magnétiques et géométriques tout en passant par la base de données qui caractérise chacun des matériaux constituant le circuit magnétique. Les pertes générées dans la machine évaluées dans ce modèle sont :

- Pertes par hystérésis dans la culasse statorique Psy_{hyst} ;
- Pertes par hystérésis dans les dents du stator Pst_{hyst} ;
- Pertes par courants de Foucault dans la culasse statorique Psy_{eddy} ;
- Pertes par courants de Foucault dans les dents du stator Pst_{eddy} ;

- Pertes par courant de Foucault dans les aimants Pm_eddy ;
- Pertes par courant de Foucault dans la culasse rotorique Pry_eddy ;
- Pertes par conduction dans le cuivre Pcu .

Quelques considérations pour le calcul des pertes dans le cuivre sont utilisées en marge de ce modèle générique pour raffiner le modèle thermique. En effet, le nombre de spires, leur disposition dans les encoches et la fréquence du courant y circulant sont les informations utilisées pour déterminer l'élévation de la résistance du bobinage liée aux effets de peau et de proximité.

3.5 MODÈLE MAGNÉTIQUE

3.5.1 Considération de la modélisation du circuit magnétique

La modélisation magnétique fait intervenir les interactions avec tous les autres modèles. À commencer par le modèle géométrique de la machine qui est contraint par le niveau de saturation dans les différentes sections de la machine : les géométries à définir sont dans un premier temps celles liées à la section de l'aimant. Dans un deuxième temps, l'encochage du stator est défini; puis finalement, le dimensionnement des culasses rotorique et statorique est défini. Les dimensions géométriques du rotor dépendent seulement du diamètre d'entrefer qui est pour sa part déterminé par les paramètres du stator.

La figure ci-dessous présente les différentes grandeurs géométriques utilisées pour le dimensionnement général du profil du moteur à flux radial à rotor externe. Le raffinement de la conception de la culasse du rotor et celui des aimants permanents sera également traité dans leur section respective.

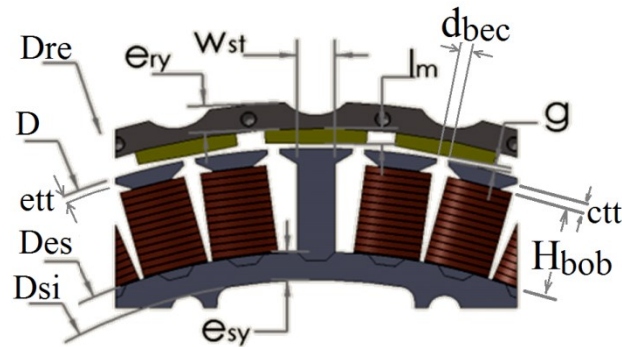


Figure 3.3 : Identification des variables du profil géométrique de la machine

La Figure 3.4 présente le circuit magnétique de réductance de la machine sans considération de la saturation. Ce modèle ne considère pas les flux de fuite, ni la réductance des culasses puisqu'elle est négligée tant que les matériaux ne sont pas saturés. L'élévation de la densité de flux résultante par l'induction des bobines est prise en compte par un facteur de surdimensionnement des dents et de la culasse dans le modèle analytique de dimensionnement magnétique. Ce facteur est aussi corrigé par la saturation localisée dans certaines sections de la machine autour de son point d'opération.

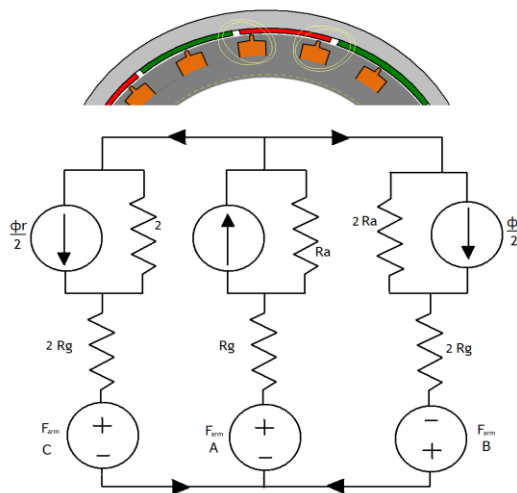


Figure 3.4 : Circuit magnétique équivalent sans saturation des culasses

3.5.2 Dimensionnement des aimants permanents

Cette section présente l'évaluation du flux théorique à vide dans l'entrefer permettant de déterminer le couple électromagnétique et de dimensionner les culasses par la suite. La

section vise également à connaître l'épaisseur minimale des aimants qui permet d'éviter leur démagnétisation. La pertinence de commencer par ce dimensionnement résulte dans la nécessité de connaître le flux sous chaque pôle qui est à la source de la création de la tension induite (FEM), puis dimensionner les culasses magnétiques et les dents du stator pour éviter la saturation magnétique des matériaux.

Le calcul de la densité crête du flux à vide dans l'entrefer est donné par [22] :

$$\widehat{B}_g = \frac{2 \cdot B_r \cdot l_m \cdot k_{pr}}{\mu_r \cdot D \cdot \ln \left(\frac{D + 2 \left(g + \frac{l_m}{\mu_r} \right)}{D} \right)} \cdot k_{ml} \quad (\text{Éq.3-1})$$

Où :

- \widehat{B}_g est l'induction crête dans l'entrefer dû aux aimants permanents (en T);
- B_r est la densité rémanente du flux dans les aimants à la température d'opération (T);
- l_m est l'épaisseur des aimants (en m);
- g est l'entrefer mécanique (en m);
- D est le diamètre extérieur du stator interne, donc celui de l'entrefer (en m);
- μ_r est la perméabilité relative des aimants;
- k_{ml} est le facteur de fuite du flux à vide provenant des aimants;
- k_{pr} est le facteur de profilage des aimants.

Les spécifications du fabricant permettent de tracer la relation entre l'épaisseur de l'aimant et la densité de flux crête dans l'entrefer. Le matériau choisi est du NdFeB-45SHT, ayant une densité de flux à vide d'environ 1.14 T à 150 °C. La Figure 3.5 présente donc cet aimant de type terre rare alors que la Figure 3.1 présentait l'induction dans l'entrefer en fonction de son épaisseur. Il est évident que l'épaississement de l'aimant à plus de 6 mm d'épaisseur n'a plus d'effet significatif sur l'augmentation de la puissance de la machine. Un optimum semble même se tracer autour de 3.5 mm.

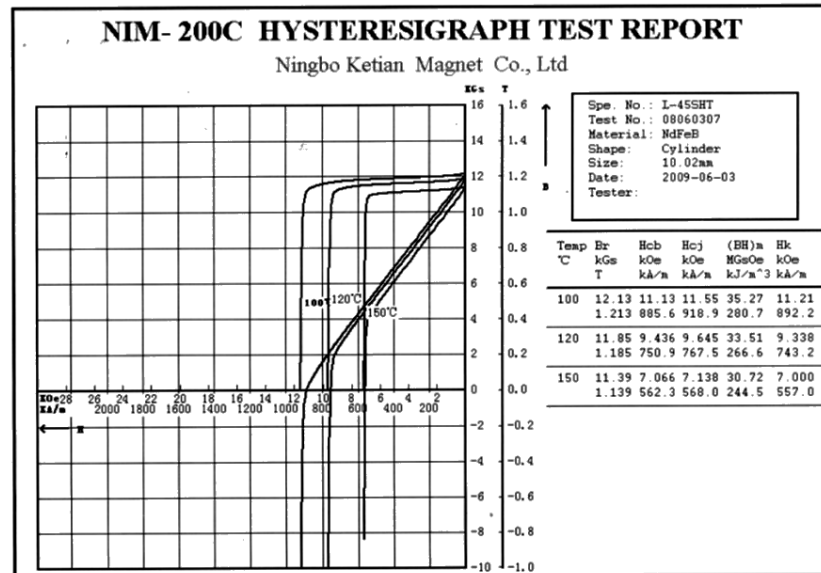


Figure 3.5 : Courbe de démagnétisation des aimants choisis [51]

3.5.2.1 Angle d'occupation d'un aimant :

L'angle occupé par un aimant dépend à la fois du nombre de paires de pôles « p » dans la machine et du ratio d'occupation des aimants sur un pas polaire « β ». Cet angle peut être déterminé par la relation suivante :

$$\theta_m = \frac{\pi}{p} \cdot \beta \quad (\text{Éq.3-2})$$

3.5.2.2 Profilage des aimants

La distribution du flux magnétique à vide est considérée rectangulaire bien qu'un coefficient de profilage des aimants k_{pr} , représentant le rapport entre la section de forme purement cylindrique et la section réelle découpée par le profilage (cf. Figure 3.6), soit considéré. La partie d'aimant retirée aura en effet de l'influence sur la réduction de la valeur efficace de la force électromotrice (FEM) et de celle du couple électromagnétique. La relation permettant de définir le coefficient de profilage est la suivante :

$$k_{pr} = 1 - \frac{\text{Removed}_{\text{section}}}{\left(\frac{\pi\beta}{p}\right) \cdot \left(\left(\frac{D}{2} + g + l_m\right)^2 - \left(\frac{D}{2} + g\right)^2\right)} \quad (\text{Éq.3-3})$$

Où « β » est le ratio entre la largeur d'un aimant et le pas polaire et « l_m » est l'épaisseur des aimants permanents sur la partie non profilée. La section enlevée par le profilage, « $\text{Removed}_{\text{section}}$ », est déterminée à la fin de cette partie.

En fait, pour déterminer la section retirée pour le profilage, il est nécessaire d'évaluer le rayon de courbure et la longueur du profilage (cf. Figure 3.6). La démarche est relativement laborieuse pour obtenir la section extirpée à partir des valeurs exactes du rayon de profilage « R_{pr} », de l'angle de balayage « θ_{pr} », de longueur de la section de profilage « L_{pr} » elles-mêmes déterminée par les valeurs imposées de hauteur de profilage « h_{pr} » et du coefficient d'étendue du profilage « $K_{\beta_{pr}}$ ». Ce dernier est défini par la proportion de la largeur de l'aimant qui est touché par le profilage. Avec $K_{\beta_{pr}}=1$, le dessous de l'aimant (du côté de l'entrefer) sera un simple arc de cercle.

Tout d'abord, l'angle de balayage de chacun des deux profilages sur un aimant vu par le stator « θ_{ps} », donné en radian, dépend du pas polaire angulaire, du facteur d'occupation des aimants sur le pas polaire « β » et du coefficient de longueur de profilage sur la section totale de l'aimant :

$$\theta_{ps} = \frac{\pi}{2p} \cdot \beta \cdot K_{\beta_{pr}} \quad (\text{Éq.3-4})$$

La hauteur du profilage « h_{pr} » est pour sa part déterminée par le facteur de diminution de l'épaisseur absolue dans les coins de l'aimant « $K_{h_{pr}}$ ». Ce facteur sera également utilisé pour limiter les risques de démagnétisation des aimants dans la section traitant de l'épaisseur minimale de ces derniers.

$$h_{pr} = l_m \cdot K_{h_{pr}} \quad (\text{Éq.3-5})$$

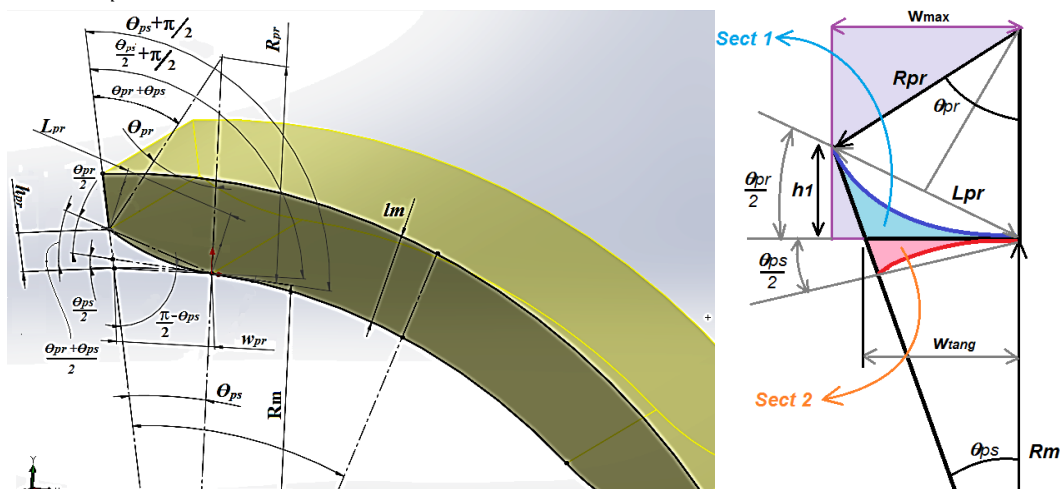


Figure 3.6 : a) Paramètres géométriques et b) enlèvement de matière des aimants

Rayon de profilage

La détermination du rayon de profilage s'effectue en quelques étapes. La figure précédente permet de s'outiller par les éléments géométriques connus. D'abord la dimension « w_{pr} », soit la largeur du segment formé par les extrémités de l'arc formé par « θ_{ps} » sur le rayon « R_m », est donné par :

$$w_{pr} = 2 \cdot R_m \cdot \sin\left(\frac{\theta_{ps}}{2}\right) \quad (\text{Éq.3-6})$$

La longueur du segment défini par les extrémités de l'arc balayant le rayon de profilage est pour sa part donnée par la loi des cosinus. Cette longueur fait aussi le pont pour déterminer l'angle balayé par la profilage vu par le rotor « θ_{pr} » et le rayon de profilage « R_{pr} » :

$$L_{pr} = \sqrt{h_{pr}^2 + w_{pr}^2 - 2 \cdot h_{pr} \cdot w_{pr} \cdot \cos\left(\frac{\theta_{ps}}{2} + \pi\right)} = 2 \cdot R_{pr} \cdot \sin\left(\frac{\theta_{pr}}{2}\right) \quad (\text{Éq.3-7})$$

L'angle de balayage du côté du rotor est également trouvé suivant la relation suivante, issue de la loi des cosinus :

$$h_{pr}^2 = w_{pr}^2 + L_{pr}^2 - 2 \cdot w_{pr} \cdot L_{pr} \cdot \cos\left(\frac{\theta_{ps} + \theta_{pr}}{2}\right) \quad (\text{Éq.3-8})$$

Ainsi,

$$\theta_{pr} = 2 \cdot \arccos\left(\frac{h_{pr}^2 - w_{pr}^2 - L_{pr}^2}{-2 \cdot w_{pr} \cdot L_{pr}}\right) - \theta_{ps} \quad (\text{Éq.3-9})$$

Le rayon de courbure est enfin trouvé :

$$R_{pr} = \text{abs}\left(\frac{L_{pr}}{2 \cdot \sin\left(\frac{\theta_{pr}}{2}\right)}\right) \quad (\text{Éq.3-10})$$

Section retirée par le profilage

La portion de l'aimant qui est retirée par le profilage peut maintenant être déterminée. La Figure 3.6 présentait les différents paramètres nécessaires à la détermination des sections moyennes au segment tangent aux deux rayons. La somme des sections 1 et 2 constitue la section prélevée de la forme cylindrique standard pour assurer un profilage de l'aimant.

La section « *Sect 1* » est calculée (en m²) à partir de la relation suivante :

$$Sect_1 = w_{max} \cdot R_{pr} - \underbrace{\frac{(R_{pr}-h_1) \cdot w_{max}}{2} - \frac{h_1 \cdot (w_{max}-w_{tang})}{2}}_{\text{Parties triangulaires}} - \frac{\theta_{pr}}{2} \cdot R_{pr}^2 \quad (\text{Éq.3-11})$$

Où :

$$w_{max} = L_{pr} \cdot \cos\left(\frac{\theta_{pr}}{2}\right) \quad (\text{Éq.3-12})$$

$$w_{tang} = \tan(\theta_{ps}) \cdot R_m \quad (\text{Éq.3-13})$$

$$h_1 = \sin\left(\frac{\theta_{pr}}{2}\right) \cdot L_{pr} \quad (\text{Éq.3-14})$$

La section « *Sect 2* » est calculée (en m²) depuis la relation suivante :

$$Sect_2 = \frac{w_{tang} \cdot R_m}{2} - \frac{\theta_{ps}}{2} \cdot R_m^2 \quad (\text{Éq.3-15})$$

Ainsi la section retirée pour un profil complet d'aimant est décrite par :

$$Removed_{section} = 2 \cdot (Sect_1 + Sect_2) \quad (\text{Éq.3-16})$$

3.5.2.3 Épaisseur minimale des aimants

L'épaisseur minimale des aimants est définie en fonction du maximum de la réaction d'induit pour éviter leur démagnétisation lorsque les courants de phases atteignent des valeurs maximales liées au couple crête. Il est bien important de considérer un facteur de surdimensionnement de l'épaisseur des aimants appliqué sur la densité linéique de courant si on désire pousser la machine dans les demandes transitoires.

Le calcul de l'épaisseur minimale des aimants se base donc à la fois sur un facteur de surdimensionnement de l'épaisseur des aimants lié à la réaction d'induit à courant nominal versus celle en charge, approximée par rapport au couple crête, et sur le couple nominal défini dans le cahier des charges. Pour faire abstraction de la saturation, une situation qui se produit si le flux de réaction d'induit tombe directement en opposition de phase du flux à vide, le facteur de saturation est considéré dans l'équation (Éq.3-17). Ainsi, le courant sera beaucoup plus destructeur puisque sa réaction ne sera pas limitée par la saturation de la machine. Cette problématique pourrait apparaître dans le cas d'une faute majeure sur le capteur de position de la machine. Par conséquent, en fonction du cahier des charges, le

facteur de surdimensionnement de l'épaisseur des aimants doit être évalué minimalement à :

$$K_{trans} = \frac{\frac{T_{max}}{T_{nom}}}{1 - \frac{T_{max}}{T_{nom}}(K_{sat})} = \frac{\frac{520Nm}{132Nm}}{1 - \frac{520Nm}{132Nm}(0.075)} \approx 5.6 \quad (\text{Éq.3-17})$$

Il est par contre fortement suggéré d'ajouter une contingence d'environ 10% considérant la possibilité d'éventuels problèmes d'échauffement, d'incertitudes de lecture des courants de phase et l'amplitude crête des harmoniques de temps dans le courant induit, liés à la MLI et qui sont filtrés par les cartes d'instrumentation. Le courant crête considéré pour le calcul de l'épaisseur minimale des aimants est donc évalué à environ 6.1 fois le courant nominal.

L'épaisseur minimale des aimants peut être enfin définie par la réaction d'induit sur les coins d'aimants profilés en considérant le rapport entre l'épaisseur d'un coin de l'aimant et l'épaisseur au centre de celui-ci « $K_{h_{pr}}$ », appelé facteur de réduction de l'épaisseur dans les coins profilés. Une valeur de $K_{h_{pr}} = 15\%$ est d'abord fixée, les simulations par éléments finis démontreront ultérieurement si ce profilage est suffisant pour lisser les principaux harmoniques de la tension induite. L'équation permettant de calculer l'épaisseur minimale des aimants profilés est :

$$l_{m_{min}} = \frac{1}{k_{ml} \left(\frac{1}{B_r - B_{min}} \right) \cdot (1 - K_{h_{pr}})} \cdot \left(B_{min} \cdot g \cdot k_c + \left(2\mu_o \cdot K_{trans} \cdot \frac{S_{cu} \cdot J}{2\sqrt{6} \cdot \pi \cdot p} \right) \right) \quad (\text{Éq.3-18})$$

Où « B_{min} » est l'induction minimale tolérable dans les aimants correspondant au coude illustré sur la courbe de démagnétisation, « g » est l'entrefer géométrique, « k_c » est le facteur de Carter qui considère l'encoche du stator dans l'évaluation de l'entrefer magnétique, « μ_o » est la perméabilité magnétique du vide, « S_{cu} » est la section de cuivre effective dans les encoches considérant le facteur de remplissage. « J » est la densité de courant dans le cuivre, « p » est le nombre de paires de pôles et « K_{trans} » est le facteur de surdimensionnement de l'épaisseur des aimants (coefficient lié au courant transitoire) vu précédemment. La courbe de démagnétisation illustrée à la Figure 3.5 permet d'espérer une plage d'opération entre $B_r = 1.14 T$ et $B_{min} = 0.4 T$ pour une température de

fonctionnement de 150°C. Évidemment, une température plus basse de la machine permettrait une valeur plus élevée de couple. À noter que les fuites dans le flux à vide, entre les aimants, considérées par le facteur « k_{ml} » (cf. Éq.3-19), aident à réduire l'épaisseur de l'aimant malgré le profilage. Comme il y a relation circulaire sur plusieurs paramètres, c'est-à-dire que plusieurs facteurs inclus dans cette équation nécessitent la valeur de l'épaisseur des aimants, le résultat de l'équation (Éq.3-18) devient une contrainte à vérifier sur une valeur variable « l_m » dans la fonction objective.

Selon les caractéristiques données sous la température d'opération définie, l'épaisseur minimale des aimants doit correspondre à l'optimum présenté par la Figure 3.1. Si tel n'est pas le cas, la température de fonctionnement est révisée à la baisse et une attention particulière doit être portée à l'égard d'un surdimensionnement du système de refroidissement, à l'instrumentation de la température de la machine et à son contrôle adaptatif.

3.5.2.4 Coefficient d'occupation du pas polaire VS facteur de fuite

Le facteur de fuite du flux à vide pour sa part limite les solutions priorisant les configurations à coefficient d'occupation des aimants, « β », unitaire pour augmenter le couple de la machine. En effet, le flux créé par les aimants peut avoir tendance à passer transversalement dans l'entrefer d'une machine à flux radial si les aimants sont trop près l'un de l'autre. Ce facteur de fuite peut être calculé par [22] :

$$k_{ml} = 1 + 4 \cdot \frac{l_m \cdot (1 - K_{hpr}) \cdot 2p}{\mu_r \cdot \beta \cdot \pi^2 D} \cdot \ln \left(1 + \frac{g}{(1 - \beta) \cdot \frac{D}{2p}} \right) \quad (\text{Éq.3-19})$$

Typiquement, « β » devrait se situer entre 0.66 et 0.8 pour fournir une induction à vide la plus sinusoïdale possible tout en minimisant les flux de fuite et le couple réluctant causé par la faible discrétisation du bobinage triphasé avec un nombre d'encoches par pôle par phase « N_{spp} » de 0.5. Cependant, un large ratio d'occupation des aimants sur le pas polaire aide grandement à réduire les harmoniques de la force électromotrice (FEM).

Puisque le facteur de fuite est considéré dans le calcul de l'épaisseur minimale des aimants « $l_{m_{min}}$ », le facteur de réduction des coins profilés « $K_{h_{pr}}$ » doit être pris en compte dans le calcul de l'équation (Éq.3-19) pour ne pas sous-estimer cette épaisseur.

3.5.3 Dimensionnement de la culasse au rotor

Cette section d'équations a pour but d'évaluer les dimensions qui respectent les limites de saturation de la culasse du rotor. Il est donc essentiel de connaître la densité de flux théorique circulant dans l'entrefer avant d'évaluer ces dimensions.

3.5.3.1 Épaisseur de culasse rotorique

Le flux magnétique à vide circulant dans la machine permet dans un premier temps d'effectuer le dimensionnement des culasses en évitant la saturation. Par contre, la réaction d'induit au couple nominal de la machine doit être considérée éventuellement pour obtenir un dimensionnement qui tient compte du flux résultant. Ainsi, une surévaluation par le facteur de correction « $C_{corrRotor_{sat}}$ » est nécessaire pour considérer le flux de réaction d'induit. Le paramètre « $B_{ry_{max}}$ » désigne pour sa part l'induction maximale dans la culasse rotor avant d'atteindre sa saturation magnétique. L'épaisseur de la culasse rotorique est ainsi calculée par la relation suivante:

$$e_{ry} = \beta \cdot \frac{\pi D}{4p} \cdot \frac{B_g}{B_{ry_{max}}} \cdot C_{corrRotor_{sat}} \quad (\text{Éq.3-20})$$

3.5.3.2 Diamètres de la culasse rotorique

Le diamètre intérieur de la culasse rotorique est défini en fonction de l'épaisseur des aimants « l_m », du diamètre de l'entrefer au niveau du stator « D » et de l'épaisseur de cet entrefer « g ». Il s'exprime par :

$$D_{ri} = D + 2 \cdot (g + l_m) \quad (\text{Éq.3-21})$$

Pour sa part, la paroi ou culasse du rotor, d'une épaisseur équivalente à « e_{ry} », impose un diamètre extérieur de la machine de :

$$D_{re} = D_{ri} + 2 \cdot e_{ry} \quad (\text{Éq.3-22})$$

3.5.3.3 Encochage du rotor

Pour alléger la machine et améliorer sa capacité à dissiper de la chaleur, un encochage au dessus de chaque aimant permanent peut être réalisé. En effet, la densité de flux dans la culasse rotorique se trouvant au milieu du profil des aimants est nulle et augmente proportionnellement à mesure qu'on s'en éloigne jusqu'à atteindre la densité maximale aux extrémités du profil. La Figure 3.7 démontre l'importance de la section pouvant être retirée dans le cas d'une machine à grand nombre de paires de pôles à large coefficient d'occupation du pas polaire. L'encochage réalisé par une fraise à embout sphérique est facilement praticable. Durant l'usinage, pour éviter les déformations et les vibrations, la culasse rotorique est installée dans un gabarit de type sandwich imposant une compression axiale et assurant une parfaite cylindricité de la pièce avec son axe de rotation.

L'épaisseur minimale « e_{rymin} » est imposée par la rigidité mécanique désirée. En effet, la force du cylindre (culasse rotorique) est grandement affaiblie lorsqu'un encochage est pratiqué. La courbure de la paroi rotorique liée à sa forme cylindrique n'est pas tenue en compte, puisque les répercussions de cette approximation sont un sous-dimensionnement de l'encochage dans le cas d'un rotor externe.

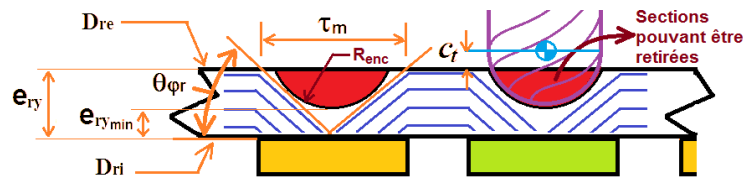


Figure 3.7 : Géométrie de l'enlèvement de matière de l'encochage du rotor

Après résolution de la géométrie, en considérant le centroïde de l'outil sphérique à l'extérieur de la culasse, le rayon d'encochage « R_{enc} » est donné par :

$$R_{enc} = \frac{2 \cdot e_{rymin}}{\tan^2 \theta_{\phi r}} \quad (\text{Éq.3-23})$$

L'angle de pénétration du flux dans les aimants « $\theta_{\phi r}$ » est simplement trouvé par la relation suivante :

$$\theta_{\phi r} = \arctan\left(\frac{2 \cdot e_{ry}}{\tau_m}\right) \quad (\text{Éq.3-24})$$

Puisque $\tau_m = \theta_m \cdot \frac{D_{ri}}{2}$, le rayon d'encoche peut être simplement déterminé par :

$$R_{enc} = \frac{e_{culr_{min}}}{2 \cdot \left(\frac{e_{culr}}{\tau_m}\right)^2} \quad (\text{Éq.3-25})$$

Enfin, le gain sur la minimisation de la masse du rotor en considérant l'encoche, se trouve en négligeant la courbure de la culasse le long des encoches. Ainsi, les volumes respectifs de fer sans encoche et celui de l'enlèvement de matière pour l'ensemble du rotor sont donnés par :

$$V_{ry_{full}} = \frac{\pi}{4} (D_{re}^2 - D_{ri}^2) \cdot L \quad (\text{Éq.3-26})$$

$$V_{ry_{removed}} = 2 \cdot p \left(R_{enc}^2 \cdot \arccos\left(\frac{c_t}{R_{enc}}\right) - c_t \cdot \sqrt{R_{enc}^2 - c_t^2} \right) \cdot L \quad (\text{Éq.3-27})$$

Où « L » est la longueur axiale de la culasse du rotor et « c_t » représente la distance du centroïde de l'outil d'encoche par rapport au diamètre extérieur de la culasse rotorique. Cette mesure est calculée par :

$$c_t = R_{enc} + e_{ry_{min}} - e_{ry} \quad (\text{Éq.3-28})$$

3.5.4 Dimensionnement géométrique du stator

Dans cette section, différents paramètres définissant la géométrie du stator sont établis, notamment la hauteur des becs, le diamètre inférieur des encoches, la largeur des dents en fonction du flux magnétique présent dans la machine et la densité linéique de courant. Le calcul géométrique du stator comprend les paramètres utiles à l'encoche, au dimensionnement des dents ainsi qu'au dimensionnement de la culasse. Les dents sont réalisées par de l'acier à grains orientés; cependant, la culasse est constituée d'acier à grains non orientés.

3.5.4.1 Définition de l'encoche du stator

L'encoche est défini par le nombre d'encoches par pôle par phase « N_{spp} », le nombre de phases « m » et le nombre de paires de pôles « p ». À partir des ces paramètres, le nombre d'encoches total peut être défini comme suit :

$$n = N_{spp} \cdot m \cdot 2 \cdot p \quad (\text{Éq.3-29})$$

Le pas dentaire définit la distance circonférentielle entre deux centroïdes de profils de dents. Il s'écrit :

$$\tau_s = \frac{\pi D}{n} \quad (\text{Éq.3-30})$$

3.5.4.2 Diamètres imposés et calculés

Le diamètre du bas des encoches « D_{es} » est imposé comme une variable diamétrale indépendante au niveau de l'optimisation. Ainsi, le diamètre d'entrefer « D » peut être calculé à partir de ce dernier diamètre « D_{es} » et des dimensions des dents. Il s'exprime comme suit :

$$D = (H_{bob} + ett_{eval} + ctt_{eval}) \cdot 2 + D_{es} \quad (\text{Éq.3-31})$$

La hauteur des dents, excluant les becs, représente la hauteur de la bobine qui est exprimée par le paramètre « H_{bob} », soit une autre variable indépendante et directement liée à la quantité de cuivre qui sera insérée dans la machine. Les paramètres « ett_{eval} » et « ctt_{eval} » désignent respectivement des variables indépendantes associées à la hauteur du bout de bec puis du chanfrein de bec des dents. Comme ces grandeurs dépendent en réalité de la densité de flux dans l'entrefer, qui pour sa part dépend du diamètre de cet entrefer (cf., *Éq.3-32 et Éq.3-33*), il y aurait présence d'une relation circulaire sans le passage par ces deux variables indépendantes. Ce n'est qu'après optimisation que $ett = ett_{eval}$ puis $ctt = ctt_{eval}$.

3.5.4.3 Dimensionnement des becs

Épaisseur des têtes de dent (becs) :

La canalisation du flux magnétique de l'entrefer vers les dents est meilleure avec des becs. Ceux-ci permettent d'éviter également une bonne quantité d'harmoniques d'espaces qui se superposent à ceux de la FMM au niveau du rotor. L'épaisseur de l'extrémité du bec peut être calculé par [13] :

$$ett = k_{bec} \cdot \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot n} \cdot k_e \cdot \frac{B_{th}}{B_{b \max} \cdot k_{stack}} \cdot \frac{1}{3} \cdot C_{corrStotar_{sat}} \quad (\text{Éq.3-32})$$

Le ratio $1/3$ est empirique et il doit être complété avec le chanfrein sous la tête des dents. Ce ratio peut être modifié en fonction de la saturation locale observée après une

analyse par éléments finis. Par contre, il est à noter que le flux pénètre beaucoup plus radialement dans cette section du bec. La haute perméabilité des grains orientés favorise un sous-dimensionnement.

Le facteur « k_{bec} » est le facteur de fermeture d'encoche, c'est-à-dire qu'une valeur de 100% désigne des dents court-circuitées. Typiquement, sa valeur varie entre 20% et 90% [13] et son influence prédominante est liée à l'augmentation de l'inductance de fuite et du facteur de carter qui a pour objectif de déterminer l'entrefer magnétique moyen.

Ainsi, une chute de l'efficacité accompagne un facteur de fermeture trop important et un niveau d'induction supérieur dans la culasse statorique et dans les dents. D'un autre côté, l'augmentation de l'entrefer équivalent augmente la réluctance du circuit magnétique ce qui diminue les performances pour une même injection de courant.

Le facteur de lamination « k_{stack} » varie typiquement entre 95% et 99% dépendamment de l'épaisseur des tôles employées au stator. Ainsi, en plus du prix plus élevé des tôles plus minces utilisées, le volume de la machine pourrait être jusqu'à 4% supérieur. Le choix du laminage surpasse néanmoins l'utilisation des matériaux composites de type SMC (Soft Magnetic Composite). k_e est le facteur de forme du flux à vide $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$.

Hauteur du chanfrein sous les têtes de dent :

La faible proportion de l'extrémité du bec par rapport à la hauteur des chanfreins a pour but de limiter l'inductance de fuite. L'utilisation de l'acier à grains orientés aura par contre pour effet d'augmenter les effets de la saturation dans la direction transversale. Comme aucun logiciel d'éléments finis utilisé n'a permis de valider une structure ayant des caractéristiques anisotropiques, l'induction dans cette portion du circuit, désignée par « B_{bcmax} », doit prendre une valeur conservatrice respectant les limitations d'induction transversale sans saturation.

La hauteur de chanfreins est d'abord approximée pour être en mesure d'utiliser cette variable dans le dimensionnement analytique. Le calcul est semblable à celui de l'extrémité des becs de dents :

$$ctt = k_{bec} \cdot \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot n} \cdot k_e \cdot \frac{B_{th}}{B_{bcmax} \cdot k_{stack}} \cdot \frac{2}{3} \cdot C_{corrStator_{sat}} \quad (\text{Éq.3-33})$$

Avec B_{bcmax} la densité de flux dans le chanfrein des becs, contrainte par la relation (Éq.3-38) vue plus loin.

La Figure 3.8 présente les paramètres géométriques permettant de définir l'angle du chanfrein qui seront ensuite utilisés pour le calcul du niveau d'induction relative sans saturation.

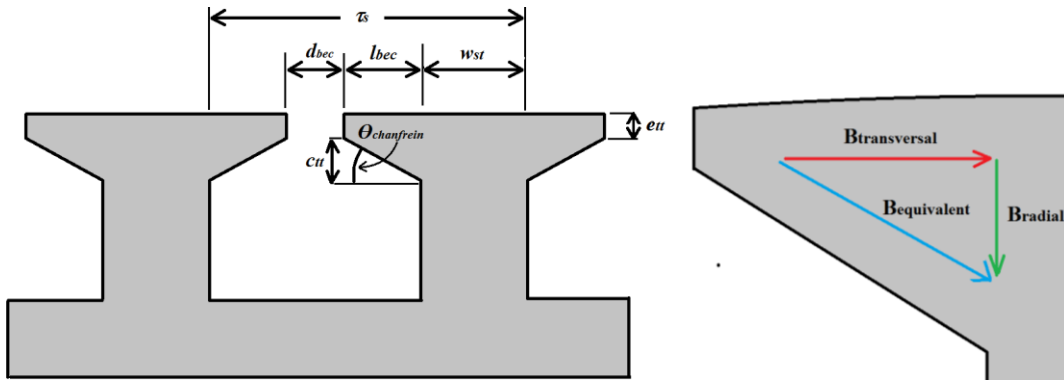


Figure 3.8 : Dimensions des becs pour la considération de l'angle de pénétration

Distance entre les becs

La distance entre deux becs dépend du facteur de fermeture d'encoche. L'expression suivante définit l'ouverture maximale absolue entre les becs au niveau de l'entrefer.

$$d_{bec} = \theta e_{max} \cdot (1 - k_{bec}) \cdot \frac{D}{2} \quad (\text{Éq.3-34})$$

Avec θe_{max} tel que défini plus loin à la Figure 3.10.

Tel que le démontre la Figure 3.8, une fois que la largeur des dents est déterminée, l'angle du chanfrein sera aisément calculable pour déterminer l'angle des lignes de champs et ainsi bien quantifier l'induction maximale. En effet, la largeur du bec qui couvre chaque côté des encoches aura sensiblement la mesure suivante :

$$l_{bec} = \frac{\tau_s - w_{st} - d_{bec}}{2} \quad (\text{m}) \quad (\text{Éq.3-35})$$

Ainsi, l'angle du chanfrein sera donné par :

$$\theta_{chanfrein} = \arctan\left(\frac{ctt}{l_{bec}}\right) \quad (\text{Éq.3-36})$$

Le niveau d'induction souhaité pour le chanfrein pourra atteindre la valeur calculée par l'expression suivante:

$$B_{maxchanfrein} = \sqrt{(B_{maxrad} \cdot \sin(\theta_{chanfrein}))^2 + (B_{maxtrans} \cdot \cos(\theta_{chanfrein}))^2} \quad (\text{Éq.3-37})$$

Où « B_{maxrad} » et « $B_{maxtrans}$ » sont respectivement les niveaux d'induction avant saturation dans le sens de la lamination (radiale), soit environ 1.97 T pour les tôles à grains orientés utilisées, et dans le sens transversal de l'acier, soit environ à 1.35 T. Une contrainte supplémentaire sur le dimensionnement des becs, pour son utilisation dans l'équation (Éq.3-33), peut s'ajouter à la fonction objective d'optimisation telle que :

$$B_{bc_{max}} = B_{maxchanfrein} \quad (\text{Éq.3-38})$$

3.5.4.4 Dimensionnement des dents au stator

Largeur des dents

La différence entre le calcul analytique des dents versus celui des culasses est essentiellement que le facteur d'occupation d'un aimant sur le pas polaire « β » n'intervient pas puisque l'aimant sera toujours plus large que le pas d'encoche. La dent prend donc la totalité du flux généré dans l'angle qu'elle couvre dans l'entrefer. La largeur des dents du stator est d'abord calculée comme un angle puis on en déduit sa section transversale

Le calcul utilise la densité de flux à vide des aimants considérant l'encochage, mais aussi un facteur qui permet de considérer la réaction d'induit « $C_{corrStator_{sat}}$ » pour limiter la saturation. L'angle nominal des dents peut être calculé à partir de :

$$\theta_{d_{nom}} = \frac{B_g}{B_{stmax}} \cdot \frac{\pi(D+2g)}{D \cdot p \cdot N_{spp} \cdot m \cdot k_{stack}} \cdot C_{corrStator_{sat}} \quad (\text{Éq.3-39})$$

La largeur des dents, qui doit correspondre à leur section transversale, est ensuite calculée en mètres par l'arc que forme la surface nécessaire dans l'entrefer :

$$w_{st} = \theta_{d_{nom}} \cdot \frac{D}{2} \quad (\text{Éq.3-40})$$

Pour conserver cette section du flux entrant par l'entrefer, la largeur transversale implique une majoration de l'angle équivalent d'occupation des encoches. Puisque la largeur des dents demeure constante entre leur tête et leur base, les encoches auront une forme trapézoïdale, ce qui suggère un angle d'occupation d'une dent plus faible sous les becs qu'à la base de la culasse pour un rotor externe et l'inverse pour un rotor interne.

La Figure 3.9 permet de comprendre la relation entre la largeur transversale constante désirée et l'angle d'occupation équivalent :

$$\theta = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{w}{D}\right) \quad (\text{Éq.3-41})$$

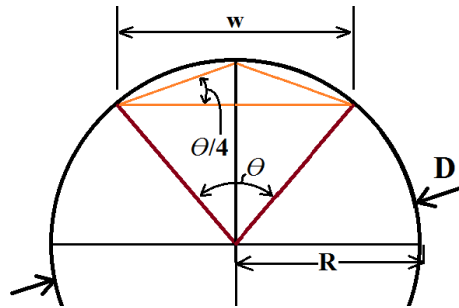


Figure 3.9 : Calcul de l'angle couvert réellement par des dentures droites

Un angle est dit nominal (θ_{nom}) s'il décrit l'arc circonférentiel au niveau de l'entrefer. L'angle réel d'occupation pour obtenir une section transversale (rectiligne) équivalente est plus grand. Ainsi, l'angle d'occupation des dents nécessaire pour la modélisation est celui sous les becs (cf. Figure 3.10). Le diamètre d'intérêt peut être mis dans la relation (Éq.3-41) pour trouver l'angle réel qui assurera une conservation de la section transversale de la dent. Ainsi, l'angle réel est donné par la projection de la largeur de la dent au niveau du diamètre moyen de l'encoche comme le démontre la Figure 3.10. Cet angle est défini par :

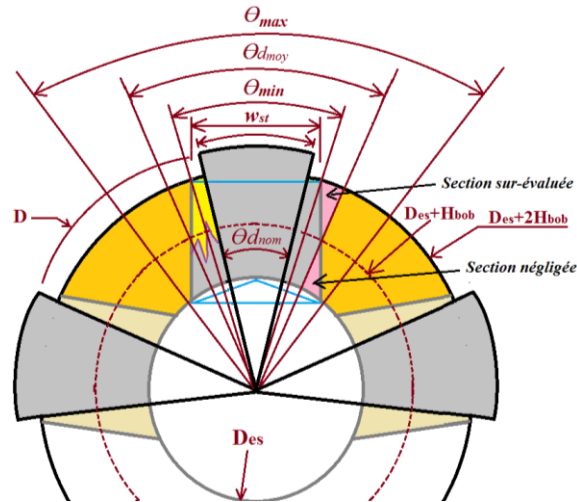


Figure 3.10 : Paramètres géométriques pour le calcul de la projection angulaire des dents

$$\theta d_{moy} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{w_{st}}{D_{es} + H_{bob}}\right) \quad (\text{Éq.3-42})$$

En considérant le diamètre du centre dans l'angle d'occupation de la dent, l'évaluation de la section de cuivre dans les encoches respectera la configuration réelle de la denture droite. En effet, l'aire de la section surévaluée de la dent se rapproche de celle de la section négligée tel que le montre la Figure 3.10.

Dans l'illustration de cette figure, plusieurs dents ont été dessinées pour démontrer le problème potentiel d'un chevauchement des bases de dents. En effet, la condition suivante doit être respectée pour que la solution soit valide :

$$\theta d_{max} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{w_{st}}{D_{es}}\right) < \frac{2\pi}{n} \quad (\text{Éq.3-43})$$

Enfin, l'angle réel minimal d'occupation d'une dent dans l'encoche, c'est-à-dire celui décrit juste en dessous des becs, est donné par :

$$\theta d_{min} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{w_{st}}{D_{es} + 2 \cdot H_{bob}}\right) \quad (\text{Éq.3-44})$$

Angle occupé par une encoche

L'angle d'occupation d'une encoche est complémentaire à celui d'une dent. Le nombre de couches du bobinage définira ensuite quelle portion de l'encoche est attribuable à une phase. Cet angle s'écrit :

$$\theta e_{moy} = \frac{2\pi}{n} - \theta d_{moy} \quad (\text{Éq.3-45})$$

De la même façon, l'angle maximal d'une encoche, c'est-à-dire la portion complémentaire à la projection de la largeur de la dent au niveau de l'entrefer, se définit comme suit:

$$\theta e_{max} = \frac{2\pi}{n} - \left(2 \cdot \arcsin\left(\frac{w_{st}}{D}\right) \right) \quad (\text{Éq.3-46})$$

Il est tout de même intéressant de sortir les dimensions minimale et maximale de l'encoche de forme trapézoïdale dans laquelle le cuivre devra être inséré. Toujours en se basant sur l'illustration de la Figure 3.10, le haut de l'encoche aura une largeur transversale de :

$$w_{max\ slot} = (D_{es} + 2 \cdot H_{bob}) \cdot \sin\left(\frac{\frac{2\pi}{n} - (\theta d_{min})}{2}\right) \quad (\text{Éq.3-47})$$

Alors que la largeur de la base de l'encoche aura la dimension suivante :

$$w_{min\ slot} = D_{es} \cdot \sin\left(\frac{\frac{2\pi}{n} - (\theta d_{max})}{2}\right) \quad (\text{Éq.3-48})$$

3.5.4.5 Section de cuivre

La section de cuivre de toute la machine, c'est-à-dire pour toutes les phases « m » et toutes les paires de pôles « p » confondues, pourra dès lors se calculer de deux façons. La première méthode est de considérer la surface balayée par l'angle « θe_{moy} » sur la hauteur de la dent. Cette surface s'écrit :

$$S_{cu} = n \cdot \frac{\theta e_{moy}}{2} \cdot \alpha \cdot \left[\frac{(2 \cdot H_{bob} + D_{es})^2 - D_{es}^2}{4} \right] \quad (\text{Éq.3-49})$$

Où « α » est le coefficient de remplissage des encoches compris habituellement entre 30% et 80%.

Sinon, la Figure 3.11 montre que le calcul peut être fait suivant une seconde méthode en utilisant les largeurs du haut et du bas de l'encoche. Ainsi, on obtient :

$$S_{cu} = n \cdot \alpha \cdot (w_{max\ slot} + w_{min\ slot}) \cdot \frac{H_{bob}}{2} \quad (\text{Éq.3-50})$$

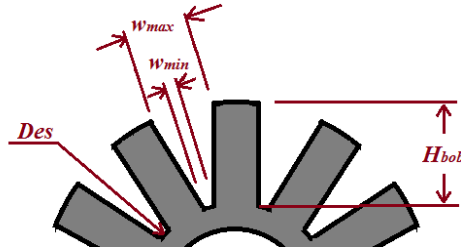


Figure 3.11 : Paramètres géométriques utiles pour le calcul du volume d'encoches

3.5.4.6 Épaisseur de culasse statorique :

Le niveau d'induction étant spécifié pour la culasse statorique par le paramètre « $B_{sy_{max}}$ », l'épaisseur de celle-ci est définie par :

$$e_{sy} = \beta \cdot \frac{\pi D}{4p} \cdot \frac{B_g}{B_{sy_{max}} \cdot k_{stack}} \cdot k_e \cdot C_{corrStator_{sat}} \quad (\text{Éq.3-51})$$

En réalité, la culasse du stator est sujette à recevoir le flux résultant de l'inductance de fuite. Cette partie de la réaction d'induit pourrait légèrement augmenter le niveau d'induction lui étant attribuable selon le rapport entre l'inductance propre et l'inductance de fuite. Comme la conception priorise le flux créé par les aimants, l'augmentation du flux résultant par celui lié aux fuites est négligée.

3.5.5 Considération du facteur de correction du carter

Pour améliorer le modèle magnétique de la machine en considérant l'effet de l'encoche du stator dans l'augmentation de la réluctance équivalente du circuit magnétique, un coefficient est utilisé sur l'épaisseur de l'entrefer. En effet, avec l'encoche au stator, le flux magnétique à vide ne peut circuler aussi aisément. On peut corriger le calcul de ce flux par l'entrefer magnétique bien supérieur à l'entrefer mécanique. Ainsi, l'entrefer magnétique devient :

$$g_e = K_c \cdot g \quad (\text{Éq.3-52})$$

Où « g » est l'entrefer mécanique et « K_c » est le facteur de carter considérant l'encoche au stator dont l'effet est présenté à la Figure 3.12.

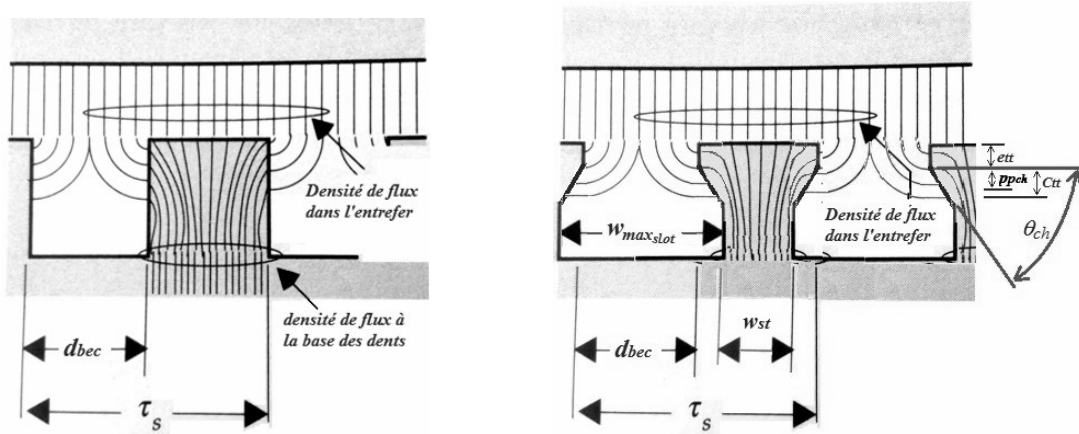


Figure 3.12 : Effet de l'encoche du stator sur le flux à vide

La figure ci-dessus illustre quelques-unes des hypothèses de modélisation du facteur de Carter. La réluctance de l'entrefer est fonction du chemin emprunté par le flux circulant dans le circuit. L'illustration de droite montre qu'une partie du flux magnétique de l'entrefer pourrait pénétrer jusqu'à une certaine profondeur « p_{pch} » dans le chanfrein. Cette profondeur est simplement évaluée par :

$$p_{pch} = \frac{d_{bec}}{2} - e_{tt} \quad (\text{Éq.3-53})$$

Ainsi, en conservant les proportions du flux qui pénètre dans l'extrémité de la denture versus celui qui entre par le chanfrein, la distance corrigée entre les becs « d_{bec}^* », considérant le parcours du flux magnétique qui y pénètre, est donnée par :

$$d_{bec}^* = d_{bec} \left(1 + \frac{p_{pch}}{\tan \theta_{ch} \cdot d_{bec}/4} \right) = d_{bec} \left(1 + 4 \cdot \frac{0.5 - \frac{e_{tt}}{d_{bec}}}{\tan \theta_{ch}} \right) \quad (\text{Éq.3-54})$$

Avec : $e_{tt} < d_{bec}$, sinon : $d_{bec}^* = d_{bec}$

Le coefficient de Carter K_c est donné par [22] :

$$K_c = \left[1 - \frac{d_{bec}^*}{\tau_s} + \frac{4 \cdot g}{\pi \cdot \tau_s} \cdot \ln \left(1 + \pi \cdot \frac{d_{bec}^*}{4 \cdot g} \right) \right]^{-1} \quad (\text{Éq.3-55})$$

Où K_c prendra toujours une valeur supérieure à 1.

Le coefficient de Carter « K_c » considérant l'encoche du stator ayant pour effet d'augmenter la réluctance du circuit magnétique implique une réduction du flux à vide dans

la machine. Pour considérer le phénomène, la densité de flux crête sous les aimants est affectée par l'entrefer magnétique « g_e » suivant la relation suivante :

$$\widehat{B}_c = \frac{B_r \cdot l_m}{\frac{D}{2} \left(\ln \left[\frac{D_{ri} + 2 \cdot l_m}{D_{ri}} \right] + \mu_r \cdot \ln \left[\frac{D_{ri} + 2 \cdot l_m + 2 \cdot g_e}{D_{ri} + 2 \cdot l_m} \right] \right)} \quad (\text{Éq.3-56})$$

Où μ_r la perméabilité magnétique relative des aimants.

3.5.6 Facteur de correction de réaction d'induit

Un facteur de correction de la saturation liée à la réaction d'induit est utilisé dans les équations de dimensionnement de chaque section d'acier vues précédemment. Il est conseillé de créer quatre facteurs distincts, soit pour la culasse statorique, la culasse rotorique, les dents au stator et les becs situés sous l'entrefer pour être en mesure de corriger distinctement ces facteurs en fonction de la saturation locale. Le terme « $PART$ » au niveau de l'indice de ces facteurs est substitué par la section calculée. Les expressions de ces facteurs font intervenir les flux à vide et de réaction d'induit de l'inductance cyclique sur un seul pôle. Ainsi :

$$C_{corrPARTsat} = \frac{\sqrt{\varphi_v^2 + \varphi_r^2}}{\varphi_v} \quad (\text{Éq.3-57})$$

Où le flux à vide est exprimé par :

$$\varphi_v = \frac{B_r \cdot l_m \cdot k_{pr} \cdot \pi D \cdot \beta \cdot L}{2p \cdot (g \cdot K_c + \frac{l_m}{\mu_r})} \quad (\text{Éq.3-58})$$

Avec « B_r » étant la densité de flux à vide dans les aimants. Le flux de réaction d'induit est pour sa part donné par :

$$\varphi_r = \frac{3\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{J \cdot S_{cu}}{n} \cdot \frac{2 \cdot N_{spp} \cdot \mu_0 \pi D}{n \cdot (g \cdot K_c + \frac{l_m}{\mu_r})} \quad (\text{Éq.3-59})$$

À cause des fuites, les niveaux de saturation à l'égard de la réaction d'induit dans les dents et dans la culasse du stator peuvent différer de ce qui est trouvé directement par les équations (Éq.3-58) et (Éq.3-59) ne considérant que l'inductance principale. On peut donc réécrire la réaction d'induit pour le calcul de la saturation (Éq.3-57) au stator perceptible au niveau de la culasse et des dents. Le flux de réaction d'induit devient alors :

$$\varphi_{r_{tot}} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{J \cdot S_{cu}}{n} \cdot \frac{2 \cdot N_{spp} \cdot \mu_0 \pi D}{n \cdot (g \cdot K_c + \frac{l_m}{\mu_r})} \cdot \frac{L_p + L_{leak}}{L_p} \quad (\text{Éq.3-60})$$

Où « L_p » est l'inductance principale et « L_{leak} » est l'inductance de fuite. Ces deux éléments sont traités dans la section 3.6.3.

De la même manière, la culasse du rotor peut être saturée par un niveau d'induction supplémentaire si le facteur de fuite k_{ml} , décrivant les fuites entre les aimants sont considérées. Le flux à vide dans le calcul de la saturation de la culasse rotorique (Éq.3-57) devrait se baser sur la relation suivante :

$$\varphi_{v_{tot}} = \frac{B_r \cdot l_m \cdot k_{pr} \cdot \pi D \cdot \beta \cdot L}{2p \cdot (g \cdot K_c + \frac{l_m}{\mu_r})} \cdot k_{ml} \quad (\text{Éq.3-61})$$

Les coefficients de correction des sections au stator peuvent prendre plus exactement la grandeur suivante. Le terme « $PART$ » de (Éq.3-57) prend donc le nom de « $Stator$ » :

$$C_{corrStator_{sat}} = \frac{\sqrt{\varphi_v^2 + \varphi_{r_{tot}}^2}}{\varphi_v} \quad (\text{Éq.3-62})$$

Alors que la culasse du rotor devrait être affectée par un coefficient de correction équivalent à :

$$C_{corrRotor_{sat}} = \frac{\sqrt{\varphi_{v_{tot}}^2 + \varphi_r^2}}{\varphi_v} \quad (\text{Éq.3-63})$$

3.6 MODÈLE ÉLECTRIQUE

3.6.1 Représentation vectorielle

La Figure 3.13 présente le diagramme vectoriel sur lequel se base le contrôle de la machine synchrone. L'équation de la tension composée de l'alimentation est décrite à droite de cette figure. Les axes illustrés sont appelés « d » et « q » respectivement pour décrire l'axe direct et quadratique. Ils définissent respectivement la phase du flux crête à vide et celle de la tension induite, toujours en avance sur le flux à vide. Un courant de réaction d'induit entièrement en phase avec la tension induite « E », donc sur l'axe quadratique « q », signifie qu'il y a maximisation du couple produit. Un courant injecté sur l'axe « d » aura pour effet de surexciter la machine.

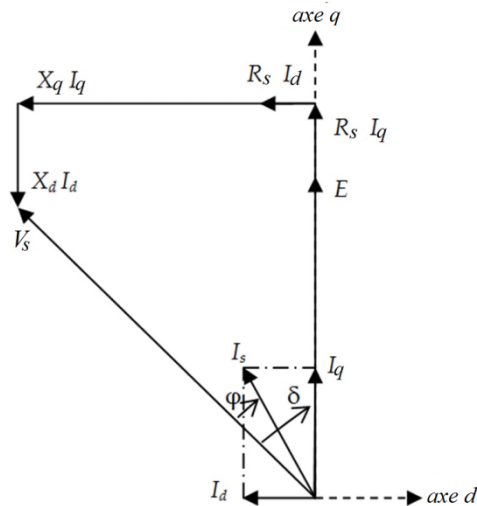
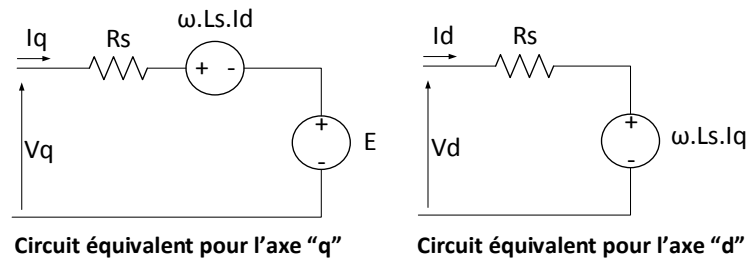


Figure 3.13 : Diagramme de Fresnel de la machine [52]

Les circuits de la Figure 3.14 illustrent comment peuvent être considérés les paramètres de la machine par référentiel aux axes de Park. Les paramètres sont ceux considérés pour constituer les diagrammes vectoriels. L'angle formé par le déphasage entre la tension d'alimentation et la force électromotrice « E » servira pour déterminer le module du courant réactif à injecter sur l'onduleur. La FEM est toujours référencée par l'encodeur et elle devient la référence de phase de l'axe quadratique.



Circuit équivalent pour l'axe "q"

Circuit équivalent pour l'axe "d"

Figure 3.14 : Modèle électrique de la machine dans les axes de Park

Les tensions des deux axes à injecter dans la machine sont ainsi décrites par :

$$V_d = I_d \cdot R_{cu} + \omega \cdot L_s \cdot I_q \quad (\text{Éq.3-64})$$

$$V_q = I_q \cdot R_{cu} + E + \omega \cdot L_s \cdot I_d \quad (\text{Éq.3-65})$$

Où :

L_s est l'inductance synchrone;
 R_{cu} est la résistance du bobinage (aussi écrit « R_s »);

I_q et I_d sont respectivement les courants actif et réactif;
 E est la tension induite à vide.

Le modèle électrique de la machine comprend donc le calcul de la force électromotrice, des inductances propre, cyclique et synchrone, de l'alimentation en tension et en courant et de la résistance du bobinage. La force électromotrice et l'inductance impliquent différents calculs relatifs à la structure du bobinage.

3.6.2 La tension induite

La tension induite efficace ou FEM, définissant la capacité de la machine à travailler comme générateur, est donnée par la relation suivante :

$$E = \omega_{op} \cdot \psi_v \quad (\text{Éq.3-66})$$

Avec :

ψ_v est le flux à vide efficace capté par le bobinage
 ω_{op} est la pulsation électrique d'opération, soit $\omega = 2\pi \cdot f$ où « f » est la fréquence électrique

Le flux à vide efficace ψ_v peut être déterminé par la relation suivante :

$$\psi_v = k_w \cdot k_e \cdot k_{pr} \cdot \beta \cdot \left(\frac{B_c \cdot \pi D \cdot L}{2 \cdot p} \right) \cdot n_{cond} \quad (\text{Éq.3-67})$$

Où :

k_w^* est le facteur de bobinage;
 k_e est le facteur de forme du flux à vide (typiquement $\sqrt{2}$);
 k_{pr} est le facteur de profilage des aimants permanents;
 β est le facteur d'occupation des aimants sur un pas polaire;
 B_c est l'induction à vide dans l'entrefer considérant l'encoche;
 D est le diamètre d'entrefer;
 L est la longueur axiale active de la machine;
 p est le nombre de paire de pôles;
 n_{cond} est le nombre de spire par phase.

**Le coefficient de bobinage « k_w » est la composition du facteur de distribution et du facteur de pas d'encoches. Ces deux paramètres sont expliqués et calculés dans la prochaine sous-section. Aucun facteur d'obliquité n'est traité dans le présent ouvrage.*

3.6.2.1 Calcul de la distribution du bobinage

À partir des explications fournies dans la section 3.2.2, le « N_{spp} » ou « Number of Slots per Pole per Phase » et « n_{couche} » le nombre de couches par encoche apparaissent comme les premiers paramètres à fixer lors de la conception d'une machine. Le paramètre « N_{spp} » représente la répartition du bobinage et il est calculé de la façon suivante :

$$N_{spp} = \frac{n}{2 \cdot p \cdot m} \quad (\text{Éq.3-68})$$

Où « n » est le nombre total d'encoches.

Ainsi, un bobinage triphasé de type concentrique à double couche (3 encoches par paire de pôles) à « p » paire de pôles se calcule comme suit :

$$N_{spp_{concentrique}} = \frac{3 \cdot p}{2 \cdot p \cdot 3} = 0.5 \quad (\text{Éq.3-69})$$

3.6.2.2 Constitution du facteur de bobinage

Le facteur de bobinage est basé sur la captation du flux de chaque bobinage pour chaque harmonique. La référence [1] explique la relation vectorielle dans les bobinages de type concentrique à simple et à double couche.

Le facteur de bobinage se résume par le produit du facteur de pas, du facteur de distribution et du facteur d'inclinaison des bobines respectivement inscrit dans l'équation suivante [1] :

$$k_w = k_p \cdot k_d \cdot k_{skew} \quad (\text{Éq.3-70})$$

Où :

k_p est le facteur de pas (ou facteur d'encoche);

k_d est le facteur de distribution;

k_{skew} est le facteur d'inclinaison, ce facteur n'est pas souhaitable pour une machine à fort couple, donc il n'est pas considéré.

La Figure 3.15 illustre un exemple de bobinage de type concentrique à double couche (deux phases par encoche) sur une machine triphasée avec deux paires de pôles mis en série.

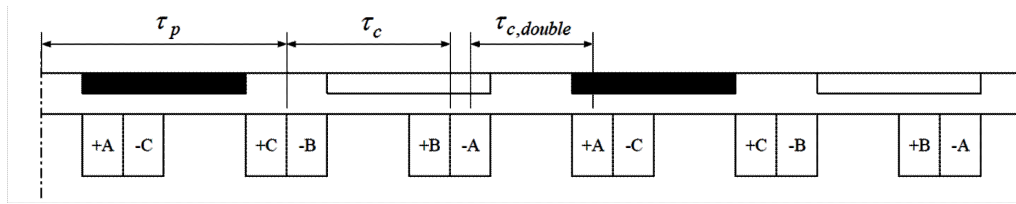


Figure 3.15 : Distribution et disposition d'un bobinage concentrique à double couche

3.6.2.3 Calcul du facteur de pas

De façon générale, le facteur de pas (ou facteur d'encoche) de chaque harmonique d'ordre « k » peut être simplement calculé en fonction de la projection entre le pas du flux d'harmonique d'intérêt et le pas du bobinage :

$$k_p(k) = \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{2} \cdot \frac{\tau_c}{\tau_p}\right) \quad (\text{Éq.3-71})$$

Où τ_c est le pas des conducteurs et τ_p le pas polaire.

Avec la topologie à trois phases choisie, le pas de conducteur est équivalent au pas d'encoche. On obtient effectivement un facteur de flux fondamental ($k=1$) dans le cas d'une distribution concentrique à double couche ($N_{spp}=0.5$). Ce facteur s'écrit :

$$k_p(1) = \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{2} \cdot \frac{2\pi/3}{\pi}\right) = \sin\left(\frac{1 \cdot \pi}{3}\right) = 0.866 \quad (\text{Éq.3-72})$$

3.6.2.4 Calcul du facteur de distribution

Le facteur de distribution pour le flux harmonique de rang « k » est calculé analytiquement en fonction du paramètre « N_{spp} » par la fonction suivante [53] :

$$k_d = \frac{\sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{N_{spp} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2 \cdot N_{spp} \cdot m}\right)} \quad (\text{Éq.3-73})$$

On obtient, dans le cas d'une distribution concentrique à double couche ($N_{spp}=0.5$), une fondamentale ayant un facteur de distribution équivalent à : $k_d = 1$.

3.6.3 Inductances du bobinage

La section suivante présente le calcul des différentes inductances de la machine en faisant intervenir le nombre de spires par phase. Ce paramètre est déterminant sur l'inductance cyclique, sur la résistance de bobinage ainsi que sur le flux à vide capté. Ce flux a comme conséquence d'accroître la FEM générée aux bornes des enroulements par la

rotation à vide de la machine. Le rapport de flux à vide sur l'inductance synchrone sera déterminant pour le courant de court-circuit tel que mentionné dans l'équation (Éq.3-79).

L'inductance d'une machine est calculée en fonction de l'interaction mutuelle des phases entre elles. En fait, l'interaction entre les phases dépend de la configuration spatiale d'un circuit triphasé et la projection de chaque bobinage sur les deux autres.

En ne considérant qu'un seul bobinage alimenté, on calcule l'inductance propre de ce bobinage. Si on considère l'interaction avec les autres phases alimentées par un courant sinusoïdal déphasé d'un angle équivalent à sa position spatiale, on parle alors d'inductance cyclique. Lorsqu'on considère les flux de fuite créés par réaction d'induit, on parle alors d'inductance synchrone.

La capacité de défluxage d'une machine synchrone dépend entièrement du résultat des paramètres électriques. En fait, à cette étape de conception, le seul paramètre d'ajustement du circuit magnétique à la source d'alimentation est le nombre de spires par phase.

3.6.3.1 Inductance principale

L'inductance principale désigne la capacité d'un seul enroulement à induire du flux dans l'entrefer. Cette capacité est dépendante du nombre de spires qui multiplie la grandeur la force magnétomotrice créée par le courant injecté dans les phases. Cette inductance s'exprime par :

$$L_p = \frac{\left(\frac{n_{cond}}{2 \cdot n_{spp}}\right)^2 \cdot \mu_o \cdot \mu_r \cdot L \cdot \pi D}{4 \cdot (l_m + \mu_r \cdot g_e)} \quad (\text{Éq.3-74})$$

Où « n_{cond} » est le nombre de spires pour l'ensemble de l'enroulement sur une phase.

3.6.3.2 Inductance de fuite d'encoches

L'inductance de fuite totale de la machine est calculée comme la somme de l'inductance de fuite d'encoches et de l'inductance de fuite des têtes de bobines. L'inductance de fuite d'entrefer (inductance de flux différentiel) est négligée. Au niveau des encoches, on peut varier la largeur de bout d'encoches « d_{bec} » pour augmenter ou

diminuer l'inductance de fuite. Ce paramètre change aussi le coefficient de carter en affectant les performances du moteur et le couple de détente.

Le calcul de l'inductance de fuite d'encoches propre à une phase se base sur la réluctance parallèle à celle de l'entrefer qui court-circuite les dents entre elles. Par contre, la force magnétomotrice est proportionnelle à la densité de courant dans les encoches qui augmente à mesure qu'on s'éloigne du fond de l'encoche.

Ainsi, les becs ont le plein potentiel de court-circuit, alors que les encoches remplies de cuivre ont un potentiel variable en fonction de la hauteur où on se situe. Les machines à rotor externe à denture droite ont l'avantage de bénéficier d'une augmentation de la réluctance de fuite dans les encoches à mesure qu'on s'approche des becs. La géométrie des encoches est illustrée dans la figure ci-dessous en deux sections. La première illustration montre la géométrie des encoches, sans les becs, alors que la seconde montre spécifiquement les becs.

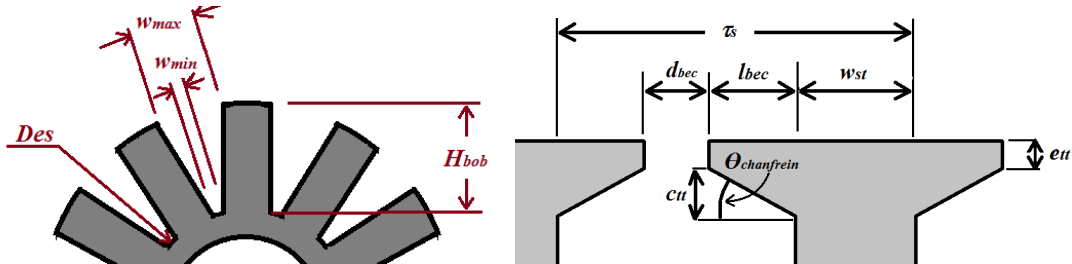


Figure 3.16 : Géométrie des encoches pour la détermination de l'inductance de fuite

La distance moyenne d'une encoche « w_{smoy} » peut être donnée à la hauteur du centroïde des triangles formés de chaque côté de l'espace délimité par la distance « w_{min} » en y ajoutant cette même valeur.

Ainsi, l'inductance de fuite d'encoches peut être calculée à partir de la fonction suivante [22] :

$$L_{leak} = \left(\frac{\mu_0 \cdot L \cdot k_{stack}}{2 \cdot n_{spp} \cdot p} \right) \cdot (n_{cond})^2 \cdot \left[\frac{H_{bob}^2}{3 \cdot \frac{S_{cu}}{\alpha \cdot n}} + \frac{e_{tt}}{d_{bec}} + \frac{2 \cdot c_{tt}}{w_{maxslot} + d_{bec}} \right] \quad (\text{Éq.3-75})$$

Où « n_{cond} » désigne la somme des spires à travers la totalité des encoches d'une phase, « $w_{max\ slot}$ » est la largeur maximale transversale d'une encoche, décrite par l'équation (Éq.3-47) et le terme $\frac{S_{cu}}{\alpha \cdot n}$ décrit pour sa part la section totale disponible dans chacune des « n » encoches.

Il est important de remarquer qu'une configuration avec un nombre d'encoches par pôle par phase « N_{spp} » de 0.5 implique une inductance de fuite deux fois plus importante que celle des moteurs dont les enroulements sont à « N_{spp} » entier, avec le même espace entre les becs, puisque la distribution de la force magnétomotrice implique moins de flux de fuite à chaque dent. Par contre, une configuration concentrique implique une quasi-absence des fuites mutuelles au niveau des têtes de bobines (pas de croisement entre les phases aux extrémités du moteur), ce qui évite de calculer ce paramètre faisant habituellement partie de l'inductance synchrone. Enfin, un enroulement à double couche fera nécessairement intervenir une inductance de fuite mutuelle entre les phases prise en compte dans notre cas.

3.6.3.3 Inductance de fuite des têtes de bobine

L'inductance de fuite dans les têtes de bobines est significative lorsque le pas des conducteurs « τ_c » est important. Dans le cas d'un bobinage concentrique, seul le conducteur servant à connecter les différents enroulements des encoches propres à une phase est susceptible d'induire dans les autres phases. Cette longueur est négligée. L'inductance des têtes de bobine n'a donc pas de composante mutuelle. L'inductance propre de fuite des têtes de bobine négligeant la perméabilité de l'acier est donnée par [54]:

$$L_e = \frac{n_{cond}^2 \cdot \mu_0 \cdot \tau_c}{8 \cdot N_{spp} \cdot p} \cdot \ln \left(\frac{m \cdot p \cdot N_{spp} \cdot \pi \cdot \tau_c^2}{\alpha \cdot S_{cu}} \right) \quad (\text{Éq.3-76})$$

Pour visualiser les effets de cette inductance, il serait nécessaire de réaliser une simulation par éléments finis 3D. Notons que l'étude de la présente machine se limite à des simulations de validation en 2D.

3.6.3.4 Inductance synchrone

L'inductance synchrone est la grandeur électrique dont les répercussions impactent directement sur l'alimentation par convertisseur statique. Il est nécessaire de considérer

l'inductance principale et les inductances de fuite d'encoches dans la réaction mutuelle. Ainsi, la grandeur de l'inductance synchrone est donnée par :

$$L_s = \frac{3}{2} \cdot (L_p + L_{leak}) + L_e \quad (\text{Éq.3-77})$$

3.6.4 Dimensionnement des conducteurs

L'adaptation de la machine à sa tension d'alimentation passe par le dimensionnement des conducteurs du bobinage puisque le nombre de spires influence tant l'inductance que la tension à vide du circuit électrique. Le choix du nombre de spires a non seulement pour but d'adapter la machine à son alimentation (courant et tension dans le convertisseur statique) mais également peut s'avérer une étape décisive sur la faisabilité du bobinage (atteinte du coefficient de remplissage visé).

3.6.4.1 Section de cuivre des conducteurs

Le dimensionnement des conducteurs peut être établi simplement en exposant la section de cuivre disponible dans les encoches et le nombre de spires imposés par l'adaptation de la tension d'alimentation. Ainsi, la section des conducteurs « A_{cond} » est donnée (en m^2) par :

$$A_{cond} = \frac{S_{cu}}{m \cdot 2 \cdot n_{cond}} \quad (\text{Éq.3-78})$$

Où n_{cond} est le nombre de spires en série par phase pour toute la machine

3.6.4.2 Courant efficace dans une phase

Le courant efficace dans chacune des phases de la machine est donné par la densité de courant « J » en A/m^2 et l'aire des conducteurs tel que l'exprime la relation suivante :

$$I_{nom} = \frac{J}{A_{cond}} \quad (\text{Éq.3-79})$$

3.6.4.3 Courant de court-circuit

Le rapport entre le flux à vide « φ_v » et l'inductance synchrone « L_s » permet de déterminer le courant de phase efficace en court-circuit. En négligeant la résistance électrique, ce courant de court-circuit de la machine en rotation est donné par :

$$I_{short-cut} = \frac{\varphi_v}{L_s} \quad (\text{Éq.3-80})$$

Évidemment, le courant de court-circuit doit toujours être dimensionné pour être inférieur au seuil de démagnétisation de la machine ($K_{trans} \times I_{nom}$) pour éviter sa détérioration si un problème électrique survenait. La valeur du courant nominal « I_{nom} » est exprimée par l'équation (Éq.3-79) alors que le rapport de courant transitoire « K_{trans} » était donné par l'équation (Éq.3-17).

3.6.4.4 Résistance DC du bobinage

Les éléments à prendre en considération pour ce paramètre sont la longueur moyenne de trajectoire que fait une spire autour d'une dent ayant un rayon de courbure nul sur les têtes de bobines et que l'enroulement est à double couche (deux phases dans les mêmes encoches).

$$R_s = \frac{n_{cond} \cdot \rho_{cuT}}{A_{cond}} \cdot 2 \cdot \left(\underbrace{\left(w_{st} + \frac{w_{minslot} + w_{maxslot}}{2} \right)}_{\text{Largeur transversale des têtes}} + \underbrace{\left(\frac{L_{bob}}{2} + L \right)}_{\text{Longueur axiale}} \right) (\Omega) \quad (\text{Éq.3-81})$$

Où :

- n_{cond} est le nombre de spires en série par phase pour toute la machine;
- ρ_{cuT} est la résistivité électrique du cuivre à la température d'opération;
- A_{cond} est la section des conducteurs;
- L_{bob} est la longueur axiale totale pour les deux têtes de bobine;
- L est la longueur axiale active du circuit magnétique;
- w_{st} est la largeur d'une dent;
- $w_{minslot}$ est la largeur minimale d'une encoche;
- $w_{maxslot}$ est la largeur maximale d'une encoche.

Ainsi, la distance moyenne entre les conducteurs de part et d'autre d'une dent est considérée par le calcul de la distance transversale. Notons qu'on peut aussi évaluer la résistance DC par les pertes Joule et le courant de dimensionnement « I_{nom} » en considérant l'ensemble du volume de cuivre « V_{cu} ». Celui-ci doit considérer les têtes de bobine. Cette résistance se calcule alors comme suit :

$$R_s = \frac{\rho_{cuT} \cdot J^2 \cdot V_{cu}}{m \cdot I_{nom}^2} (\Omega) \quad (\text{Éq.3-82})$$

3.6.4.5 Résistance AC du bobinage

Mis à part les pertes causées par la résistance du fil soumis à un courant continu ou à basse fréquence, les hautes fréquences impliquent deux nouveaux éléments à considérer. Le premier est l'effet de peau (skin effect) qui constitue en une réduction de la surface effective des conducteurs par une concentration du courant sur la périphérie de ces conducteurs et du bobinage. D'autre part, la proximité entre les phases du bobinage est particulièrement importante puisqu'avec un bobinage concentrique à pas fractionnaire, chaque encoche est empruntée par deux phases. L'induction mutuelle entre ces phases peut changer une fois de plus la surface utile du conducteur. La figure suivante présente les répercussions distinctes sur le courant en relation avec l'effet de peau et l'effet de la proximité des champs internes [55] :

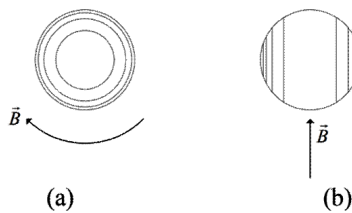


Figure 3.17 : Effets de peau (a) et de proximité (b) liés aux courants à hautes fréquences

En observant la Figure 3.17, la sélection d'un conducteur de section rectangulaire est facilement justifiable puisque, d'une première part, ce dernier, en offrant plus de surface par unité de volume, limite l'effet de peau lié à l'intensification des effets de l'inductance propre des conducteurs qui apparaissent à haute fréquence. D'autre part, en empilant le fil sur son côté le plus large (cf. Figure 3.18), l'effet de proximité est grandement réduit. Pour calculer les pertes liées à l'effet de peau dans un conducteur de section rectangulaire, on utilise ce qu'on appelle la hauteur réduite d'un conducteur définie comme suit :

$$\xi = \varepsilon \cdot h \quad (\text{Éq.3-83})$$

$$\text{avec } \varepsilon = \sqrt{\frac{n \cdot b}{a} \cdot \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}{\rho_{Cu}}} = \sqrt{\frac{n \cdot b}{a}} \cdot e_p \quad (\text{Éq.3-84})$$

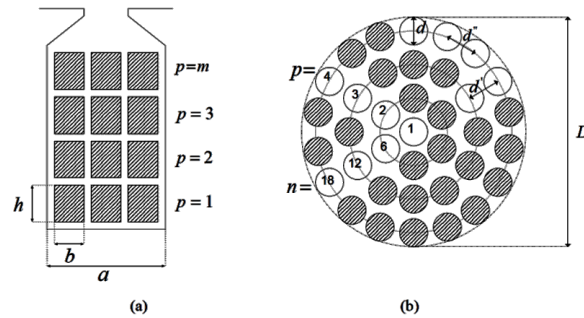


Figure 3.18 : Disposition des conducteurs soumis à des courants hautes fréquences [55]

Où:

- n est le nombre de conducteurs dans la $p^{\text{ème}}$ couche;
- a est la largeur d'une encoche (en m);
- b est la largeur du conducteur (en m);
- h est la hauteur du conducteur (en m);
- e_p est la profondeur de pénétration du courant (en m).

En considérant aussi l'effet de proximité, la résistance équivalente approximative pour un conducteur de la $p^{\text{ème}}$ couche soumis à des courants à haute fréquence peut alors se multiplier par un facteur donné par [1] :

$$k_T = \varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3} \cdot \Psi(\xi) \quad (\text{Éq.3-85})$$

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot k_T \quad \text{avec } k_T > 1, \quad (\text{Éq.3-86})$$

Le premier terme désigne l'effet de peau alors que le second terme désigne l'effet de proximité. Le paramètre « m » est le nombre de couches de conducteurs (étalés sur la hauteur de la dent). Ces termes sont exprimés par :

$$\varphi(\xi) = \xi \cdot \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (\text{Éq.3-87})$$

$$\Psi(\xi) = 2\xi \cdot \frac{\sinh(\xi) - \sin(\xi)}{\cosh(\xi) + \cos(\xi)} \quad (\text{Éq.3-88})$$

3.7 MODÈLE THERMIQUE (MODÈLE DE PERTES)

La méthode de refroidissement utilisée dans la machine de traction, soit des tuyaux de refroidissement au glycol mis sur les têtes de bobines et aidés d'un flux d'air confiné forcé, doit éviter la surchauffe du moteur dans ses pires conditions d'utilisation sur un cycle répété de demandes à puissance maximale. Pour estimer l'échauffement du moteur et son efficacité, toutes les sources non négligeables de pertes sont prises en compte. Cette section

présente alors le modèle thermique de la machine, notamment le calcul des pertes dans les différentes parties de la machine.

3.7.1 Pertes totales au stator

Dans les pièces du stator, on distingue les pertes dans le cuivre, liées à sa résistance équivalente sous l'effet du courant continu ou alternatif, et les pertes dans l'acier constituant les dents et la culasse, liées aux phénomènes de courants de Foucault et à l'effet d'hystérésis de la polarisation des matériaux. Des pertes excédentaires dans l'acier sont aussi calculées.

3.7.1.1 Pertes magnétiques par effet d'hystérésis

Les pertes par effet d'hystérésis sont liées au processus de magnétisation des matériaux magnétiques constituant les pièces du stator. La méthode de coupe utilisée dans l'exercice du machinage de ces pièces implique aussi des pertes supplémentaires liées à la dégradation des propriétés des matériaux. Cette dégradation aux abords des pièces taillées n'est pas prise en compte dans notre cas. Par contre, pour éviter la détérioration des propriétés de l'acier, il est suggéré de prioriser la découpe au jet d'eau abrasif pour une petite production de machines [56]. De façon générale, les pertes par effet d'hystérésis dans les pièces du stator peuvent être déterminées comme suit en fonction de la fréquence électrique « f » et du niveau d'induction efficace maximale dans les différentes sections étudiées du stator « B_{max} » [48] :

$$P_{hyst} = M_{fe} \cdot k_h \cdot f \cdot B_{max}^2 \quad (\text{Éq.3-89})$$

Où le coefficient « k_h » peut être trouvé en utilisant un lissage des courbes de pertes du fabricant et le modèle analytique considérant l'ensemble des pertes fer. Considérant l'utilisation de l'acier au Silicium à grains non orientés M235-35A de Cogent Power, $k_h = 0.0165 \text{ W}/T^2 \cdot kg$ [1]. La masse du fer « M_{fe} » est évaluée dans chaque section en utilisant le volume d'acier et la densité massique du matériau.

3.7.1.2 Pertes par courants de Foucault dans l'acier

Les pertes par courants de Foucault sont dues à des tensions induites dans les pièces conductrices du stator. Les tensions induites dans les tôles du stator sont proportionnelles à l'épaisseur de celles-ci alors que leur perméabilité au courant électrique l'est également. Ainsi, les pertes par courants de Foucault peuvent être exprimées par :

$$P_{eddy} = \frac{V_{fe}}{3} \cdot B_{max}^2 \cdot \pi^2 f^2 \cdot \sigma_{feSi} \cdot t^2 \quad (\text{Éq.3-90})$$

La conductivité électrique de l'acier au Silicium « σ_{feSi} » est fixée à $1,69 \mu/\Omega m$. L'épaisseur des tôles dans la culasse est fixée à 0.35 mm alors que celle dans les dents est de 0.27 mm qui correspond au type d'acier à grains orientés utilisé, soit le M103-27P de Cogent Power.

3.7.1.3 Pertes magnétiques excédentaires

Les pertes excédentaires dans l'acier dues aux phénomènes d'hystérésis et de courant de Foucault peuvent être déterminées par la relation suivante :

$$P_{exceed} = \frac{M_{fe}}{8,67} \cdot (B_{max} \cdot \pi \cdot f)^3 \cdot K_{ex} \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.3-91})$$

Où : « K_{ex} » prend la valeur de $0.00034 W/T^2 S^2 kg$ [1].

3.7.1.4 Pertes Joule dans le cuivre :

Les pertes dans le bobinage sont dues aux courants dans les phases traversant la résistance électrique de celles-ci. Tel que vu précédemment, les effets de peau et de proximité dans les conducteurs apparaissent à haute fréquence ce qui doit être considéré comme une augmentation de la résistance électrique. Ainsi, les pertes Joule dans le bobinage peuvent être calculées par la relation suivante :

$$P_{cu} = 3 \cdot R_{AC} \cdot I_{rms}^2 \quad (\text{en Watt}) \quad (\text{Éq.3-92})$$

3.7.2 Pertes au rotor :

Les machines à aimants permanents ont habituellement des pertes rotoriques négligeables. Cependant, les harmoniques présents dans la force magnétomotrice (FMM) causés par le bobinage concentrique impliquent des variations de flux magnétiques dans le rotor, particulièrement dans les périodes d'intensification de la puissance. Comme les

aimants et l'acier du rotor sont faits de matériaux conducteurs massifs, ils sont susceptibles de dissiper de la puissance sous l'effet des courants de Foucault créés par les ondulations harmoniques dans le flux.

Cette section traite donc spécifiquement des problèmes d'harmoniques liés à la FMM d'une machine ayant une configuration semblable à celle décrite par la Figure 3.15. Ensuite, des modèles analytiques de pertes au niveau des aimants permanents et de la culasse rotorique sont élaborés.

3.7.2.1 Hypothèses et considérations

Pour le calcul des pertes au rotor, les considérations sont les suivantes :

- a) Les courants dans l'acier, beaucoup plus conducteur que les aimants, sont soumis au phénomène d'effet de peau qui sera considéré par l'évaluation de la profondeur de pénétration dans la culasse rotorique.
- b) Les aimants permanents sont pris pour leur part comme des conducteurs entiers.
- c) L'amplitude crête de chaque harmonique d'ordre « k » de l'ondulation de la densité de flux dans le rotor est utilisée pour évaluer les pertes qui lui sont attribuables.
- d) Le spectre harmonique est considéré identique dans les aimants et dans la culasse rotorique.
- e) Bien que les variations de l'induction dans le rotor soient aussi dues à l'encoche du stator (réductance légèrement variable) et aux harmoniques dans le courant introduit par les dispositifs d'électronique de puissance, ces deux sources demeurent négligeables face aux harmoniques d'espace liés aux bobinages concentriques. Dans d'autres cas, s'il y a absence de têtes d'encoches, la variabilité de la réductance pourrait avoir plus d'effet.

Il est donc question de fréquence fondamentale et d'harmoniques d'ordre « k » puisque le bobinage concentrique est l'une des causes de distorsions du flux dans le rotor par les harmoniques d'espaces dans la force magnétomotrice. Le spectre de la FMM triphasée d'intérêt pour le présent travail de recherche est illustré à la Figure 3.19. En effet,

cette illustration présente l'image de la FMM de la machine à bobinage concentrique à double couche, soit la topologie choisie pour la conception de la machine à réaliser. L'illustration suppose un courant maximal en phase avec « A », donc les phases « B » et « C » sont toutes deux à 50% de la valeur crête.

La Figure 3.19 présente aussi les trois dents nécessaires pour compléter la discrétisation d'une période de la FMM au stator, il n'y a donc que trois dents par paire de pôles.

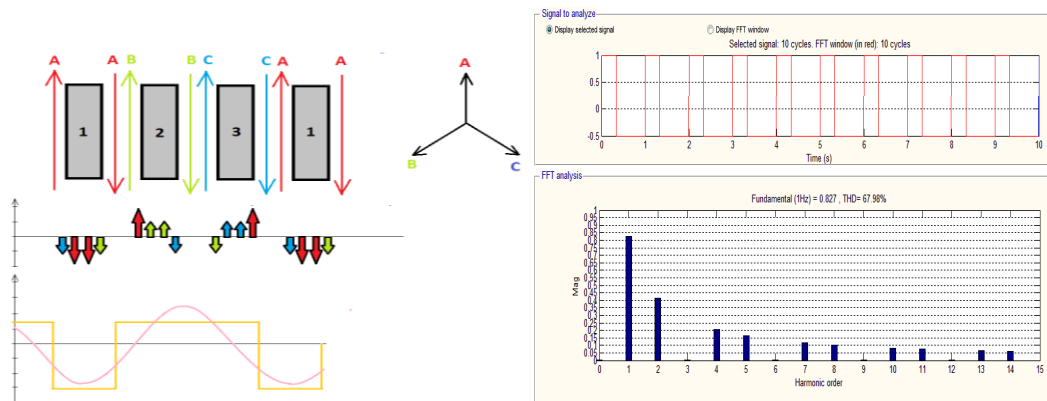


Figure 3.19 : Forme et du contenu harmonique de la FMM triphasée pour la machine

3.7.2.2 Calcul des harmoniques de l'induction au rotor

La figure suivante présente les éléments qui composent le rotor ainsi que les harmoniques de l'induction qui circulent à l'intérieur de ceux-ci. Les harmoniques induites par la FMM n'ont pas le même impact quant à la création des courants de Foucault dans les aimants et dans l'acier. En effet, la haute perméabilité de l'acier nécessite pour sa part le calcul de la profondeur de pénétration des courants harmoniques parasites induits qui impliquent le phénomène d'effet de peau réduisant la section du conducteur électrique équivalent dans l'acier.

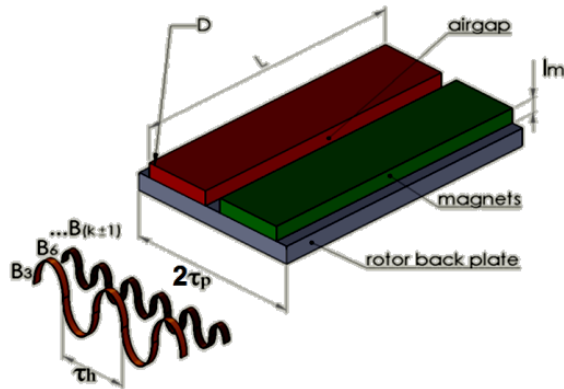


Figure 3.20 : Illustration de l'induction harmonique au rotor

Il est important de noter qu'il n'y a pas d'harmoniques de séquence homopolaire dans le spectre de la MMF. Par contre, les valeurs des rangs d'harmoniques « k » impliquant des amplitudes non nulles correspondent autant à des harmoniques de séquence directe que de séquence inverse. Du point de vue du rotor, il est primordial de connaître la direction de rotation de ces harmoniques pour déduire la fréquence vue par le rotor. La décomposition harmonique du spectre de la densité du flux illustré à la Figure 3.20 se calcule par :

$$\hat{B}_k = \frac{2}{k\pi} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \frac{S_{cu}}{p} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot J \cdot \frac{\mu_0}{l_m + g_e} \quad (\text{en T}) \quad (\text{Éq.3-93})$$

Où :

- \hat{B}_k est la valeur crête de la variation de l'induction harmonique de rang k dans l'aimant;
- S_{cu} est la section de cuivre pour la machine en entier;
- J est la densité de courant efficace dans le cuivre (en A/m^2);
- p est le nombre de paires de pôles;
- l_m est l'épaisseur de l'aimant permanent;
- g_e est l'entrefer considérant le facteur de Carter;
- k est le rang de l'harmonique.

Les répercussions sur les rangs d'harmoniques des courants induits dans le rotor dépendent de la direction de rotation des harmoniques de la MMF (harmonique du champ magnétique de réaction d'induit). Lorsque les harmoniques de la MMF ont une séquence directe, soit lorsque $k=4,7,10,13, \text{ etc}$, la valeur de l'harmonique du flux induit dans le rotor équivaut à $k-1$. Au contraire, lorsqu'il est question de séquence inverse, soit lorsque $k=2,5,8,11, \text{ etc}$, l'harmonique du flux induit dans le rotor prend la valeur de $k+1$.

3.7.2.3 Pertes dans les aimants permanents

Chaque harmonique de l'induction au niveau du rotor a une longueur de pas (période) qui lui est propre, représentée par la variable « t_h », laquelle divise la largeur d'aimants en plusieurs circuits harmoniques parallèles. Ces circuits sont composés d'une résistance électrique estimée à partir du parcours moyen des courants de Foucault et d'une source de tension dont l'amplitude est proportionnelle à la fréquence harmonique et à l'amplitude du flux induit harmonique. Ainsi, les pertes dans les aimants peuvent être exprimées par :

$$P_m = 2 \cdot p \cdot \sum_{k=2,4,5,7,8,\dots}^{\infty} \frac{E_{k_{rms}}^2}{R_k} \cdot (k \pm 1) \quad (\text{Éq.3-94})$$

Avec des harmoniques de séquence directe lorsque $k=4,7,10,13$, etc $\Rightarrow k-1$

Et des harmoniques de séquence inverse lorsque $k=2,5,8,11$, etc $\Rightarrow k+1$

Les sources de tensions harmoniques sont données par :

$$E_{k_{rms}} = \frac{\hat{B}_k}{\sqrt{2}} \cdot L \cdot \tau_p \cdot \beta \cdot 2\pi f \quad (\text{en V}) \quad (\text{Éq.3-95})$$

Où :

L est la profondeur axiale du circuit magnétique (moteur à flux radial) (en m);
 τ_p est le pas polaire (en m) au niveau du diamètre d'entrefer pour 180° électriques;
 β est le facteur d'occupation de l'aimant sur le pas polaire;
 f est la fréquence électrique.

Les résistances électriques équivalentes dans les différents circuits harmoniques sont pour leur part données par :

$$R_k = 2 \cdot \left(\frac{\rho \cdot l_{av}}{A_k} + \frac{\rho \cdot l_k}{A_{av}} \right) \quad (\text{Éq.3-96})$$

Où ρ est la résistivité électrique des aimants (en $\Omega \cdot m$).

La section du profil de l'aimant permettant au courant harmonique induit de rang « k » de circuler axialement le long du circuit magnétique de longueur « L » est donné par :

$$A_k = \frac{\tau_h}{2} \cdot l_m \cdot \beta \quad (\text{Éq.3-97})$$

Cependant, la section du profil considérée pour la conduction transversale du courant harmonique induit de rang « k » est calculée par :

$$A_{av} = \frac{l_m \cdot L}{2} \quad (\text{Éq.3-98})$$

Au niveau des longueurs, la longueur moyenne du parcours axial de circulation du courant induit est déterminée par :

$$l_{av} = \frac{L}{2} \quad (\text{Éq.3-99})$$

La largeur moyenne du parcours transversal de circulation du courant d'harmonique de rang k est évaluée par :

$$l_k = \frac{\tau_{hk}}{2} \quad (\text{Éq.3-100})$$

La période ou le pas de l'induction harmonique répercutée au rotor en fonction de la séquence directe ou inverse de rang « k » peut être donné par :

$$\tau_{hk} = \frac{2 \cdot \tau_p}{(k \pm 1)} \quad (\text{Éq.3-101})$$

Une validation par éléments finis est nécessaire pour vérifier l'exactitude du modèle de pertes établi. Les graphiques de la Figure 3.21 présentent les résultats des pertes obtenues dans les aimants pour différents courants induits (à différents couples) à vitesse nominale (790 RPM), puis pour différentes vitesses de rotation du rotor au courant nominal (donnant environ 130 Nm). Nécessairement, les effets de la saturation du stator à plus fort courant auront un impact direct sur l'exactitude de ce modèle, mais il semble très viable autour du point d'opération à couple nominal.

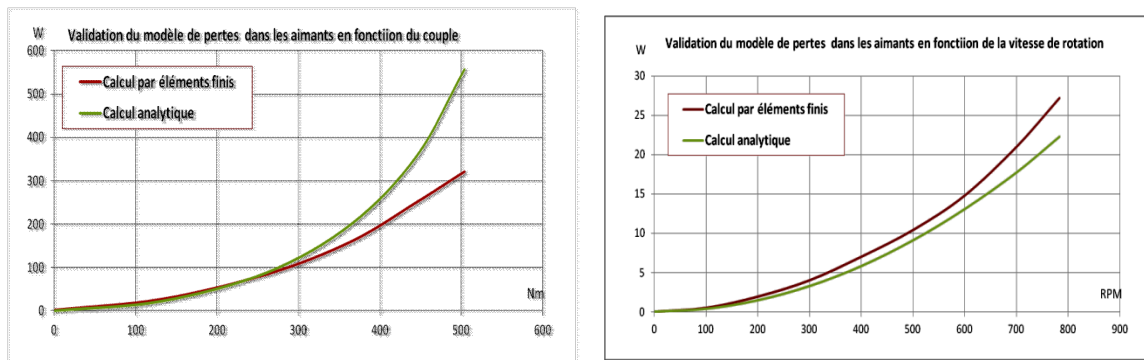


Figure 3.21: Validation de la précision du modèle de pertes dans les aimants en fonction (a) du couple et (b) de la vitesse de rotation

3.7.2.4 Pertes dans la culasse rotorique

Le calcul des pertes au niveau de la culasse du rotor passe par l'évaluation de la profondeur de pénétration des courants harmoniques dans l'acier. En effet, plus la

fréquence des harmoniques de l'induction est élevée, plus les courants de Foucault induits demeurent en surface. L'effet de peau dans l'acier dépend ainsi de trois facteurs, soit sa résistivité électrique « ρ_{fe} », sa perméabilité magnétique relative « μ_{rfe} » et la fréquence du champ harmonique induit « ω_{kh} ». La profondeur de pénétration des courants peut donc être donnée par [57] :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{fe}}{\mu_0 \cdot \mu_{rfe} \cdot \omega_{kh}}} \quad (\text{en m}) \quad (\text{Éq.3-102})$$

Ainsi, le calcul des pertes dans l'acier peut être effectué en utilisant la formule suivante [57] :

$$P_{ry} \approx L \cdot \pi D \cdot \sum_{k=2,4,5,7,8,\dots}^{\infty} \frac{\left(\frac{B_k}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot (\pi D \cdot (k \pm 1) \cdot \Omega_{\text{mech}})^2 \cdot \delta}{4 \cdot \rho_{fe}} \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.3-103})$$

Avec des harmoniques de séquence directe lorsque $k=4,7,10,13$, etc $\Rightarrow k-1$

Et des harmoniques de séquence inverse lorsque $k=2,5,8,11$, etc $\Rightarrow k+1$

3.7.2.5 Pertes totales dans la machine

Le calcul de l'ensemble des pertes dans la machine, déterminées précédemment, sera utile pour déterminer l'échauffement de la machine et son efficacité. La somme des pertes dans les composants du circuit magnétique est exprimée de la façon suivante :

$$P_{tot} = \underbrace{P_{hyst} + P_{eddy} + P_{exceed} + P_{cu}}_{\text{Pertes au stator}} + \underbrace{P_{ry} + P_m}_{\text{Pertes au rotor}} \quad (\text{en W}) \quad (\text{Éq.3-100})$$

Idéalement, il faut ajouter les pertes mécaniques pour avoir un calcul précis du rendement global du moteur. Comme il est question de moteurs-roues, il est évident que ces pertes sont faibles. Les coefficients de frottement statique et visqueux au niveau de la machine totalisent des pertes au maximum de 60 W à vitesse maximale. Il est important également de considérer une pompe de 75 W pour le fluide de refroidissement pour l'ensemble des roues et les onduleurs dans le bilan énergétique.

3.7.3 Modélisation du circuit thermique

Pour tenir compte du comportement thermique de la machine de traction, deux méthodes peuvent être utilisées dans le processus d'optimisation de cette machine. La

première consiste à fixer une contrainte de rendement élevé tout en limitant la densité de courant dans les conducteurs pour éviter leur échauffement. Cette méthode a été employée dans notre cas pour réduire le temps lié à la modélisation analytique en considérant un système de refroidissement efficace permettant d'atteindre cet objectif de rendement.

Cependant, la deuxième méthode, qui peut être considérée comme la meilleure pratique à utiliser, consiste à évaluer le flux de chaleur pour en déterminer la température de fonctionnement nominal et la durée des périodes de puissances crêtes tolérables. Comme le modèle analytique en régime transitoire et en régime permanent est très laborieux dans l'élaboration du coefficient de dissipation par conduction et par convection, il n'est pas présenté dans le présent ouvrage.

3.8 MODÈLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Cette partie des calculs est primordiale pour vérifier s'il y aura ou non atteinte des objectifs en termes de couple et puissance avec les dimensions disponibles. Sinon, il faut redimensionner la machine ou changer le type d'aimants.

3.8.1 Couple électromagnétique

Pour être en mesure d'établir l'efficacité de la machine, il est nécessaire de connaître son potentiel de création de couple. Le couple électromagnétique de la machine dépend à la fois des paramètres géométriques et des densités de flux et de courant appliquées sur cette géométrie. Ainsi, l'expression du couple est donnée par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot \pi D \cdot L \cdot \beta \cdot \widehat{B}_c \cdot k_e \cdot k_w \cdot n_{cond} \cdot I_q \cdot k_{sat\ torque} \quad (\text{Éq.3-105})$$

Où :

D est le diamètre d'entrefer (en m);

L est la longueur active de la machine;

β est le coefficient d'occupation d'un aimant sur le pas polaire;

\widehat{B}_c est la valeur crête de l'induction dans l'entrefer considérant l'encoche.

Le coefficient « $k_{sat\ torque}$ » est déterminé depuis de simulations d'éléments finis.

3.8.2 Puissance maximale de dimensionnement :

La puissance mécanique fournie par la machine est donnée par l'expression suivante:

$$P_{out} = T_{em} \cdot \Omega_{mec} \quad (\text{Éq.3-106})$$

Avec Ω_{mec} la pulsation mécanique équivalente à :

$$\Omega_{mec} = \frac{f_{elect}}{p} \cdot 2\pi \quad (\text{Éq.3-107})$$

3.8.2.1 Puissance d'alimentation

Ainsi, la puissance que doit fournir l'onduleur est définie par la relation suivante:

$$P_{alim} = P_{out} + P_{tot} \quad (\text{Éq.3-108})$$

3.8.2.2 Rendement espéré

Le rendement de la machine de traction est enfin déterminé par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{alim}} \quad (\%) \quad (\text{Éq.3-109})$$

3.9 OPTIMISATION ET FONCTION OBJECTIVE

3.9.1 Principe général et intérêt

L'optimisation de la machine de traction passe par un processus itératif qui nécessite un certain nombre de manipulations et de validations. La Figure 3.22 illustre et permet de situer les grandes étapes du processus de conception et d'optimisation adopté à l'intérieur de la démarche globale de dimensionnement de la machine. Le choix de la topologie de machine, impliquant la mise en équation analytique, se poursuit par la fixation des contraintes d'optimisation et l'élaboration d'une solution.

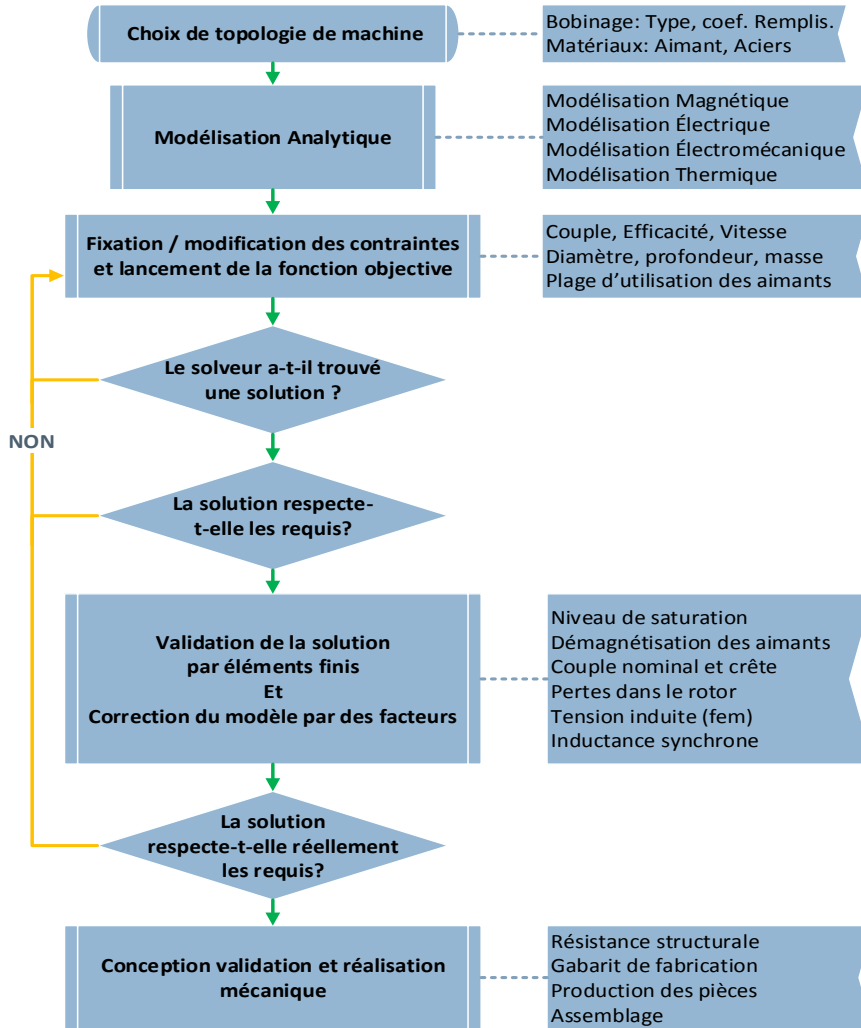


Figure 3.22 : Diagramme général du processus de conception et d'optimisation de la machine synchrone

Ainsi, tel que l'illustre la 6^{ème} étape du diagramme de la Figure 3.22, un mécanisme de convergence par correction successive des facteurs de dimensionnement fait tendre le modèle analytique vers les valeurs données par calculs du champ à chaque solution optimale intermédiaire. Les étapes décrites dans ce diagramme sont exhaustivement élaborées dans les prochaines sections du chapitre 3.

3.9.2 Paramètres de la procédure d'optimisation

3.9.2.1 Variables d'optimisation

Pour arriver à optimiser le processus de dimensionnement de la machine, il est nécessaire de définir des variables manipulables pour chacun des modèles. Ces paramètres d'optimisation ont été définis préalablement dans les sections 3.4.2 à 3.4.4. Les neuf variables d'optimisation principales considérées sont :

J	la densité de courant dans les conducteurs;
n_{cond}	le nombre de spires;
p	le nombre de paires de pôles;
D_{es}	le diamètre à la base des encoches;
H_{bob}	la hauteur des bobines;
L	la longueur axiale de la machine;
β	le coefficient d'occupation des aimants sur le pas polaire;
k_{bec}	le coefficient de fermeture des becs;
p	le nombre de paires de pôles.

Beaucoup de paramètres de l'optimisation entrent dans le calcul d'autres paramètres qui influencent leur propre valeur. C'est ce qu'on appelle des relations circulaires puisqu'il ne peut y avoir de solution. Le seul moyen de les considérer directement dans le modèle analytique est de créer une variable indépendante, pour chaque paramètre responsable d'une relation circulaire, et la contraindre à rejoindre le résultat de son calcul analytique.

Par exemple, l'épaisseur des aimants influence la quantité de cuivre pouvant être insérée dans les encoches, ce qui joue sur la réaction d'induit et donc influence l'épaisseur minimale de ces aimants. Les paramètres de cette nature (relation circulaire) sont définis ici ainsi que les valeurs que la solution optimale doit rejoindre.

l_m	Épaisseur des aimants, qui devra correspondre minimalement à l'épaisseur « $l_{m,min}$ » qui assure sa résilience face aux courants transitoires (cf. Éq.3-18);
ett_{eval}	L'estimation de l'épaisseur des bouts de bec, qui doit correspondre au calcul analytique de « ett » comme contrainte (cf. Éq.3-32);
$B_{bc,max}$	le niveau d'induction maximal dans les becs (fonction de l'angle de pénétration du flux doit correspondre à « $B_{max_{chanfrein}}$ » (cf. Éq.3-37);

$C_{corrStator_{sat}}$	Facteur de correction des pièces du stator pour considérer la réaction d'induit en considérant les flux de fuite (cf. Éq.3-62);
$C_{corrRotor_{sat}}$	Facteur de correction des pièces du stator pour considérer la réaction d'induit en considérant les flux de fuite (cf. Éq.3-63);

3.9.2.2 Définition de la fonction objective

L'optimisation de la machine est appliquée dans l'objectif d'améliorer son rendement tout en minimisant sa masse et en maximisant son couple. Ainsi, la fonction objective à maximiser considérée dans la démarche d'optimisation est définie par :

$$Valeur_{optimisation} = \frac{\eta \cdot T_{em}}{Masse} \quad (\text{Éq.3-110})$$

3.9.2.3 Contraintes sur les paramètres

Les contraintes appliquées sur les paramètres d'optimisation sont nécessaires pour limiter les solutions envisageables pour le modèle. L'encombrement maximal pour l'application définit les contraintes dimensionnelles (diamètres intérieur et extérieur, profondeur hors tout et masse totale) alors que la limitation des matériaux contraint les points d'opérations thermiques et magnétiques de la machine (induction dans les aimants, saturation des matériaux, températures limites de fonctionnement).

Dans le cas où le modèle thermique était implanté dans le modèle analytique global, l'échauffement du cuivre dans les demandes crête en couple est un paramètre primordial qui pourrait être vérifié grâce au modèle d'échauffement transitoire. Le rendement calculé depuis le modèle de pertes peut être contraint par rapport aux objectifs du cahier des charges (voir Tableau 2.18) pour simplifier la considération thermique.

Tableau 3.1 : Contraintes d'optimisation

VARIABLE	DESCRIPTION ET UNITÉS	LIMITES INF.	LIMITE SUP. / RÉSULTAT
Limitations géométriques			
D_{re}	Diamètre externe du rotor (en mm)	<266.7	
D_{si}	Diamètre interne du stator (en mm)	>175	
L	Longueur active (en mm)	<100	
M_{tot}	Masse totale avec le carter (en kg)	>10	<26
R_{hw_teeth}	Rapport hauteur sur largeur maximal des dents	1>	<3
k_{bec}	Facteur de fermeture des encoches (%)	>50	<80
Point d'opération			
$Speed_nom$	Vitesse nominale (en km/h)	>90	120
$Speed_max$	Vitesse maximale (en km/h)	>120	-
T_{nom}	Couple nominal	>132 Nm	-
T_{max}	Couple crête	>500 Nm	-
η_{moteur}	Efficacité nominale	>95.5%	-
Limitation des matériaux			
$B_{min} \& B_{max}$	Plage d'induction des aimants (en T)	0.2	1.14
B_{bc_max}	Niveau d'ind. max. dans les chanfreins de bec	>1.3 T	$B_{max_chanfrein}$
B_{t_max}	Niv. de sat. de dents	1.7 T	<1.8T
B_{b_max}	Niv. de sat. dans les becs	>1.6 T	<2 T
B_{sy_max}	Niv. de sat. dans la culasse statorique	<1.35T	1.3T
B_{ry_max}	Niv. de sat. dans la culasse rotorique	<1,5T	1.45T
Caractéristiques électromagnétiques			
l_m	Épaisseur des aimants permanents		> l_{m_min}
ett_{eval}	Épaisseur des bouts de bec estimés		= ett
$C_{corrStator_sat}$	Coef. de correction du flux de réaction d'induit au stator	1	* $C_{corrStator_sat}$
$C_{corrRotor_sat}$	Coef. de correction du flux de réaction d'induit au rotor	1	* $C_{corrRotor_sat}$
β	Fact. d'occupation des aimants sur le pas polaire	>0.6	<0.8
Caractéristiques électriques			
a	Facteur de remplissage (%)	> 60	< 80
p	Nombre de paires de pôles	>5	<20
n_{cond}	Nombre de spires par phase	Divisible par « p »	
J_{nom}	Densité de courant nominal (Arms/mm ²)	>3	<10
FP	Facteur de puissance au point nominal	>90%	-
V_{an}	Tension AC d'alim. au point nominal		<212Vrms

*Ces valeurs sont d'abord estimées puis comparées avec les calculs analytiques tel que discuté dans la section 3.9.2.1

3.10 VALIDATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES ET CORRECTION DU MODÈLE

Tel que le montre le diagramme de conception et d'optimisation de la machine donné dans la Figure 3.22, chacune des solutions intermédiaires obtenues par la maximisation de la fonction objective est validée par un logiciel de simulation par éléments finis. Cette section présente alors la validation des points d'opération critiques et nominaux de la machine. Seule une analyse par éléments finis (calcul du champ assuré par le logiciel Flux2D) peut assurer de fournir les facteurs de correction du modèle analytique pour considérer la saturation localisée en opération nominale et saturée de la machine. Les paramètres à valider sont l'inductance synchrone, la tension induite (FEM), le couple nominal, le couple réactant, la courbe de saturation du couple, les pertes au rotor et le niveau d'induction minimal dans les aimants.

Le maillage de la structure utilisé au niveau de la simulation par le logiciel Flux2D est plus fin au niveau de l'entrefer, des aimants et des bords des dents. Le diamètre inférieur de la culasse rotorique est également maillé plus fin. L'entrefer entre les bords doit enfin être maillé assez serré pour augmenter la précision du champ qui y transite. La figure suivante illustre un maillage typique pour la machine de traction triphasée considérée possédant une topologie à rotor externe, un bobinage concentrique à double couche et possédant un nombre d'encoches par pôle par phase « N_{spp} » de 0.5.

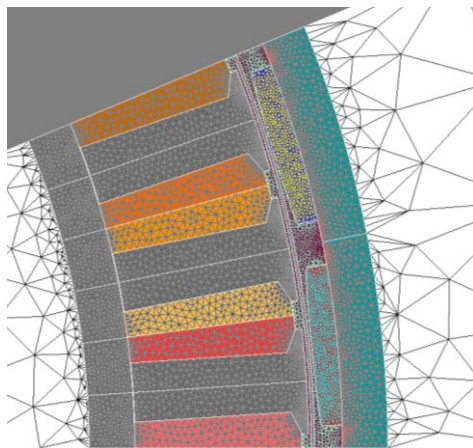


Figure 3.23 : Maillage typique pour la topologie de machine sélectionnée

Les différentes validations par calcul du champ nécessitent certaines hypothèses de modélisation du circuit électrique et magnétique. D'abord, le couple de la machine est toujours déterminé depuis un circuit électrique à trois sources de courant injectées en quadrature avec le flux à vide. Cette situation permet du même coup d'observer la caractéristique de saturation du couple de la machine à grand niveau d'induction. D'une seconde part, la situation permet d'établir l'induction minimale dans les aimants avec un courant maximal au stator. La variation du couple de détente selon les différents points d'opération peut être un élément pertinent à relever à partir des simulations par éléments finis.

Les paramètres électriques tels que l'inductance synchrone et la tension induite à vide sont des grandeurs qui peuvent être déterminées respectivement par une simulation qui ne tient pas compte du flux à vide dans la machine et une simulation qui considère la machine comme une génératrice couplée à une charge de grande impédance.

3.10.1 Validation de la tension induite et de l'induction à vide

La forme et l'amplitude de la tension induite constituent des éléments intéressants qu'on peut obtenir à partir de la simulation par éléments finis. C'est également par cette validation que doivent être profilés les aimants pour réduire les harmoniques dans la force électromotrice (FEM). Le circuit électrique simulé dans le calcul du champ comprend des bobines connectées à une charge triphasée de grande impédance. Les graphiques de la Figure 3.24 présentent la forme et l'amplitude de la FEM, atteignant une valeur crête de 241 V à 782 RPM (vitesse de 90 km/h), soit une fréquence électrique de 208.8 Hz. Le flux crête capté est de 0.183 Wb. Ainsi, en supposant un signal parfaitement sinusoïdal, la valeur efficace du flux capté par phase est de 0.129 Wb.

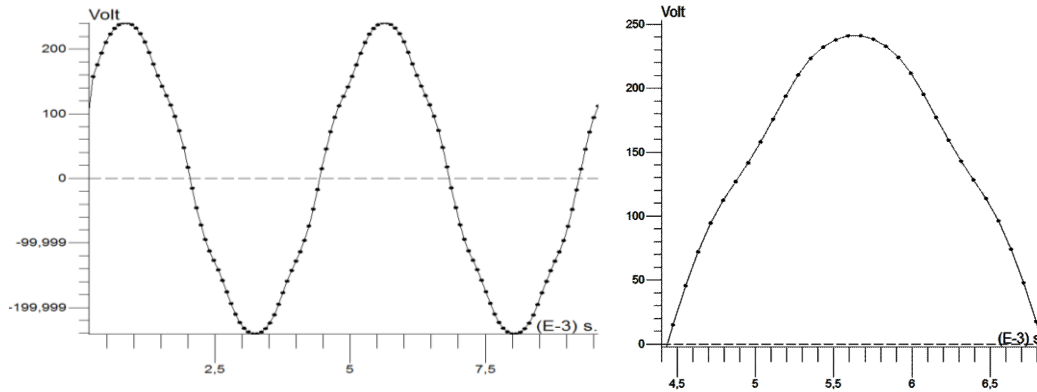


Figure 3.24 :Validation de la forme et l'amplitude de la tension à vide (FEM)

La Figure 3.25 présente la variation de l'induction à vide le long d'un aimant permanent selon la position du rotor. L'effet de l'encochage est perceptible par le déplacement de l'extrémum inférieur de l'induction le long de l'aimant.

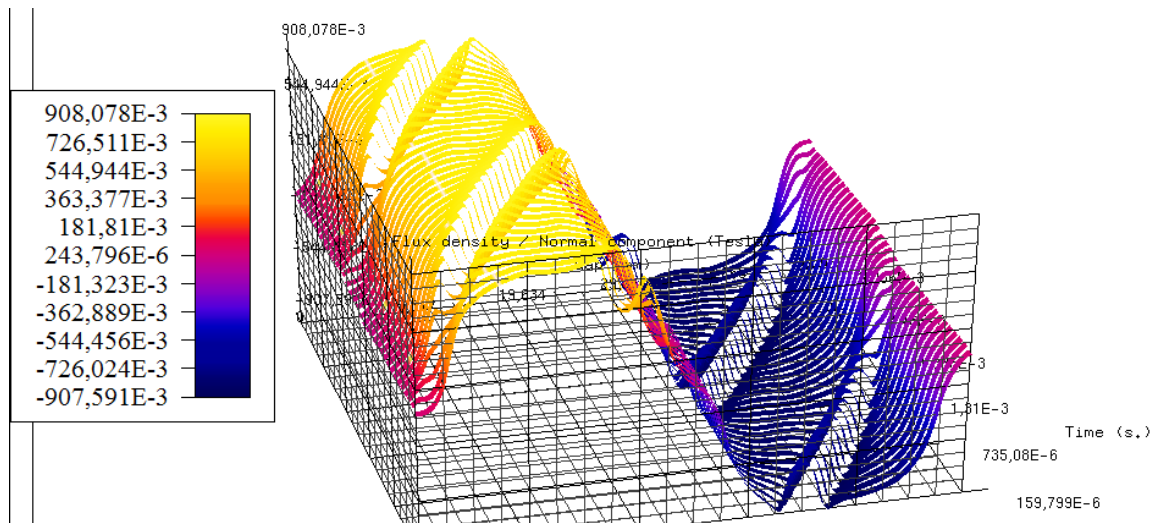


Figure 3.25 :Validation de l'induction à vide

3.10.2 Validation de l'inductance synchrone

L'inductance synchrone est un paramètre pouvant être déterminé en désactivant le flux créé par les aimants pour éviter d'interpréter des variations de tensions dans les bobines liées au flux à vide. L'inductance se détermine donc plus aisément en traçant la tension de phase en supposant la résistance de phase nulle, en déduisant sa valeur par la relation suivante :

$$L_{sync} = \frac{\widehat{V_{an}}}{i \cdot 2\pi f} \quad (\text{Éq.3-111})$$

L'illustration suivante est un relevé de tension dans les bobines pour le point nominal d'opération considérant la réaction d'induit liée à l'inductance synchrone.

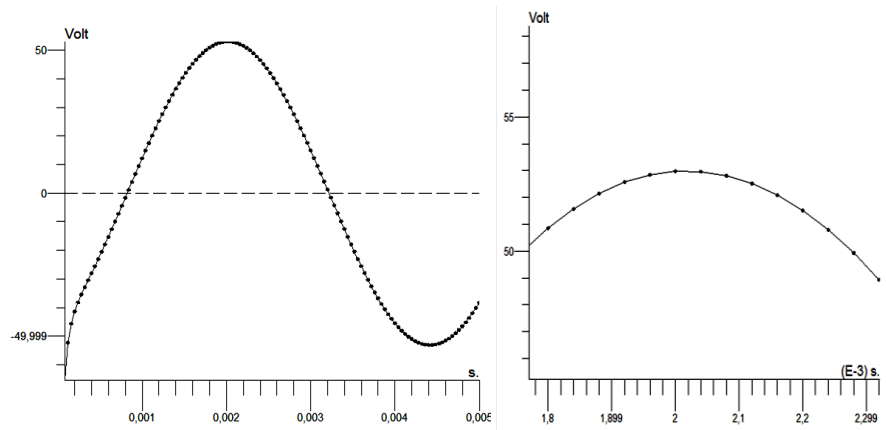


Figure 3.26 : Tension de réaction d'induit pour la validation de l'inductance synchrone

Comme la fréquence fondamentale à 90 km/h est de 208.3 Hz, et le courant crête de 30.5 A pour cette simulation, l'inductance est déterminée par :

$$L_{sync} = \frac{53V}{30.5 \cdot 2\pi \cdot 208.3} = 1.33mH \quad (\text{Éq.3-112})$$

Ce qui est assez près de la valeur calculée de 1.38 mH

3.10.3 Validation du couple nominal

L'atteinte du couple électromagnétique nominal (Éq.3-105) correspond également à l'atteinte des niveaux d'induction des différentes sections de la machine définies dans le modèle analytique. Cette validation par calcul du champ impose donc des facteurs de correction dans les équations de dimensionnement de l'épaisseur des culasses rotorique et statorique, de largeur des dents, ainsi que l'épaisseur des bouts de bec des dents et leur chanfrein.

La Figure 3.27 présente la répartition de l'induction au niveau de la structure de la machine au couple nominal, simulée sur le logiciel Flux2D. Elle démontre aussi le phénomène physique derrière le faible facteur de bobinage lié à la configuration de bobinage concentrique. En effet, une partie du flux à vide peut sauter du pôle nord au pôle

sud en traversant les becs des dents, ce qui augmente leur saturation locale et diminue le couple effectif.

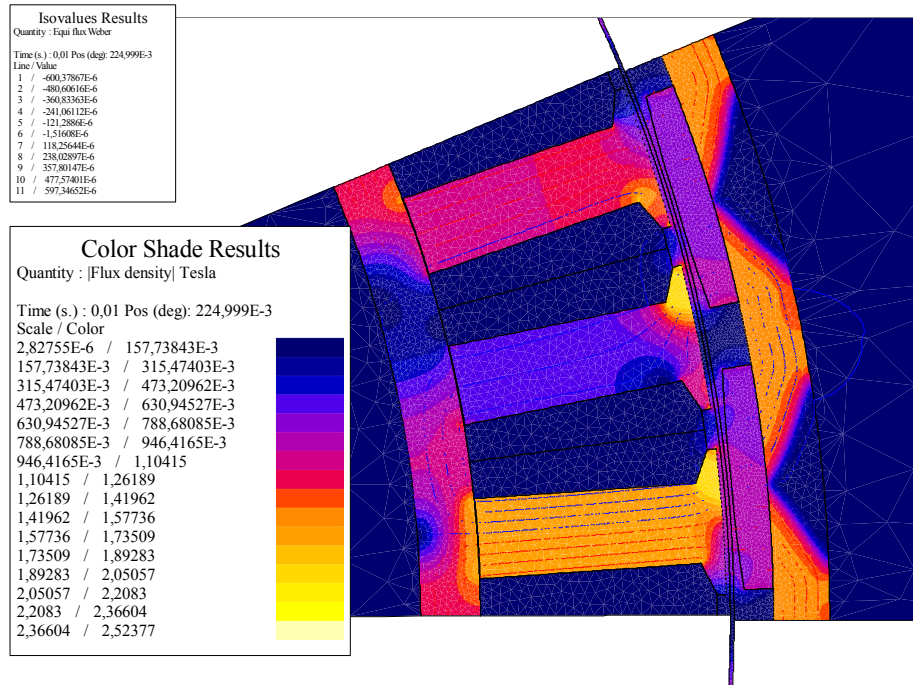


Figure 3.27 : Niveau d'induction à couple nominal

La Figure 3.28 présente le relevé du couple à courant nominal pour une seule paire de pôles. Considérant la machine ayant 16 paires de pôles ($p=16$), le couple total nominal moyen est ainsi estimé à 130 Nm.

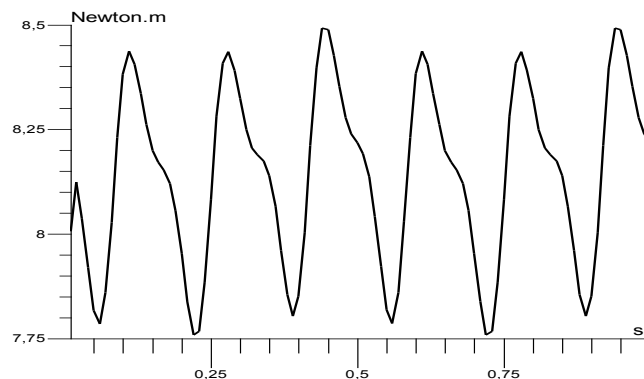


Figure 3.28 : Tracé du couple électromagnétique nominal ($6 A_{RMS}/mm^2$).

La validation du couple nominal permet également d'établir l'amplitude du couple de détente lié à l'encoche du stator (couple réluctant) et aux harmoniques d'espace liées à la discrétisation du champ tournant au stator (de la force magnétomotrice). La fréquence fondamentale du couple de détente est 6 fois supérieure à celle électrique, ainsi l'amortissement inertiel des roues ainsi que la déformation de la semelle des pneus et des coussinets de tables de suspensions suffiront pour éviter une grande part de la propagation des vibrations électromagnétiques vers le châssis, même à basse vitesse.

3.10.4 Validation du couple électromagnétique maximal

L'atteinte du couple électromagnétique maximal est directement liée à la limitation des aimants permanents telle qu'investiguée à la section 3.10.6. Le graphique de la Figure 3.29 illustre le couple maximal développé pour une densité de courant de 33 A/mm^2 (5,5 fois le courant nominal) pour chaque paire de pôles. Comme le nombre de paires de pôles « p » est de 16, le couple crête est équivalent à 520 Nm.

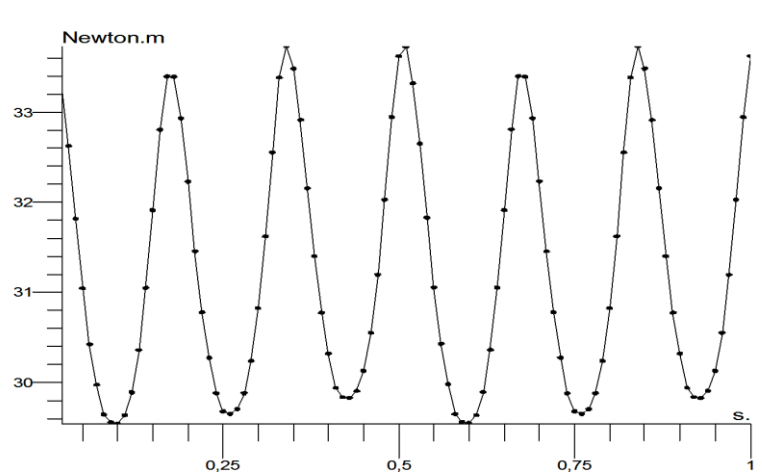


Figure 3.29 : Tracé du couple électromagnétique crête à courant max ($33 \text{ A}_{\text{RMS}}/\text{mm}^2$)

La saturation de l'acier influence à la fois la valeur du flux de réaction d'induit et celle du flux à vide. Il est impossible de départager l'effet de la saturation sur chacun de ces paramètres d'où la courbe de saturation est fonction de l'induction totale dans la machine. Le graphique de la Figure 3.30 illustre (*en vert*) les exigences minimales du cahier des charges en termes de comportement en régime saturé (avec, selon le Tableau 2.18, une chute de 7.5% des performances chaque fois que le couple nominal est doublé), (*en rouge*)

le couple attendu d'après les validations par éléments finis (équivalent approximativement à un comportement à $K_{sat}=5\%$ si ce couple est implanté dans l'équation (Éq.2-5) et (en bleu) le couple décrit par le modèle analytique non saturé.

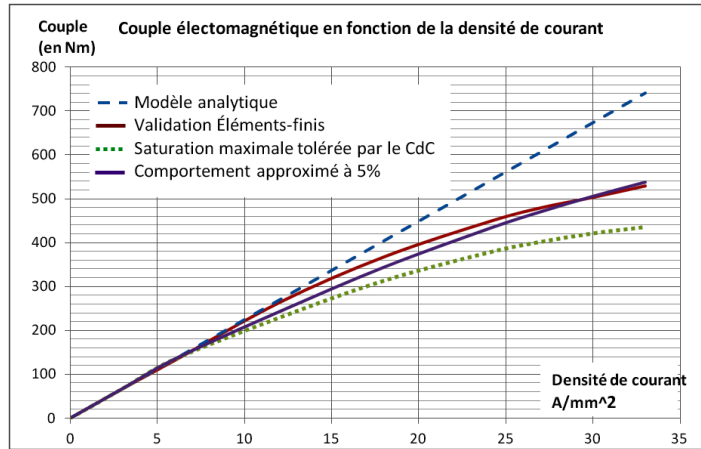


Figure 3.30 : Courbes de saturation du couple en fonction du courant induit

3.10.5 Validation du modèle de pertes

Le modèle de pertes au rotor peut aussi être validé par le calcul du champ par éléments finis en considérant les matériaux du rotor comme des conducteurs massifs. Le modèle a été présenté dans la section 3.7.2.

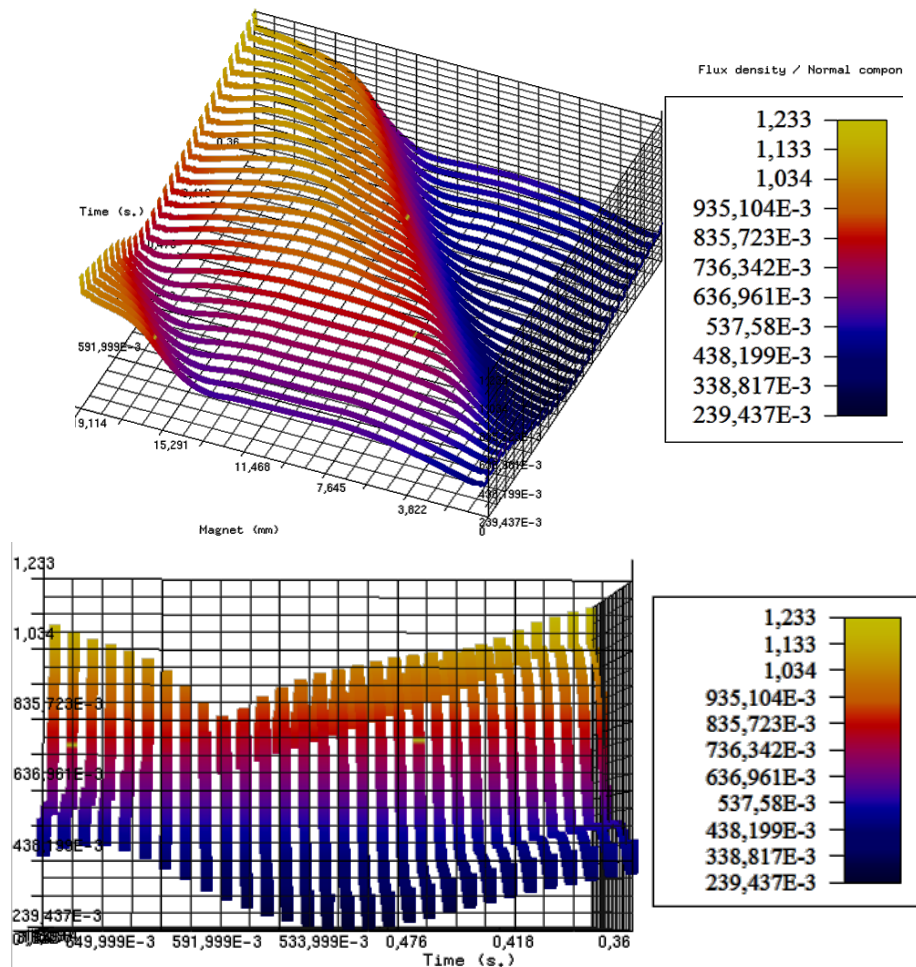
3.10.6 Niveau minimal d'induction dans les aimants permanents

Les simulations en magnétodynamique permettent d'observer le niveau de démagnétisation des aimants pour chaque position du rotor pour différentes valeurs de courant d'induit. Elles permettent également de valider les pertes au rotor puisque les variations du flux γ sont connues. Les harmoniques de la force magnétomotrice ont non seulement pour effet de créer des variations de flux au rotor, mais influencent également le couple. Ces variations sont données par ce type de simulation.

Bien qu'une valeur d'induction de l'ordre « K_{trans} » fois (voir équation (Éq.3-17)) celle du courant nominal est considérée dans le dimensionnement analytique de l'épaisseur des aimants, les risques de démagnétisation sont évalués dans la présente section. Rappelons qu'un profilage important des aimants pourrait impliquer une augmentation supplémentaire de ce facteur de sécurité. La simulation par calcul du champ demeure tout

de même le meilleur moyen de valider la limite critique du courant à injecter, pour une température donnée, pour ne pas démagnétiser les aimants. Il est évidemment nécessaire de se référer à la courbe de démagnétisation du matériau donnée à la Figure 3.5.

Les graphiques de la Figure 3.31 présentent l'induction le long de la section périphérique d'un aimant où l'axe des Z « Time (s) » impose le déplacement du rotor pour déterminer la plus critique (la plus faible) induction dans les aimants durant un cycle électrique complet pour une machine alimentée sous un courant équivalent à 5.5 fois sa valeur nominale (atteinte du couple crête requis par le Tableau 2.18). La Figure 3.5 permet pour sa part de fixer 0.2 T à 120°C comme seuil minimal d'induction à ne pas atteindre.



**Figure 3.31 : Induction minimale dans les aimants avec 5,5 fois le courant nominal
(33 A_{RMS}/mm^2)**

Une ventilation forcée dans la machine brassant l'air de l'entrefer pour le faire aboutir sur un thermocouple est utilisée, ce qui a l'avantage de définir la plage d'opération encore disponible de l'aimant. En effet, les performances crêtes de la machine sont grandement affectées pour une augmentation de 100 à 150 °C de la température des aimants. Ainsi, la plage d'opération de la machine peut être étendue (jusqu'à 36 A_{RMS}/mm^2) si le contrôle est adéquat, que la température est bien instrumentée et que le modèle interne est représentatif de la réaction d'induit réelle et son effet sur l'induction minimale des aimants.

3.11 VALIDATIONS DE NATURE MÉCANIQUE

3.11.1 Validation du coefficient de remplissage des encoches

Le coefficient de remplissage des encoches est sans doute l'aspect mécanique le plus critique de l'optimisation puisqu'il nécessite de faire correspondre une section de fil de cuivre idéalement de dimensions standards avec la forme des encoches de la solution optimale. Le facteur de réussite de l'implantation peut être déterminé en utilisant une modélisation sur un logiciel de CAO. La capacité de produire ce bobinage compact est un autre élément à valider physiquement. La fabrication d'une bobineuse figure comme l'une des particularités de cette partie des validations. Le fonctionnement de la bobineuse est expliqué dans la section 6.5.2.1.

3.11.2 Dimensionnement mécanique et thermique

Le dimensionnement des pièces de support du moteur soumises aux efforts mécaniques discutés précédemment (à la section 2.12) est une étape importante des validations mécaniques à faire par un logiciel d'éléments finis. Le moyeu, les pièces de support du stator et les pièces structurales du rotor (portées de roulements) sont les principaux éléments critiques à dimensionner. Cette partie a été réalisée au niveau du travail effectué, mais elle n'est pas présentée dans le présent ouvrage.

3.12 CONCLUSION ET SOLUTION OPTIMALE

Le Chapitre 3 a permis de dresser l'ensemble des modèles analytiques de dimensionnement électrique, électromagnétique et thermique de la machine de traction. Son processus de conception et d'optimisation ainsi que les éléments de validation ont été présentés. L'issue de ce chapitre est bien entendu de dresser les paramètres de la machine de traction retenue pour la confection. Le tableau suivant illustre les principales contraintes du cahier des charges et les caractéristiques finales de la géométrie, de l'induction et des spécifications électromécaniques de la machine.

Plus de détails sur les dimensions du prototype de la machine sont donnés en ANNEXE 1. Le prochain chapitre a pour but de dresser le modèle de commande et de contrôle à adopter pour piloter l'alimentation de la machine de traction. La capacité du système dont le dimensionnement a été dressé dans la section 2.12.6 sera considérée dans cette commande. Un résumé du processus d'optimisation vue dans ce chapitre est aussi disponible dans une publication parue en mai 2013 [46].

Tableau 3.2 : Résumé des caractéristiques de la machine solutionnée

VARIABLE	DESCRIPTION ET UNITÉS	LIMITES	SOLUTION
Limitations géométriques			
<i>Dre</i>	Diamètre externe du rotor (en mm)	<266.7	266.6
<i>Dsi</i>	Diamètre interne du stator (en mm)	>175	195
<i>L</i>	Longueur active (en mm)	<100	80
<i>Mtot</i>	Masse totale avec le carter (en kg)	<25	25
Point d'opération			
<i>Speed nom</i>	Vitesse nominale (en km/h)	>90	90
<i>Speed max</i>	Vitesse maximale (en km/h)	>120	120
<i>Tnom</i>	Couple nominal moyen	>132 Nm	130 Nm
<i>Tmax</i>	Couple crête moyen	>520 Nm	500 Nm
<i>ηmoteur</i>	Efficacité nominale	>96%	95.5%
Limitation des matériaux			
<i>Bmin & Bmax</i>	Plage d'induction des aimants (en T)	0.2 à 1.14	0.39 à 0.9
<i>Bt_{max}</i>	Niv. de sat. de dents	<1.8T	1.73T
<i>Bb_{max}</i>	Niv. de sat. dans les becs	<1.85 T	1.9T
<i>Bsy_{max}</i>	Niv. de sat. dans la culasse statorique	<1.35T	1.3T
<i>Bry_{max}</i>	Niv. de sat. dans la culasse rotorique	<1,5T	1.45T
Caractéristiques électromagnétiques			
<i>f_v</i>	Flux à vide capté par phase	0.13 weber	
<i>Ls</i>	Inductance synchrone	1.33mH	
<i>K_{hpr}</i>	Fact. de réduction de l'épais des aimants	16%	
<i>Ksat</i>	Comportement saturé attendu (T>130 Nm)	<7.5%	*5%
Caractéristiques électriques			
	Nombre de spires divisibles	Oui	p=16
			N _{cond} =192
<i>a</i>	Facteur de remplissage	> 65%	70%
<i>Acond</i>	Section du conducteur (en mm)	1.34 x 2.68 (12AWG)	
<i>J_{nom}</i>	Densité de courant nominal (Arms/mm ²)	>3	6
<i>J_{max}</i>	Densité de courant crête (Arms/mm ²)	<36	33
<i>FP</i>	Facteur de puissance au point nominal	>90%	96.7%
<i>Van</i>	Tension AC d'alim. au point nominal	<212Vrms	176Vrms

*Le comportement saturé est évalué par l'équation (Éq.2-5)

CHAPITRE 4. COMMANDE DE LA MACHINE

4.1 INTRODUCTION

Le système de contrôle pilotant l'alimentation à découpage (onduleur) d'une machine synchrone à aimants permanents doit intégrer l'ensemble des caractéristiques électriques de celle-ci afin d'optimiser son fonctionnement. En effet, pour contrôler le couple électromagnétique, le contrôleur doit évaluer les flux magnétiques circulant dans la culasse, c'est-à-dire tant la réaction d'induit que le flux à vide. D'une part, un encodeur indiquant la phase du flux rémanent, en quadrature avec la tension induite (FEM), sert de référence de phase pour des capteurs de courants. D'autre part, ces capteurs mesurent l'amplitude et la phase de la fondamentale du courant par rapport à la tension induite par la machine (FEM). Les caractéristiques électriques servent ensuite à tracer les vecteurs des tensions qui sont à l'origine du contrôle d'un onduleur de tension piloté en courant.

Dans ce chapitre, la démonstration mathématique du contrôle vectoriel qui se base sur le calcul des grandeurs électriques représentées dans un référentiel tournant est d'abord présentée [17]. Il est aussi question de définir la commande du moteur de traction adapté à l'application. Pour commencer, une identification des zones de fonctionnement de la machine est effectuée. Les limites de fonctionnement dans ces zones sont ensuite attribuées. Les considérations à l'égard de la limite en puissance de l'alimentation de la batterie de faible capacité, telle que dimensionnée dans le cahier de charge, sont aussi mises en évidence.

4.2 MISE EN CONTEXTE

Le couple électromagnétique développé par un moteur électrique de type synchrone est toujours dû à un gradient (variation) du flux magnétique dans l'entrefer en fonction de la position du rotor. Cette variation peut être liée au passage d'un courant dans les bobines ou simplement à une longueur d'entrefer non constante de la machine. Il s'agit respectivement du couple d'induit et du couple réluctant.

Les conditions nécessaires pour délivrer un couple non nul sont réunies lorsque'il y a un flux à vide créé par les aimants au rotor et que le courant d'induit est injecté avec un déphasage non nul par rapport au flux à vide. Le couple d'induit est directement proportionnel à la force des deux champs créés respectivement par l'inducteur au niveau du rotor et par les bobines du stator. Ces deux champs sont en interaction pour exercer un couple sur l'ensemble des pièces mécaniques en rotation au niveau du rotor. La grandeur du couple électromagnétique dépend des différents paramètres qui interviennent dans l'équation (Éq.3-105) vue précédemment. La Figure 4.1 illustre le couple de la machine synchrone à pôles lisses en fonction du déphasage du courant d'alimentation par rapport à la FEM [17].

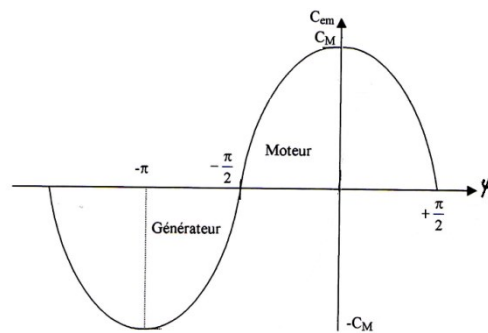


Figure 4.1 :Variation du couple en fonction de l'angle d'injection du courant

Ainsi, dans le cas d'une machine à pôles lisses, l'amplitude crête du couple peut être générée par le contrôle vectoriel du courant de sorte qu'il se retrouve en quadrature avec le flux magnétique induit par les aimants permanents (courant en phase avec la FEM).

4.3 ÉTAT DE L'ART ET STRUCTURE DE COMMANDE PROPOSEE

Le contrôle et l'asservissement des machines électriques sont des sujets largement couverts par la littérature, puisque chaque application et chaque machine recourent à leur propre stratégie. La méthode de contrôle utilisée dans le projet est bien entendu basée sur les stratégies applicables à une machine synchrone à aimants permanents et à pôles lisses [13] [17]. L'asservissement des machines synchrones sans amortisseurs à hautes fréquences se base sur des outils de calculs constitués de matrices de transformation pour travailler dans différents référentiels (transformation de Concordia, de Clarke et de Park). Une

analogie pourrait être faite et qui s'apparenter à l'opérateur matriciel Laplacien pour passer des coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires. La matrice de transformation la plus utilisée dans l'étude des machines triphasées permet de passer plutôt d'un référentiel vectoriel triphasé fixe avec le stator vers un référentiel diphasé tournant avec le rotor de la machine en exprimant les grandeurs électriques selon deux axes quadratiques. Il s'agit en fait de la matrice de transformation de Park.

4.3.1 Représentation vectorielle

La Figure 4.2 illustre comment sont projetées les grandeurs électriques sur les deux axes tournants de référence de la machine (axes de Park « d » et « q ») qui permettent d'exprimer les valeurs continues de ces grandeurs plutôt que sinusoïdales lorsque la machine est en régime constant. Notons ici que l'angle considéré correspondant à la position angulaire du rotor est $\theta = \omega t$ et que l'angle « α_s » représente le déphasage du courant par rapport l'axe « d ».

Pour une machine synchrone, l'axe « d » (axe direct) est en phase avec le pôle Nord du rotor. Comme la force électromagnétique (FEM) s'exprime par la dérivée du flux dans le temps ($e(t) = \delta\Psi/\delta t$), la position médiane entre le pôle Nord et le pôle Sud, soit l'axe « q » (pour quadratique, à 90°), fera toujours poindre la valeur efficace du vecteur de la FEM « E ».

Les vecteurs des grandeurs électriques devant subir un changement de référentiel sont ceux de la tension, du courant et du flux. Les axes du référentiel sont ceux des 3 phases du stator, décalées de 120° l'un par rapport à l'autre. Les grandeurs électriques exprimées dans ce référentiel triphasé (a, b, c) auront des modules instantanés variables en fonction du temps suivant la fréquence et l'amplitude du signal. Ainsi, les valeurs instantanées des vecteurs suivants (tension, courant et flux) changeront en fonction du temps :

$$\begin{aligned} [v_s] &= [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \\ [i_s] &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \\ [\psi] &= [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T \end{aligned} \tag{Éq.4-1}$$

D'où l'intérêt d'appliquer la transformation proposée (transformation de Park) qui permettra d'exprimer les grandeurs électriques avec des vecteurs exprimés dans un référentiel tournant (référentiel de Park) et dont le contenu demeure inchangé à tout moment lorsque la machine est en régime permanent. Ceci permettra de faciliter l'implantation du contrôle de la machine en utilisant des grandeurs continues.

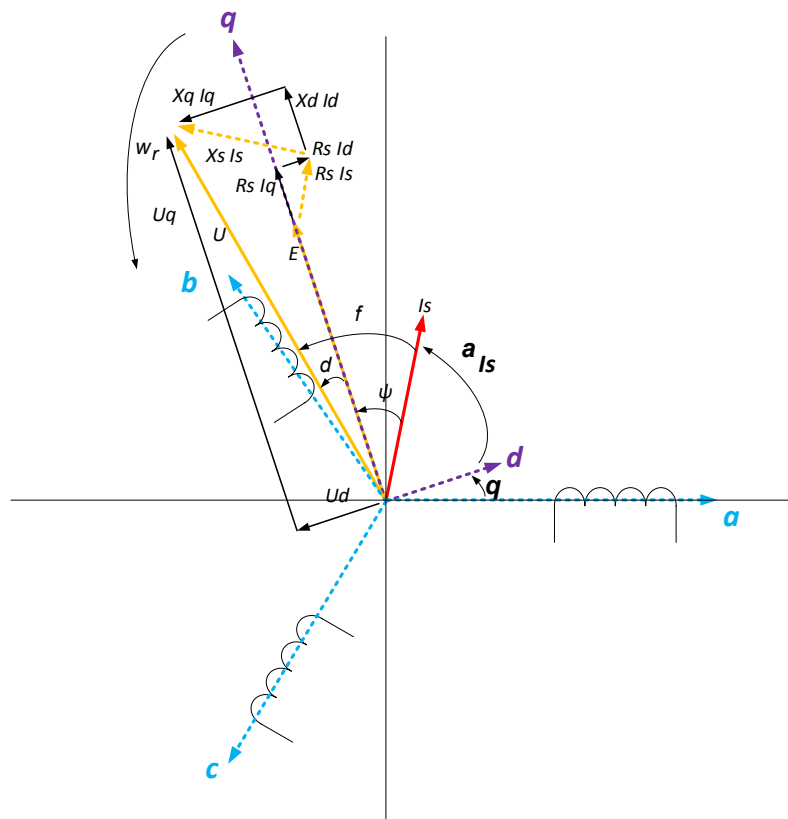


Figure 4.2 : Diagramme de Fresnel

4.3.2 La transformée de Park

La transformée de Park est une transformation qui permet de passer d'un système triphasé fixe (référentiel « a, b, c ») en un système diphasé tournant (référentiel de Park « d, q »). En effet, pour effectuer cette transformation, c'est-à-dire de faire tourner des vecteurs diphasés dans le référentiel du rotor, il faut d'abord exprimer les grandeurs électriques des trois phases du stator selon des vecteurs diphasés fixes (dans un référentiel diphasé fixe), puis appliquer la matrice de rotation.

La transformée de Park est dite directe pour une transformation triphasée vers un référentiel diphasé tournant. Cette transformation est utilisée pour convertir les lectures des courants en des grandeurs diphasées pouvant servir aux régulateurs (correcteurs) assurant l'asservissement.

Elle est dite inverse si le référentiel est appliqué sur des grandeurs diphasées tournant pour les ramener sur un référentiel triphasé statique. Cette transformation est par exemple utilisée pour convertir les tensions diphasées calculées par les contrôleurs en des signaux de modulation par largeur d'impulsion (MLI) envoyés à la commande rapprochée de l'onduleur triphasé.

L'intérêt de la transformée directe est de visualiser la dynamique du moteur sans être affecté par l'interaction séquentielle des phases. En effet, seule la résultante des trois phases sera perceptible comme projection sur les axes « d » et « q » (directe et quadratique) qui tournent respectivement en phase avec le pôle Nord et la FEM (tension induite). Ainsi, l'avantage est net lorsque la machine tourne à haute vitesse puisque la dynamique des correcteurs demeure indépendante face à la fréquence fondamentale de l'alimentation de la machine (tensions v_a, v_b et v_c). Il existe donc une transformée de Park qui conserve les grandeurs électriques, qui sera beaucoup plus utilisée dans le cadre du projet permettant, par exemple dans le cas de la matrice des tensions, l'opération suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [P] \times [v_s] \quad (\text{Éq.4-2})$$

Où V_0 est la composante homopolaire de la tension, qui est nulle dans une machine équilibrée. La matrice de transformation utilisée permet le passage du triphasé vers les axes « d, q ». Ce changement de référentiel est appelé la transformée directe de Park. Si les grandeurs électriques sont initialement des valeurs efficaces, elles le demeureront dans le domaine de Park.

$$[P] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{Éq.4-3})$$

Où « θ » est l'angle entre la phase « a » et l'axe « d ». Il est donc nécessaire de projeter chaque grandeur électrique sur les trois phases du stator avant de pouvoir effectuer la transformée directe de Park.

À l'inverse, la transformée inverse de Park permet le passage de grandeurs électriques référencées selon les axes « d, q » vers une représentation triphasée. L'exemple des tensions s'écrirait :

$$[v_s] = [P]^{-1} \times \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{Éq.4-4})$$

Cette matrice de transformation inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Éq.4-5})$$

Ainsi les transformées directe et inverse ne représentent pas la combinaison des efforts mutuels des trois phases simultanées, mais plutôt des grandeurs électriques efficaces. Il faut donc se référer à la transformée de Park modifiée pour assurer la conservation des puissances si de telles grandeurs doivent être manipulées.

4.3.3 La transformée de Park modifiée

D'une part, la transformée inverse de Park modifiée serait utile à manipuler des grandeurs de puissance (active, réactive et apparente) dans le référentiel du stator alors qu'on détient ces grandeurs de consommation liées au déplacement du rotor. Il n'est question que d'ajouter un coefficient de $\sqrt{3/2}$ à l'avant de chaque paramètre électrique pour l'utiliser à de telles fins. Par exemple, la puissance efficace active (en négligeant les pertes fers) est estimée par l'équation (Éq.4-15).

D'autre part, une application typique de la transformée inverse de Park modifiée serait de projeter les courants et les tensions équivalentes du système triphasé dans un référentiel diphasé pour calculer le couple et les puissances apparentes, réelles ou réactives connues dans le référentiel du stator. La Figure 4.3 montre le passage des grandeurs électriques considérant les efforts mutuels de celles-ci sur chaque bobinage.

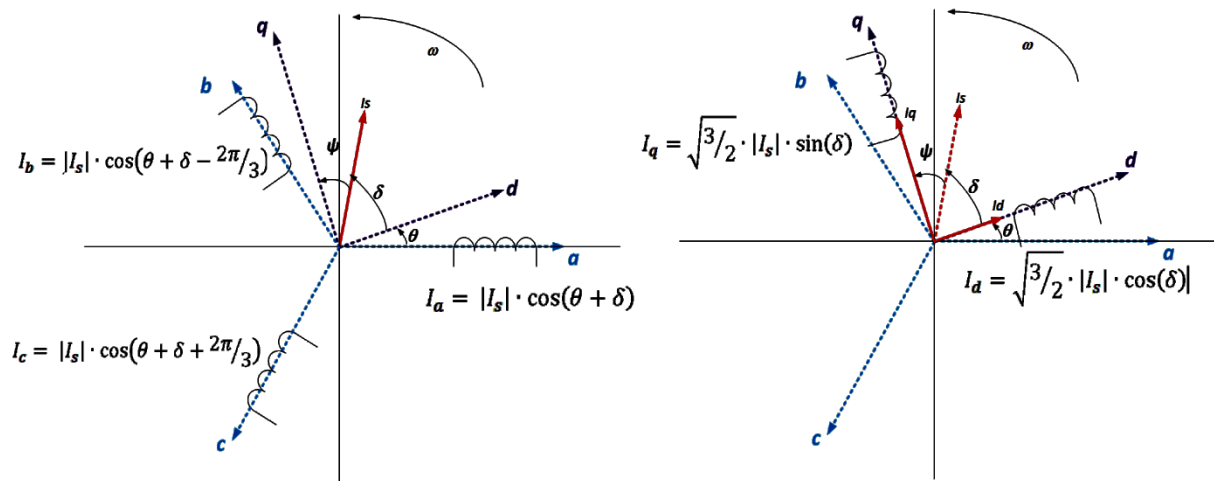


Figure 4.3 : Diagramme Park modifié (représentation des courants triphasés)

4.3.4 Structure de commande de la machine

La structure de commande de la machine définit à la fois l'instrumentation utilisée, la génération de consigne et la méthode d'asservissement considérée. La Figure 4.4 montre la structure de commande de la machine proposée utilisant un capteur de position angulaire du rotor et des capteurs de courant. Cette structure est inspirée d'une structure typique avec alimentation en tension et régulation des courants et à découplage des axes [17]. Dans ce cas-ci, le concept de découplage des axes a été poussé jusqu'à utiliser un modèle électrique interne qui fait le calcul et l'attribution des tensions respectives sur les axes « d » et « q » à partir des courants corrigés provenant des correcteurs.

La simplicité des correcteurs employés et la robustesse de la structure de commande proposée reposent sur le travail d'adaptation passage de la tension vers le courant et vice-versa par le « *Modèle interne* » et le « *Contrôleur de saturation en tension* » dont les équations sont basées sur les « *Paramètres électriques de la machine* ». (cf. Figure 4.4) Le système peut ainsi tolérer une grande divergence entre ces modèles et la machine réelle en conservant pratiquement les mêmes performances et la même robustesse que lorsque les « *Paramètres électriques de la machine* » sont bien définis. Dans ce cas, c'est-à-dire lorsque le modèle concorde avec la réalité, la structure découplée permet même un asservissement en boucle ouverte (*BO*) en sautant l'étape de contrôle des courants.

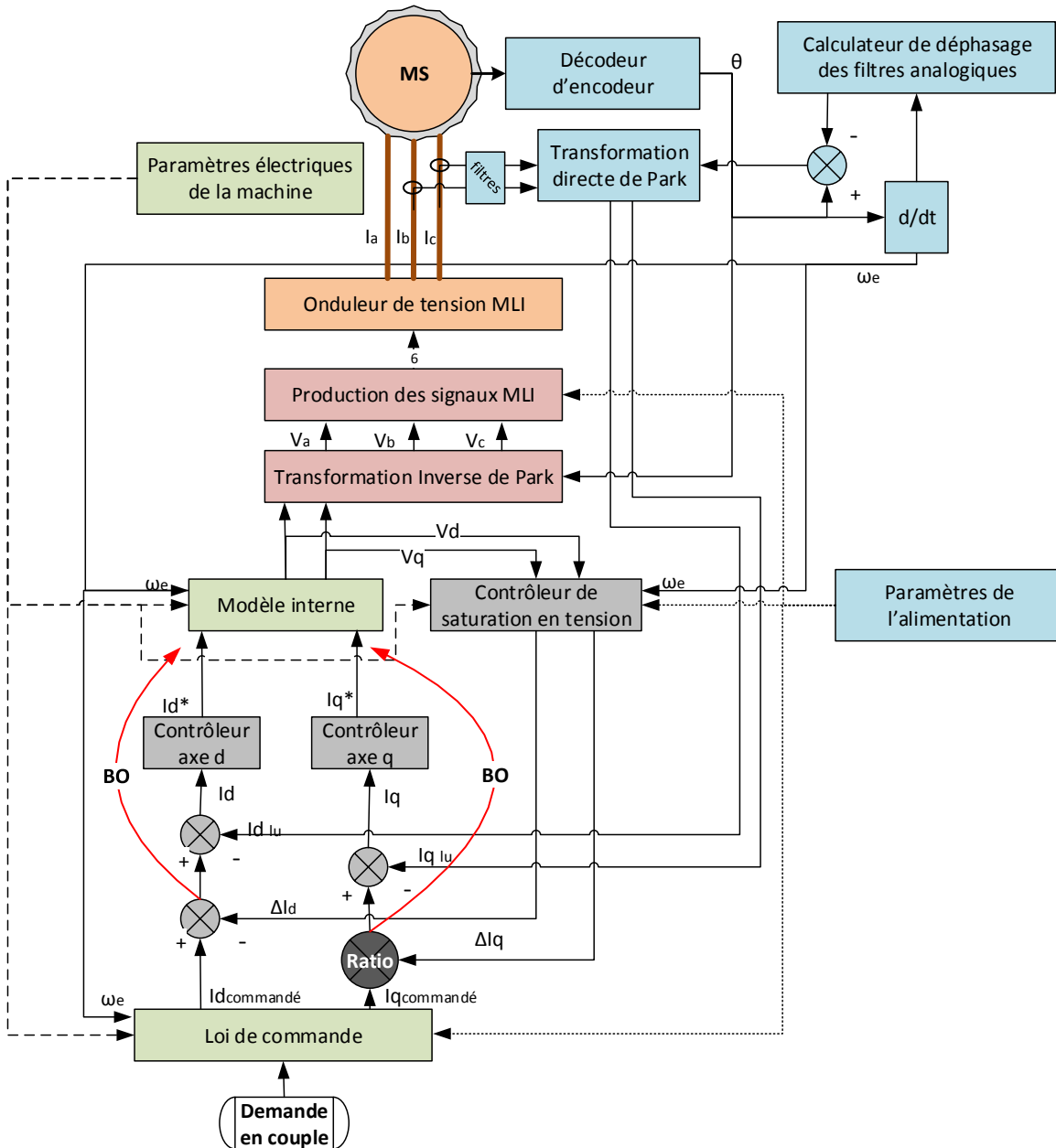


Figure 4.4 : Diagramme de la stratégie de contrôle développée pour la machine synchrone [17, 20]

La loi de commande considérée dans le diagramme de la Figure 4.4 définit les courants de consigne sur chacun des axes du plan de Park par rapport à la demande de l'utilisateur. Pour établir un point d'opération sur la machine, la loi de commande nécessite la valeur de la tension CC et la puissance crête de l'alimentation, une rétroaction sur la

vitesse de la machine ainsi que l'ensemble de ses paramètres électriques pour définir les limites en tension du système versus le courant désiré.

Dans l'éventualité que la machine soit saturée ou mal caractérisée, le contrôleur de saturation en tension, placé en pseudo-cascade tel un correcteur à anticipation, viendra réduire les signaux de commande provenant de la loi de commande puisque celle-ci considère les valeurs idéales de la machine. La commande sur l'axe direct « d » doit avoir une saturation égale ou inférieure au courant nominal de la machine. Cette commande pourrait également saturer à la valeur 0 s'il est choisi de ne pas sous-exciter la machine (défluxage).

$$I_{d_{\text{corrigé}}} = I_{d_{\text{commande}}} - \Delta I_d \quad (\text{Éq.4-6})$$

La commande de correction sur le courant de l'axe en quadrature « q » est quelque peu différente puisque la valeur du « ΔI_q » sera toujours positive alors que le couple pour sa part peut être négatif. Ainsi, la formulation mathématique pour considérer le signe est la suivante :

$$I_{q_{\text{corrigé}}} = I_{q_{\text{commande}}} \left(1 - \left| \frac{\Delta I_q}{I_{q_{\text{commande}}}} \right| \right) \quad (\text{Éq.4-7})$$

Notons que la valeur absolue de cette équation peut aussi être substituée par une saturation qui ne permet qu'une diminution du courant de réaction d'induit.

Les nouvelles valeurs de courants, possiblement réduites par les correcteurs de saturation en tension, sont ensuite comparées aux valeurs réelles sur les phases de la machine ramenées dans le référentiel de Park. Il est à noter que deux capteurs de courant distincts placés sur chacune des deux phases instrumentées de la machine sont nécessaires pour gérer l'étendue de la plage de lecture, sans quoi le bruit dans les capteurs à grande plage de courant est impossible à traiter par rapport à sa résolution trop faible sur une plage de fonctionnement à faible courant. Tel que présenté à la Figure 4.4, la phase des filtres analogiques est déduite comme un retard sur l'angle fourni par le décodeur d'encodeur, puis l'angle résultant est utilisé pour la transformation directe de Park.

Ainsi, les valeurs des courants triphasés instantanés sont lues puis passées dans une matrice de transformation pour être interprétées dans le référentiel diphasé de Park. Il est à noter que ce sont les courants crêtes qui seront dès lors à l'entrée des comparateurs. Dans ce cas, il est conseillé d'appliquer un facteur $\frac{1}{\sqrt{2}}$ pour travailler avec les courants efficaces.

Si les paramètres sont bien définis, un asservissement (avec modèle interne) en boucle ouverte sur le courant est une possibilité pour réduire le coût lié à l'instrumentation et aux ressources attitrées à la conversion analogique numérique à relativement haute fréquence. En effet, lorsque le degré de confiance sur les paramètres de la machine est grand, la couverture de deux plages de courant par deux capteurs distincts sur chacune des phases instrumentées peut être évitée pour la portion à faible courant qui pourra plutôt être traitée en boucle ouverte (BO). Les flèches curvilignes montrées sur la Figure 4.4 présentent la portion du traitement de la commande à sauter pour passer en mode BO. Sinon, la section 4.7.2 traite de l'instrumentation, de l'angle de retard (Éq.4-42) associé et du dimensionnement des contrôleurs de courants.

L'injection dans le modèle interne des courants diphasés corrigés par les deux correcteurs en pseudo-cascade permet le découplage des deux axes et la création des tensions diphasées respectives. Ces tensions passeront ensuite par la transformation inverse de Park pour être appliquées au bobinage triphasé de la machine par l'onduleur de tension MLI. Le modèle interne devrait théoriquement prendre en compte la variation transitoire du courant sur chacun des axes en plus de l'impédance liée à la fréquence en régime permanent. Par contre, pour les simulations, le terme de la réaction transitoire sur le courant a été négligé puisqu'une commande par échelon a pour effet de créer une dérivée infinie.

$$V_d = \frac{dI_d}{dt} \cdot L_d + I_d \cdot R_{cu} - \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad (\text{Éq.4-8})$$

$$V_q = \frac{dI_q}{dt} \cdot L_q + I_q \cdot R_{cu} + E + \omega \cdot L_d \cdot I_d \quad (\text{Éq.4-9})$$

Les tensions diphasées provenant du modèle interne sont non seulement acheminées vers la transformée inverse de Park, mais aussi vers le « *contrôleur de saturation en tension* ». Dans celui-ci, la tension résultante est comparée à celle de l'alimentation (tension

de la batterie) pour définir s'il y a présence d'une erreur à corriger ou non. En considérant l'utilisation de valeurs efficaces dans le modèle interne, la définition du seuil de saturation de la tension est donnée par :

$$V_{s(rms)} = \sqrt{V_{d(rms)}^2 + V_{q(rms)}^2} \geq \frac{V_{bat}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{V}) \quad (\text{Éq.4-10})$$

Une multiplication par un facteur $\sqrt{2}$, nécessaire pour obtenir les tensions crêtes, permet le passage du référentiel de Park au référentiel triphasé en s'assurant de la conservation des grandeurs électriques instantanées $[v_s] = [v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn}]^T$. Les tensions triphasées résultantes représentent les tensions ligne-neutre instantanées.

La dernière étape de la construction du système de commande avant d'appliquer les tensions d'alimentation à la machine est la phase de définition de la largeur des impulsions à générer pour l'onduleur de tension. Pour obtenir le rapport de modulation instantané à appliquer au niveau de l'onduleur pour chacune des phases, il est nécessaire de référencer ces tensions par rapport à la crête de tension que peut fournir le convertisseur, soit la moitié de la tension de la batterie. La valeur de tension dite unitaire et exprimée en « % », pour la phase « a » par exemple, est calculée par :

$$v_{an\%} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot v_{anRMS}}{V_{bat}} \quad (\text{V}) \quad (\text{Éq.4-11})$$

Pour finir, les tensions unitaires sont toutes comparées avec un signal variant de -1 à 1 avec une forme triangulaire. La fréquence nominale de commutation des transistors est inversement proportionnelle à la période de ce signal triangulaire. La commutation des transistors du haut de l'onduleur s'effectue lorsque la tension unitaire est plus grande que celle de l'onde triangulaire alors que celle des transistors du bas s'effectue lorsque la tension unitaire est plus faible que le signal triangulaire. Un délai de commutation (temps mort) doit être implanté entre les deux commutations pour assurer le blocage des transistors du haut avant la commutation de ceux du bas et vis-versa La Figure 4.5 illustre un exemple de génération de signal MLI pour la commande des interrupteurs de l'onduleur .

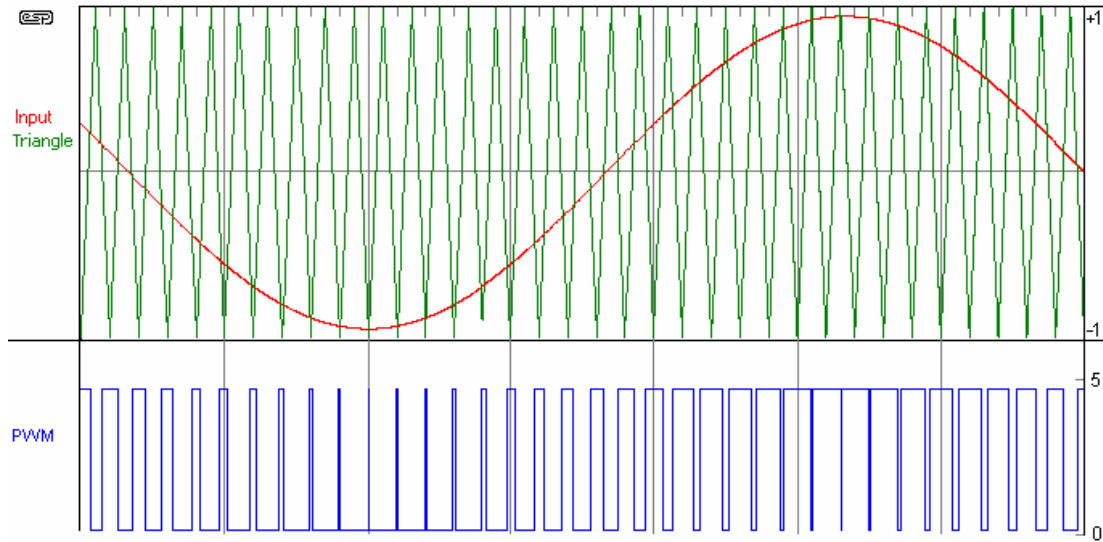


Figure 4.5 : Exemple de commande par MLI (PWM) du transistor d'un bras d'IGBT [58]

Il y a dès lors création de 6 signaux de modulation (de tension) par largeur d'impulsion (MLI) qui seront amplifiés et isolés par une commande rapprochée située sur l'onduleur puis le pilotage des transistors amplifiera les signaux en tension plus élevée pour fournir la puissance à la machine alimentée par l'onduleur.

La Figure 4.6 présente le système multivariable (diphase) réel implanté pour la commande de notre machine de traction. Ce système complet comporte des outils de simplification par l'utilisation du modèle interne qui assure le découplage de la chaîne d'asservissement multivariable et les facteurs de conversion du correcteur de saturation en tension. Les deux boucles d'asservissement peuvent également être analysées et dimensionnées séparément.

La « *Boucle de correction en courant* » utilise une rétroaction sur les courants de phases de la machine par le biais de capteurs et de filtres analogiques. Le modèle de machine considéré est diphase. Ainsi, l'angle de l'encodeur et le déphasage des signaux de courant n'apparaissent pas dans le modèle, mais doivent toujours être pris en charge par la structure d'implantation du système de commande, tel que présenté à la Figure 4.4. Tel que mentionné précédemment, il aussi est possible, pour une plage de fonctionnement à faible

courant, de délaissier la rétroaction et la correction pour passer en mode « boucle ouverte ». Le modèle interne est utilisé pour le découplage. Notons que les constantes « KdQ , KqD , KdV et KqV » sont déterminées dans la section 4.7.

La « *Boucle de correction en tension* » est utilisée en dernier recours pour se substituer à la loi de commande si les paramètres réels de la machine diffèrent de ceux implantés dans le modèle. Ainsi, pour limiter la tension d'alimentation nécessaire sur l'onduleur, provenant de la batterie, il est nécessaire de corriger la commande envoyée aux contrôleurs de courant par les paramètres « $\Delta Id(s)$ » et « $\Delta Iq(s)$ » .

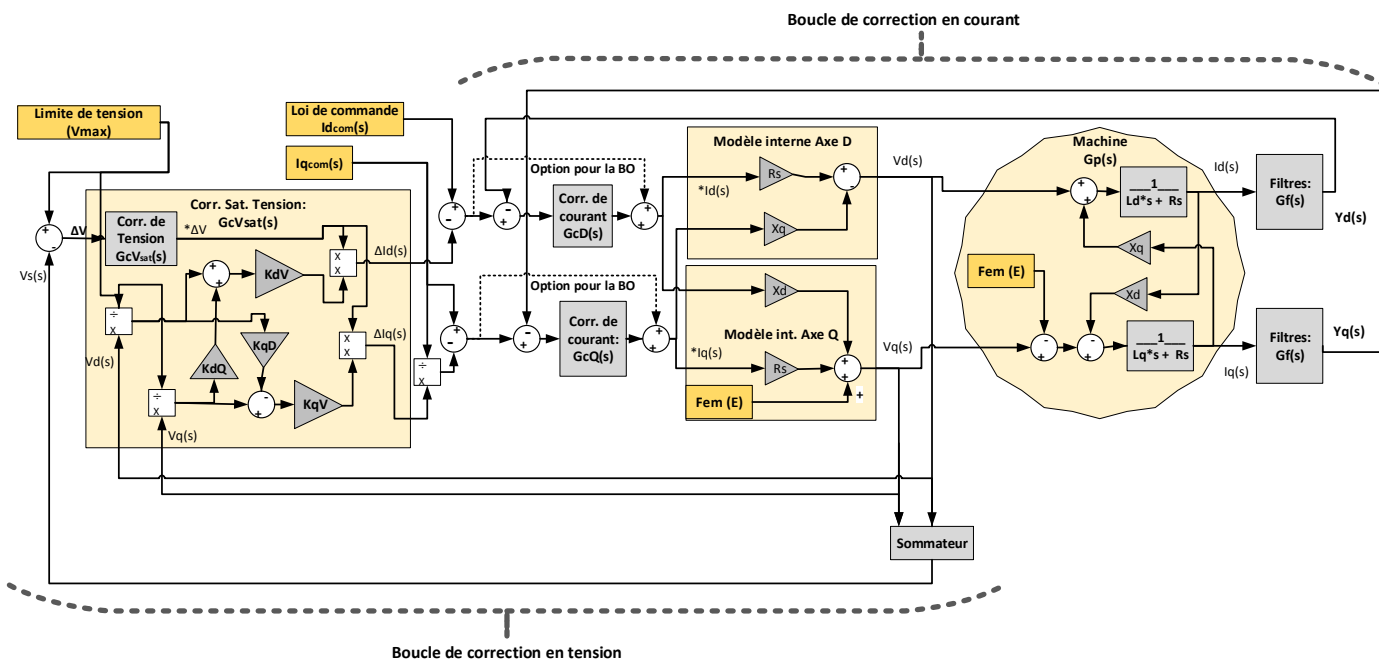


Figure 4.6 : Diagramme multivariable de régulation en pseudo-cascade

Notons que dans le cas de la machine à pôles lisses, les paramètres d'inductances sont équivalents sur les deux axes. Ainsi $Ld = Lq$ et $Xd = Xq$. La résistance « Rs » peut aussi s'écrire « Rcu ».

4.4 HYPOTHÈSES D'IMPLANTATION

Un certain nombre d'hypothèses est considéré pour simplifier l'implantation et la modélisation du système de commande :

- Le modèle interne utilisé pour le découplage des axes ne tient donc pas compte de la caractéristique de saturation magnétique dans la variation des paramètres de la machine;
- La commande prévoit l'instrumentation de la tension sur le bus CC pour l'ajustement des tensions unitaires;
- La température du bobinage est connue et permet de limiter la puissance de la machine en cas de surchauffe et d'évaluer la valeur de la résistance du bobinage;
- Les courants triphasés circulant dans la machine sont connus grâce à deux capteurs à effet Hall. Par contre, la résolution et la précision relative de ces capteurs à faible puissance ne permettent pas l'asservissement de ces courants en boucle fermée. Une boucle ouverte basée sur un modèle continu interne de la machine devra être utilisée dans ces conditions. Cet aspect de l'asservissement implique une excellente caractérisation des paramètres de la machine.

4.5 MÉTHODOLOGIE DE RÉALISATION DU CONTRÔLEUR

Pour la réalisation du contrôleur de la machine, des simulations de contrôle sont préalablement effectuées. Elles ont pour but de connaître le comportement du courant dans la machine et l'état de l'alimentation à courant continu dans les points d'utilisation. Une fois que la loi de commande est corrigée en fonction des résultats obtenus, le modèle de commande vectorielle est implanté dans le contrôleur.

Le contrôleur basé sur une carte FPGA est ensuite implanté pour contrôler le couple de la machine alimentée par un onduleur utilisant des modules IGBT. La réalisation d'un onduleur adapté à l'application n'est pas nécessaire. Une première structure surdimensionnée, mais fonctionnelle est satisfaisante.

4.6 STRATÉGIE DE LOI DE COMMANDE

La loi de commande de la machine est l'élément le plus variable d'un système à l'autre, utilisant des stratégies qui diffèrent selon les limites de l'application ou du système de traction considéré. Les différences majeures entre les stratégies de commande des machines résultent principalement dans leur limitation physique liée à leur contexte d'utilisation dans les systèmes de traction et dans l'interprétation de la consigne fournie par l'utilisateur pour atteindre les différentes plages de fonctionnement de la machine. Ces deux aspects sont traités distinctement dans cette section du chapitre.

4.6.1 Interaction avec les éléments du bus CC

4.6.1.1 Considération de la tension du bus CC dans la loi de commande

Les limitations dimensionnelles de la batterie de puissance d'un système de traction hybride à faible autonomie électrique combinée à une puissance crête importante disponible avec des machines logées directement dans les roues peuvent être problématiques si aucun régulateur de tension du bus CC n'est implanté. Ainsi, les plages d'opération et la gestion de chacun des éléments de puissance doivent minimiser la chute de tension sur le bus CC.

Les caractéristiques limitatives de l'application, à l'égard de la puissance et du choix de tension, ont respectivement été discutées dans les sections 2.8 et 2.10. Elles ont permis de déterminer le dimensionnement de la batterie au niveau de sa masse, de sa capacité et de son efficacité, et d'en évaluer la plage de variation de la tension.

La vitesse maximale du véhicule est limitée par la tension d'alimentation de la machine synchrone et le flux à vide de celle-ci. Ces limitations ont pour leur part été considérées dans le processus d'optimisation de la machine. Il est implicite que la solution optimale atteint les objectifs en termes de contraintes appliquées sur le modèle analytique électrique présenté dans la section 3.6.

4.6.1.2 Considération de la puissance dans la loi de commande

La puissance des moteurs doit être limitée à la capacité du bus CC à la débiter ou à la stocker. Dans le cas où le système est équipé d'un écrêteur, le contrôle en freinage n'a pas

de contrainte mis à part les limitations thermiques de la machine électrique. Du point de vue des accélérations, la loi de commande doit veiller à une saine gestion de la puissance maximale tolérée sur la batterie combinée à celle produite par le générateur, dépendamment du mode de conduite. La définition des puissances maximales de fonctionnement en fonction du mode de conduite est traitée dans la section 5.7.3.

4.6.2 Zones de fonctionnement de la machine de traction

4.6.2.1 Introduction aux plages d'opérations de la machine

La caractéristique prédominante de fonctionnement d'une machine synchrone est sa capacité à produire un couple impulsionnel important au démarrage. Le fonctionnement à couple impulsionnel, correspondant à la « zone 2 » sur la Figure 4.7, ne peut généralement pas être maintenu plus de quelques secondes à cause de l'échauffement important de la machine.

À plus hautes vitesses d'opération (vitesses proches de la vitesse de base du rotor « Ω_b »), malgré l'importance du couple demandé, le courant sera réduit jusqu'à sa valeur nominale sans en changer la phase, ce qui caractérise la « zone 3 » du fonctionnement. Ensuite, une plage de vitesses plus élevées peut être atteinte grâce à l'injection d'un courant de sous-excitation qui effectuera le défluxage de la machine à cause de la limitation de la tension d'alimentation. La « zone 4 » implique donc une chute du couple de la machine qui s'accompagne généralement d'une chute de rendement. La « zone 1 » définit la plage de fonctionnement dite autopilotée à $\psi=0$.

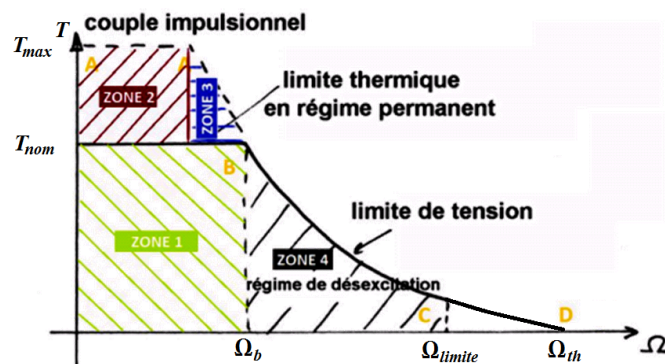


Figure 4.7 : Zones de définition de la loi de commande dans le plan couple-vitesse [4]

4.6.2.2 Zone 1

Le couple exigé par l'opérateur est égal ou inférieur à ce que peut fournir la machine en régime permanent nominal sans atteindre l'échauffement maximal admissible. Dans cette zone, pour une consigne stable, le courant est maintenu constant jusqu'à l'atteinte de la vitesse de base « Ω_b » définie par la limite de la tension d'alimentation. Ainsi, la vitesse correspondante à la limitation de la tension d'alimentation peut être supérieure à « Ω_b » si l'amplitude du courant d'induit est réduite par rapport à sa valeur nominale. Si la machine continue d'accélérer et qu'elle atteint une vitesse supérieure à la vitesse de base, la zone 4 entre en action.

4.6.2.3 Zone 2

Si le couple demandé est supérieur au couple nominal, la commande doit saturer en fonction des limites thermiques de la machine. Ainsi, la valeur maximale du couple est fonction de la température interne de la machine et du dimensionnement des aimants pour résister à leur démagnétisation. La fin du travail dans cette zone est définie par une température excessive ou l'atteinte de la limite de la tension d'alimentation. Cette dernière contrainte correspond au début de la zone 3 faisant la transition entre la zone 2 et la zone 4.

4.6.2.4 Zone 3

La limite de la tension d'alimentation de la machine et la contrainte de $\psi=0$ pour la valeur nominale du courant (machine non sous-excité) délimitent les frontières de cette zone. Par contre, il sera nécessaire de déterminer la vitesse correspondante à l'atteinte de la limite de tension et la vitesse de base de la machine pour envoyer au contrôleur la grandeur de la plage de vitesse sur laquelle s'étend la zone 3. À chaque changement de vitesse de la machine, une nouvelle valeur de courant « I_q » doit être évaluée. Cette particularité est traitée dans la section 4.6.5.2.

4.6.2.5 Zone 4

Le fonctionnement de la zone 4 exploite le mode d'alimentation en sous-excitation de la machine, aussi désigné sous le nom de régime défluxé. La méthode de contrôle de la phase du courant de sous-excitation utilisée est décrite dans la section 4.6.6. Rappelons que

la valeur efficace du courant ne devra pas être supérieure au courant nominal de la machine pour en limiter l'échauffement. La vitesse théorique que peut atteindre la machine « Ω_{th} » est celle pour laquelle aucun couple n'est associé. La vitesse de base « Ω_b » calculée par le courant et la tension de la machine délimite le début de cette zone. (cf. Figure 4.7).

4.6.3 Stratégie de commande par autopilotage à $\psi=0$ (zone 1)

Le terme « autopilotage » dans une machine synchrone désigne l'asservissement de la fréquence des tensions de phases appliquées par son alimentation (par l'onduleur) à la vitesse du rotor en utilisant la position angulaire. Cette position est donnée par l'encodeur utilisé comme observateur de la position du flux magnétique. À l'exception de la zone 4 de fonctionnement, l'ensemble des plages de fonctionnement de la machine vise un autopilotage à $\psi=0$ sur le courant où la référence de phase est donnée par la valeur crête de la tension à vide (FEM), alignée sur l'axe quadratique « q ». C'est-à-dire que le courant est toujours maintenu en phase avec la FEM. Cette stratégie de contrôle permet de maximiser la puissance de la machine (obtention du couple maximal) au détriment d'une légère dégradation du facteur de puissance de l'alimentation. D'un autre côté, une machine à bobinage concentrique dont la conception favorise le flux à vide au détriment de la réaction d'induit aura toujours un bon facteur de puissance, ce qui est d'ailleurs idéal pour minimiser la puissance apparente de dimensionnement de l'onduleur. En effet, en négligeant la résistance, le facteur de puissance sur l'onduleur peut être estimé par [17] :

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(L_s \cdot \frac{I_s}{\frac{\Psi_m}{\sqrt{2}}} \right)^2}} \quad (\text{Éq.4-12})$$

La Figure 4.8 présente le diagramme vectoriel de la machine correspondant à cette stratégie de commande qui vise à contrôler le couple dans le moteur par l'entremise d'une consigne sur le courant « I_q ».

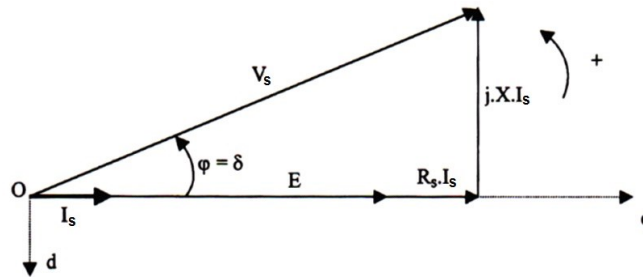


Figure 4.8 : Diagramme vectoriel en autopilotage ($\psi=0$)

4.6.4 Stratégie de commande en zone transitoire (zone 2)

La zone 2 de fonctionnement possède deux limitations en couple alors que sa limitation en vitesse est établie par le début de la zone 3. Ces limites de couple sont respectivement liées à l'échauffement des aimants et du cuivre. La gestion thermique du système de traction est aussi traitée dans la section 5.6.2.

4.6.4.1 Seuil de démagnétisation des aimants

La force coercitive des aimants établit le courant maximal pouvant être injecté sur l'axe quadratique de la machine sans risque de démagnétisation permanente. Ce courant maximal est prescrit par le dimensionnement des aimants de la machine, traité dans les sections 3.5.2 et 3.10.6.

La tolérance de ces aimants au courant de phase est intimement liée à la température des aimants. C'est pourquoi un thermocouple a été placé au niveau de l'entrefer. L'échauffement des aimants permanents sera principalement lié aux pertes internes et à leur faible capacité thermique. Idéalement, le modèle de pertes dans les aimants et leur modèle thermique transitoire pourrait être implanté dans le contrôleur pour être en mesure d'estimer leur température interne. En absence de ces informations, la limitation du couple impulsif peut être faite selon une règle prédéterminée en fonction de l'échauffement de l'entrefer dont la température est instrumentée.

La Figure 4.9 illustre un exemple de cette règle de déclassement des capacités de la machine de traction à produire son couple maximal en fonction de la température mesurée au niveau de l'entrefer. Le paramètre « ΔT_g » désigne la différence de températures

estimées entre la température de l'entrefer et celle à l'intérieur des aimants permanents. Une surestimation de cette marge est essentielle pour conserver un facteur de sécurité entre le point de démagnétisation et le point de fonctionnement. Ici, une marge de 20°C est considérée suffisante puisque la circulation de l'air dans l'entrefer est forcée par de petits ventilateurs.

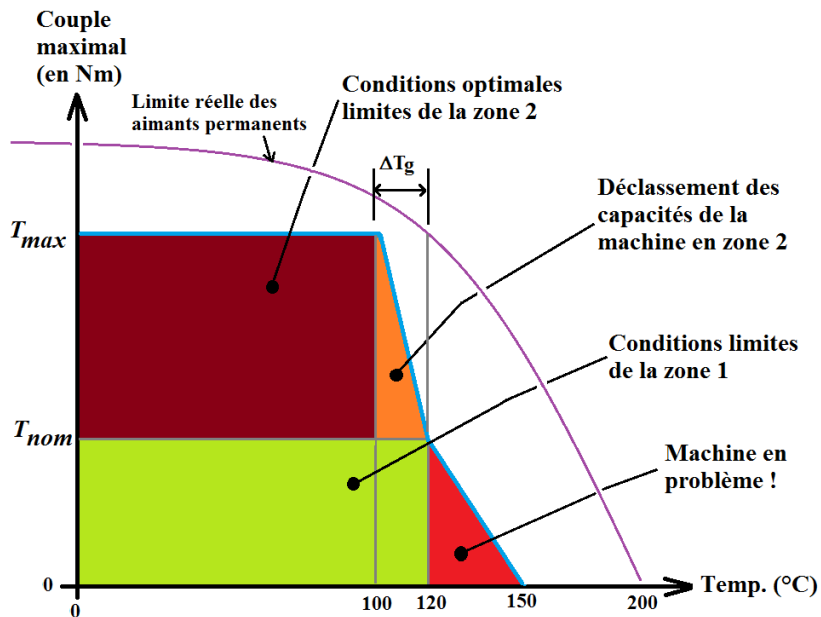


Figure 4.9 : Déclassement du couple maximal de la machine selon l'échauffement de son entrefer

4.6.4.2 Limitation thermique du bobinage

Le régime transitoire est aussi limité par l'échauffement des enroulements de cuivre. En effet, les grandes pertes par conduction associées aux forts courants pour atteindre le couple impulsif ainsi que la faible capacité thermique des enroulements sont responsables d'un échauffement important même à rotor bloqué.

Comme un thermocouple est directement en contact avec les têtes de bobines, la marge entre la température limite du vernis sur le cuivre et celle instrumentée peut être beaucoup plus mince. La figure suivante présente une règle de déclassement du couple de la machine en fonction de la température lue à la surface des enroulements.

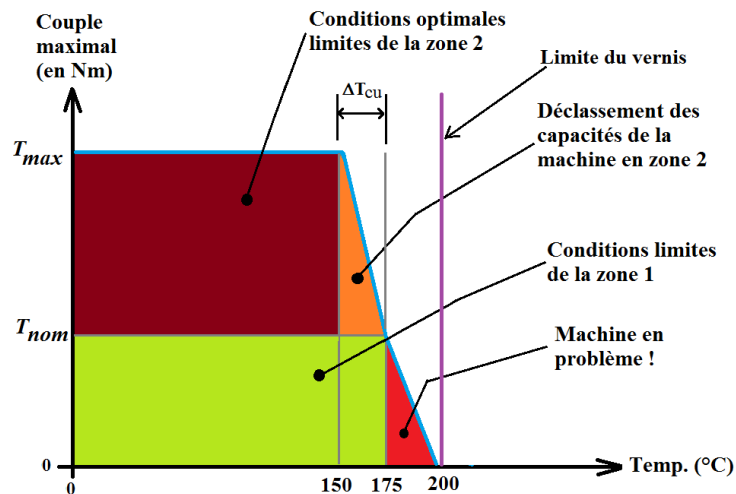


Figure 4.10 : Déclassement du couple maximal de la machine selon l'échauffement de ses enroulements

4.6.5 Stratégie de commande en zone transitoire (zone 3)

4.6.5.1 Introduction à la stratégie de commande

La zone 3 de fonctionnement de la machine de traction peut être identifiée comme la zone transitoire entre le fonctionnement à couple impulsif maximal et la zone de fonctionnement en mode sous-excité. Le courant allouable dans la machine est limité soit par l'amplitude de la tension d'alimentation ou la consommation de puissance.

Il existe au moins deux techniques simples pour implanter ces limitations sur la commande en courant sur l'axe quadratique « I_q » qui est proportionnel au levier d'accélération. Dans les deux cas, le couple maximal disponible sera toujours imposé par la plus contraignante des deux valeurs de courant issues de ces limitations.

La première méthode est simplement de conserver la commande de courant constante jusqu'à l'atteinte de sa limite dans la zone transitoire. Une saturation est alors imposée sur la commande en courant. Cette stratégie est illustrée par le tracé orangé de la Figure 4.11 et a été choisie pour être implantée dans le contrôleur. L'autre méthode est d'assurer une conservation du pourcentage de la commande du levier d'accélérateur en fonction de la plage de couple disponible, toujours selon la plus faible des deux valeurs. Elle est illustrée par le tracé vert sur la Figure 4.11. Cette figure aborde également la possibilité de ne pas

utiliser le mode de sous-excitation de la machine tel que traité dans la prochaine sous-section. Les tracés plus étroits montrent, selon les deux stratégies, comment le contrôle avec sous-excitation de la machine peut affecter la grandeur de la vitesse de pointe du véhicule ($\Omega_{max\psi=0} < \Omega_{th}$).

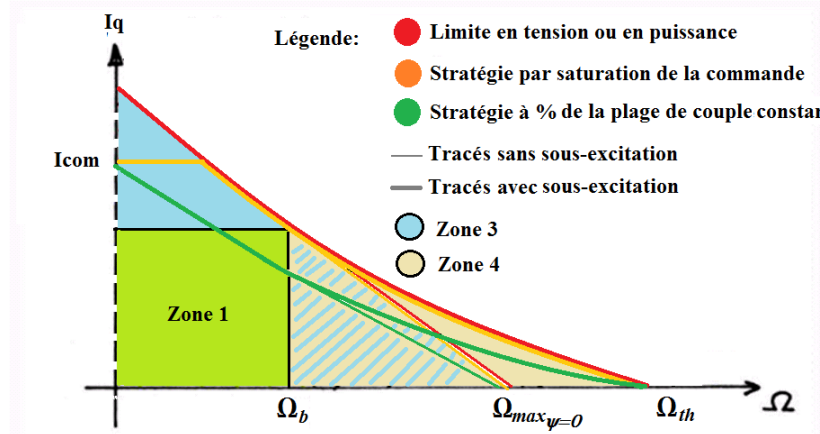


Figure 4.11 : Stratégie de contrôle du courant « I_q » en zone transitoire

4.6.5.2 Limitation en tension

La loi de commande ne prend pas en compte le modèle électrique transitoire pour simplifier la résolution des équations. Le courant maximal allouable dans la machine sans dépassement de la tension d'alimentation de l'onduleur peut être déterminé par une résolution quadratique de l'équation (Éq.4-19) si le courant « I_q » est mis en évidence. Ce courant est donné par l'équation ci-dessous qui utilise les coefficients suivants :

$$a = (R_s^2 + \omega_{op}^2 \cdot L_q^2), \quad b = (2 \cdot \omega_{op} \cdot \varphi_v \cdot R_s), \quad c = (\omega_{op}^2 \cdot \varphi_v^2 - V_s^2) \quad (\text{Éq.4-13})$$

$$I_q = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad \text{avec : } \omega_{op} < \omega_{eb} \quad (\text{Éq.4-14})$$

Lorsque la machine ne se sous-excite pas facilement à cause de la conception minimisant la quantité de cuivre et maximisant le flux rémanent pour l'atteinte d'un couple crête important, il est suggéré de prolonger la zone 3 à couple réduit jusqu'à l'atteinte de l'équilibre entre le couple de charges et le couple de la machine en éliminant ainsi le mode sous-excité (zone 4). Cette technique, bien qu'elle ne soit pas exploitée dans le cadre des présents travaux, permet de conserver un algorithme de contrôle simple puisqu'elle ne

possède qu'elle n'exploite que le mode en autopilotage. Elle est par ailleurs aussi efficace pour limiter la tension d'alimentation après la vitesse de base, toutefois la vitesse maximale sera atteinte plus rapidement.

4.6.5.3 Limitation en puissance

En négligeant les pertes fer dans les culasses, dans les dents et dans les aimants permanents, la limite en puissance de l'alimentation peut facilement définir le courant « I_q » en fonction de la vitesse d'opération. L'utilisation des grandeurs électriques dans le calcul des puissances fait intervenir la consommation des autres phases du bobinage de la machine. Dans ce cas, la puissance maximale fournie par l'alimentation à la machine est donnée par :

$$P_{max} \approx \frac{3}{2} \cdot (E \cdot I_q + R_s \cdot I_q^2) \quad (\text{Éq.4-15})$$

Ainsi, le courant circulant dans la machine est limité par la valeur calculée par l'expression suivante :

$$I_q = \frac{-E \pm \sqrt{E^2 + \frac{8}{3} \cdot (R_s^2 \cdot P_{max})}}{2 \cdot R_s} \quad (\text{Éq.4-16})$$

Notons que la valeur négative du courant est rejetée pour un couple positif. Rappelons enfin que la plus faible valeur du courant, entre celle donnée par l'expression (Éq.4-14) et celle fournie par l'expression (Éq.4-16), prédomine sur la limitation de la commande. La définition de la puissance maximale dépend essentiellement de la température de la batterie et du mode de conduite du véhicule sélectionné, respectivement traités par la Figure 5.5 et la section 5.7.3.

4.6.6 Stratégie de commande en sous-excitation de la machine à $\psi > 0$ (zone 4)

L'injection d'un courant en opposition de phase au flux à vide de la machine a un effet direct à la fois sur la tension nécessaire pour atteindre des vitesses de rotation plus élevées, mais également sur la diminution drastique du couple électromagnétique. En fait, la puissance réelle diminuera pour un même courant puisqu'un courant servira de moins en moins à la création du couple à mesure que la machine accélère puisqu'elle sera de plus en

plus sous-excité. Bien que l'induction dans l'acier soit réduite dans les conditions de sous-excitation, ce qui engendre une diminution des pertes fer, l'efficacité diminue généralement puisque le bobinage doit générer une puissance réactive tel que le ferait une capacité. Le comportement moins inductif dans cette zone améliore toutefois le rendement du convertisseur dû au meilleur facteur de puissance au niveau de l'alimentation.

L'illustration suivante présente un diagramme vectoriel typique d'une machine synchrone alimentée par un courant de sous-excitation. Il est intéressant de remarquer la diminution des besoins en tension d'alimentation, soit le vecteur « V_s ».

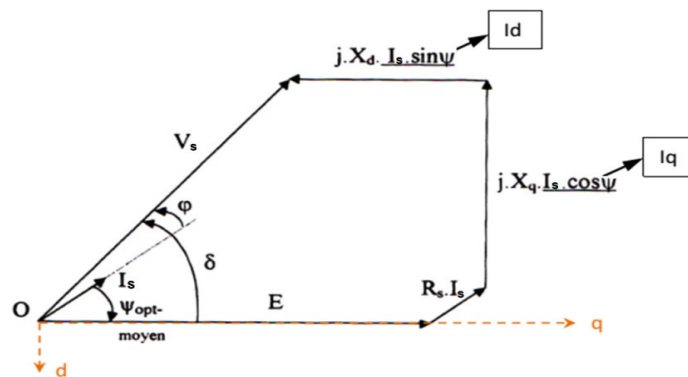


Figure 4.12 : Diagramme vectoriel d'une machine sous-excitée

Il existe différentes méthodes pour contrôler le courant de sous-excitation qui ont toutes leurs intérêts et leurs limites. Il est possible d'ajouter un contrôleur de type PI (proportionnel intégral) sur la commande du courant « I_d » dans la loi de commande qui asservira une tension d'alimentation calculée à partir d'un modèle électrique interne. Cette méthode est efficace, mais nécessite plus de ressources sur le contrôleur et une calibration de sa dynamique de régulation. Elle est donc utilisée pour les simulations, mais n'est pas implantée dans le contrôleur physique.

La stratégie employée pour l'implantation de la loi de commande dans la zone 4 de fonctionnement est une interpolation linéaire de l'angle de défluxage. Cette stratégie ne nécessite donc pas de contrôleur sur le courant de l'axe « d » par contre, un calcul

analytique est nécessaire pour chaque nouvelle valeur de courant commandée par l'opérateur.

L'interpolation étant basée entre deux points, ceux-ci sont déterminés par la vitesse de base et la vitesse théorique pour chaque courant commandé. C'est pour cette raison que les valeurs limites de l'angle « ψ » concorderont avec les valeurs obtenues par l'asservissement de la tension. Les équations analytiques devant être implantées font ainsi intervenir les deux situations décrites par la Figure 4.13. L'illustration de gauche montre le diagramme vectoriel de la première situation correspondante à la vitesse de base « Ω_b » (pour $\psi=0^\circ$) alors que l'illustration de droite montre celui de la deuxième situation correspondante à la vitesse maximale théorique « Ω_{th} » (pour $\psi=90^\circ$). Pour chacune des situations, des calculs analytiques doivent être faits pour faire concorder l'approximation linéaire de l'angle de défluxage « ψ » aux limites de la plage de fonctionnement en régime sous-excité.

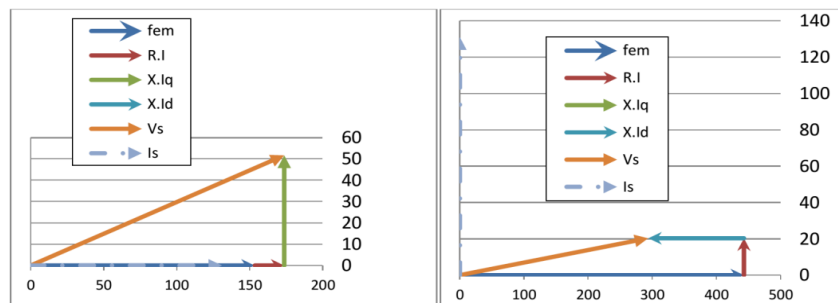


Figure 4.13 : Diagrammes vectoriels pour $\psi=0^\circ$ et $\psi=90^\circ$

L'interpolation de l'angle de défluxage s'effectue donc linéairement entre les deux vitesses délimitées par les deux situations présentées par les graphiques précédents. L'amplitude de la tension d'alimentation est considérée constante entre les deux situations.

L'expression de la tension de la machine lorsque l'angle $\psi=0^\circ$ permet de trouver la pulsation électrique « ω_{e_b} » correspondant à la vitesse de base Ω_b . Cette expression de la tension conduit à une équation quadratique à résoudre et qui s'obtient comme suit :

$$V_s^2 = V_q^2 + V_d^2 = (E + R_s \cdot I_q)^2 + (X_q \cdot I_q)^2 \quad (\text{Éq.4-17})$$

$$V_s^2 = (\omega_{eb} \cdot \varphi_v + R_s \cdot I_q)^2 + (\omega_{eb} \cdot L_q \cdot I_q)^2 \quad (\text{Éq.4-18})$$

$$V_s^2 = \omega_{eb}^2 \cdot \varphi_v^2 + 2 \cdot \omega_{eb} \cdot \varphi_v \cdot R_s \cdot I_q + R_s^2 \cdot I_q^2 + \omega_{eb}^2 \cdot L_q^2 \cdot I_q^2 \quad (\text{Éq.4-19})$$

$$0 = \omega_{eb}^2 \cdot (\varphi_v^2 + L_q^2 \cdot I_q^2) + \omega_{eb} \cdot (2 \cdot \varphi_v \cdot R_s \cdot I_q) + (R_s^2 \cdot I_q^2 - V_s^2) \quad (\text{Éq.4-20})$$

Ainsi, la pulsation électrique de la vitesse de base « ω_{eb} » peut être obtenue après résolution de cette équation quadratique considérant les coefficients suivants :

$$a = (\varphi_v^2 + L_q^2 \cdot I_q^2), \quad b = (2 \cdot \varphi_v \cdot R_s \cdot I_q), \quad c = (R_s^2 \cdot I_q^2 - V_s^2)$$

$$\omega_{eb} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (\text{Éq.4-21})$$

Bien entendu la valeur de « ω_{eb} » négative doit être rejetée considérant la situation en propulsion (en vitesse d'avant). Au contraire, en situation de marche arrière, la solution de vitesse positive est rejetée.

Dans la deuxième situation où $\psi=90^\circ$, la vitesse théorique atteignable par la machine, sans qu'elle puisse produire de couple, est trouvée en utilisant l'équation suivante :

$$V_s^2 = V_q^2 + V_d^2 = (E + X_d \cdot I_d)^2 + (R_s \cdot I_d)^2 \quad (\text{Éq.4-22})$$

Notons que le courant « I_d » apparaîtra négatif en mode de sous-excitation. Ainsi, la pulsation électrique « ω_{eth} » correspondante à la vitesse théorique est déterminée comme suit :

$$V_s^2 = \omega_{eth}^2 \cdot (\varphi_v + L_d \cdot I_d)^2 + R_s^2 \cdot I_d^2 \quad (\text{Éq.4-23})$$

$$\omega_{eth} = \frac{\sqrt{V_s^2 - R_s^2 \cdot I_d^2}}{\varphi_v + L_d \cdot I_d} \quad (\text{Éq.4-24})$$

Cette pulsation électrique théorique « ω_{eth} » est donc donnée pour le courant nominal de la machine puisque l'injection d'un courant de sous-excitation supérieur pourrait certes permettre le prolongement de la plage de fonctionnement de la machine, mais aurait pour conséquence d'engendrer son échauffement excessif. Ainsi, la vitesse théorique atteignable ne possède que la tension d'alimentation comme variable dans le temps si la résistance du bobinage n'est pas réévaluée en fonction de la température d'opération. Ainsi, la valeur de

l'angle d'injection du courant « ψ » en fonction de la pulsation électrique correspondant à la vitesse d'opération « ω_{op} » (pulsation en rad/s) peut être déterminée par l'interpolation linéaire suivante :

$$\psi = \frac{\pi/2}{\omega_{th} - \omega_{eb}} \cdot \omega_{op}, \quad \text{avec } \omega_{th} > \omega_{op} \geq \omega_{eb} \quad (\acute{E}q.4-25)$$

4.6.7 Simulation de la commande en boucle ouverte avec paramètres idéaux

L'objectif de cette section est de valider par simulation le fonctionnement de la loi de commande pour les plages usuelles de la machine sans l'utilisation des correcteurs de courant. Tout d'abord, le modèle interne, basé sur les équations (*Éq.4-8*) et (*Éq.4-9*), est l'élément clé du fonctionnement en boucle ouverte. En effet, il permet un parfait découplage des axes direct et quadratique. La Figure 4.14 présente l'implantation de ce modèle dans le logiciel Matlab Simulink. Les paramètres idéaux entrent d'abord dans le modèle, après quoi des gains sont prévus pour changer ces paramètres afin de tester ultérieurement la robustesse de la stratégie de régulation en pseudo-cascade vue à la Figure 4.6. Les entrées en courant « I_d » et « I_q » proviennent de la loi de commande qui considère les limitations en tension et puissance respectivement donnés par les expressions (*Éq.4-14*) et (*Éq.4-16*), alors que la phase de la fondamentale de courant « I_s » en zone 4 (cf. Figure 4.7) est donné par l'expression (*Éq.4-25*).

Les sorties du modèle sont respectivement « V_d », « V_q » et « V_s ». La considération des variations transitoires des courants sur l'un ou l'autre des axes peut être implantée, tel qu'illustré dans le haut du diagramme. Par contre, des blocs de saturation doivent être ajoutés pour éviter des valeurs de tensions infinies face à une commande ayant une forme d'échelon.

L'implantation du modèle interne de la Figure 4.14 dans la structure de commande présentée à la Figure 4.4 permet une simulation du groupe de traction. Une fois implanté dans le modèle dynamique présenté au chapitre 2 (cf. Figure 2.2), le groupe de traction asservi peut simuler les accélérations du véhicule en considérant les limitations de nature électrique. Afin de tester la robustesse de l'algorithme de contrôle, des blocs de gains

nommés « *modif* » sont intentionnellement placés pour simuler le comportement du système dans le cas où une mauvaise configuration des paramètres de la machine, qui arrivent à gauche dans ce schéma bloc, avait été implantée dans le contrôleur.

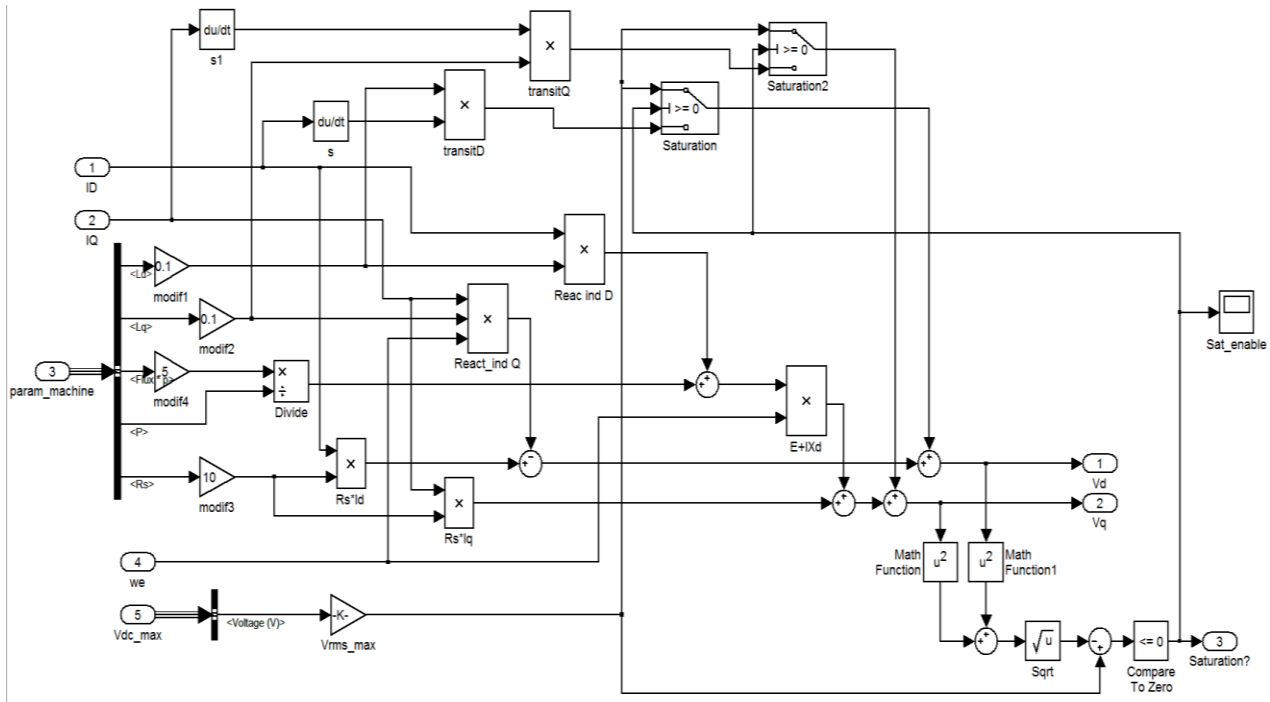


Figure 4.14 : Modèle interne pour le découplage des axes

La Figure 4.15 présente ainsi différents tracés du couple demandé par l'utilisateur, celui du couple de résistance mécanique et le couple fourni par la machine limité par la loi de commande. La faiblesse du couple de résistance mécanique suggère qu'une forte accélération engendre une augmentation drastique de la vitesse de rotation impliquant rapidement l'atteinte de la limite en tension. La limite de tension est prise en charge à la fois par la stratégie de réduction du couple par saturation de la commande dans la zone 3 et se poursuit par l'induction du courant nominal dans la zone 4 qui sera injecté de façon à sous-exciter progressivement la machine.

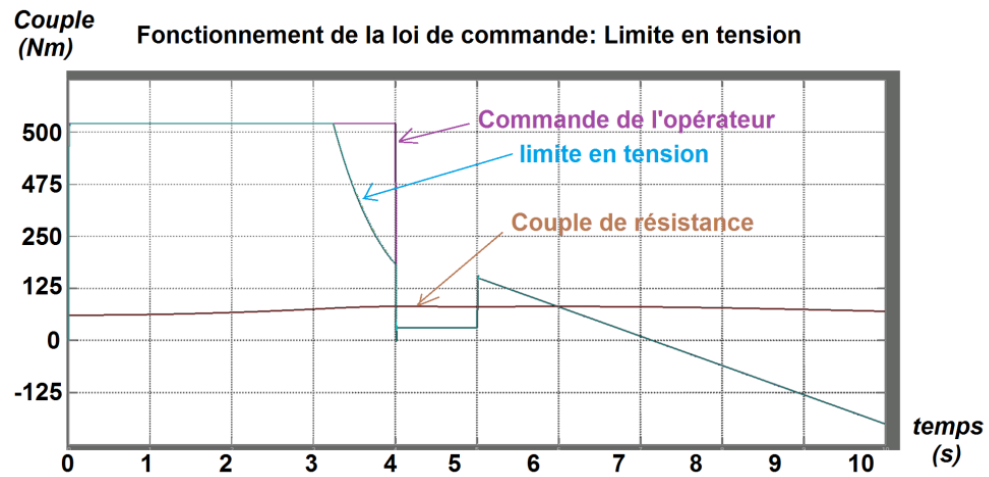


Figure 4.15 : Démonstration de la loi de commande en sous-excitation (limite en tension)

La Figure 4.16 permet de quantifier les erreurs engendrées entre le courant « I_d » circulant dans une machine idéale versus celui demandé par la loi de commande. Les erreurs momentanées sont causées par le modèle de découplage (modèle interne) ne considérant pas les phénomènes transitoires (section du haut de la Figure 4.14). Le modèle interne est donc soumis aux variations transitoires de courant appelées par la loi de commande lors de l'essai illustré à la Figure 4.15. Le filtre de courant a été retiré pour avoir le plus exactement la différence entre les courants du modèle de la machine et celui issu de la loi de commande. La Figure 4.16 présente donc les différences sur le courant de l'axe direct « d » par rapport au comportement de la machine idéale. Le comportement est semblable sur l'axe quadratique « q ». Pour les valeurs d'inductance de la machine étudiée (cf. section 3.10.2), le fait de négliger les périodes transitoires représente une erreur d'approximation maximale de 40 % sur environ 12 ms, soit un maximum de 3 périodes pour un fonctionnement à fréquence maximal (212 Hz). Il est donc primordial de considérer ce délai lié à l'inductance de la machine dans le dimensionnement des correcteurs traité dans la prochaine section.

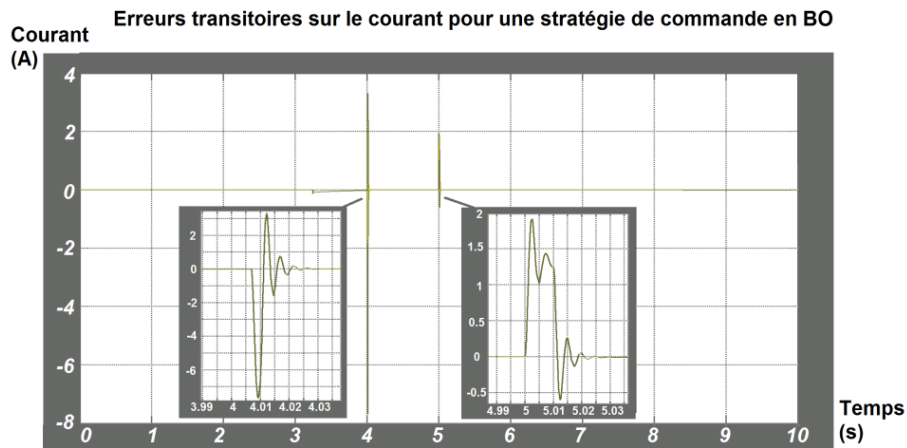


Figure 4.16 : Erreurs sur le courant, en BO, dans le modèle interne négligeant les effets transitoires

4.7 STRUCTURE ET DIMENSIONNEMENT DES CORRECTEURS

4.7.1 Principes généraux de contrôle de la tension et du courant

Malgré la définition des paramètres de la machine qui confine celle-ci dans une plage d'opération bien définie, une mauvaise caractérisation, la saturation de la machine, les changements de température ou une dégradation des aimants peuvent fausser le modèle interne et la capacité de la machine à atteindre les points d'opération prescrits. La boucle fermée sur le courant (régulation du courant) demeure une solution incontournable pour atteindre la consigne de courant prescrite et le facteur de puissance attendu.

L'utilisation d'un modèle interne nécessite un gain unitaire sur l'apparition d'une erreur à l'entrée des correcteurs. Ainsi, la structure choisie pour la régulation du courant est basée sur un contrôleur proportionnel intégral (PI) de type parallèle. La Figure 4.17 présente la structure adoptée pour le correcteur de courant, intégrant les équations (Éq.4-6) et (Éq.4-7). Un « antireset » peut être placé à l'entrée des correcteurs pour éviter d'intégrer l'erreur alors qu'on désire, par exemple, fonctionner en boucle ouverte. Les courants entrant (ID et IQ) dans le sous-système proviennent de la loi de commande et sont dès lors corrigés par le « contrôleur de saturation en tension » via les entrées « *Delta_Id* » et « *Delta_Iq* ». La valeur corrigée de chaque courant sera ensuite utilisée comme consigne pour la rétroaction sur la boucle de courant.

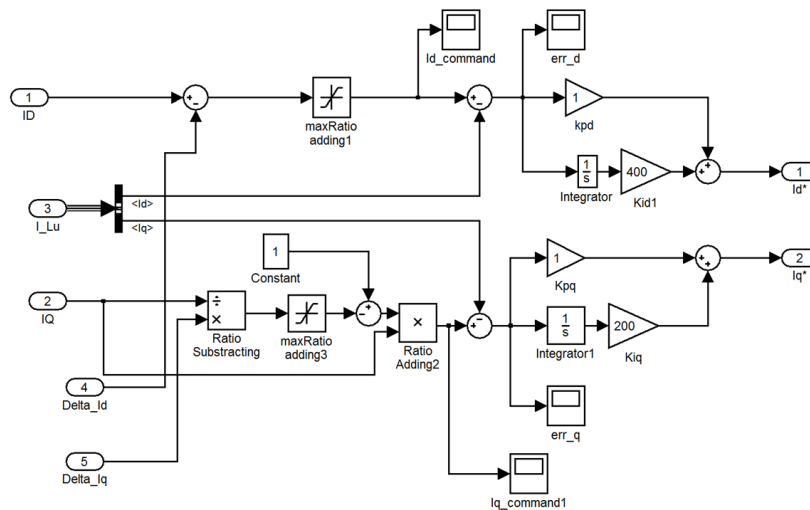


Figure 4.17 : Sous-système des correcteurs parallèles de courant choisi

La Figure 4.18 présente pour sa part le sous-système de correction de la saturation en tension qui comprend également un modèle interne basé sur les hypothèses suivantes :

- Le bloc de correction est piloté par une fonction logique qui évite à la fois de stocker une valeur de correction dans l'intégrateur et de faire fonctionner ce bloc lorsque la tension limite n'est pas atteinte;
- La variation transitoire du courant n'est pas prise en compte puisqu'elle a de toute façon une influence positive sur l'atteinte des objectifs de limitation en tension;
- La tension à vide (force électromotrice) est également négligée dans le correcteur de tension puisque les variations de courant n'ont aucune influence sur cette grandeur électrique pour une vitesse donnée;
- Le contrôleur de saturation en tension choisi est de type parallèle à gain proportionnel unitaire puisque les paramètres électriques de la machine suffisent à mettre à l'échelle les corrections de la tension vers des valeurs de courant;
- Une hystérésis d'une valeur de 10 V est placée au niveau de l'intégrateur pour assurer sa remise à zéro lorsque le système n'est plus compensé par le correcteur en tension.

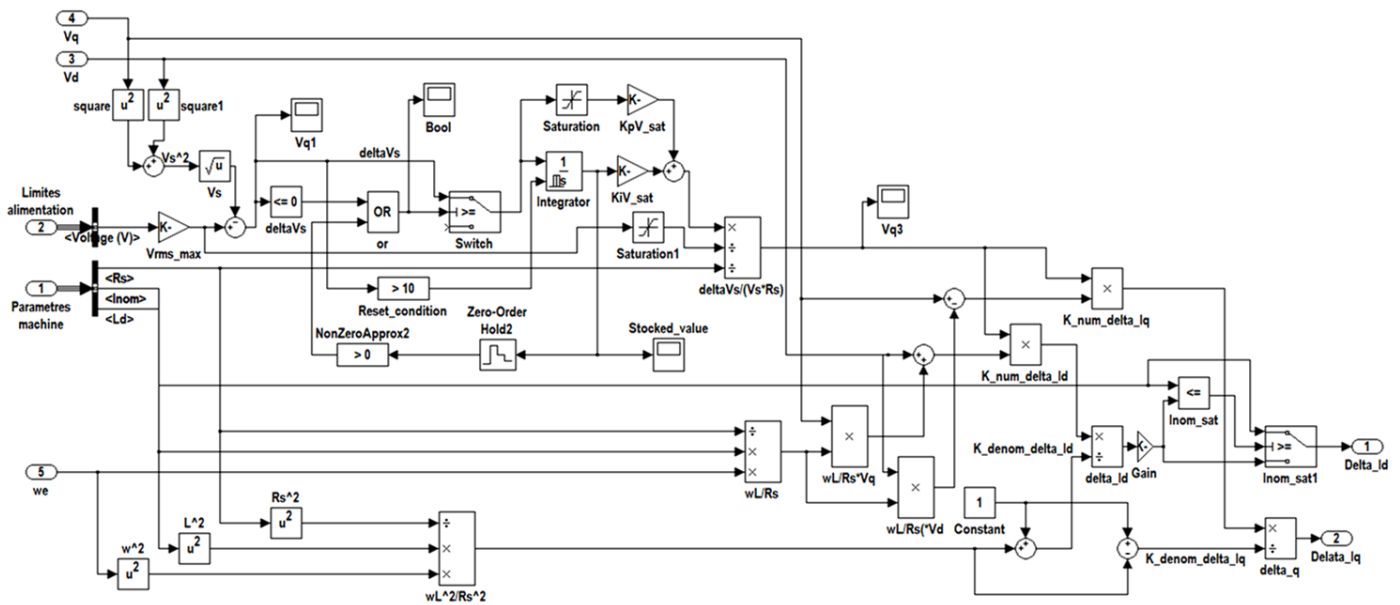


Figure 4.18 : Modèle d'implantation du bloc de correction (régulateur) de la tension

Dans la Figure 4.18, seule l'inductance « L_d » est utilisée puisqu'il est question d'une machine à pôles lisses pour laquelle l'inductance est équivalente sur les deux axes. Une saturation sur la valeur de correction du courant « ΔI_d » a été ajoutée autour de la valeur nominale de courant de la machine puisqu'on ne dépassera jamais cette amplitude dans l'axe direct.

Les équations utilisées pour l'implantation du correcteur de saturation de tension, qui sont issues du modèle interne de la machine, sont ainsi réduites aux expressions suivantes, où « ω_{op} » est la pulsation électrique d'opération :

$$\Delta I_d = \frac{\Delta V_d + \omega_{op} \cdot L_q \cdot \Delta I_q}{R_s} \quad (\text{Éq.4-26})$$

$$\Delta I_q = \frac{\Delta V_q - \omega_{op} \cdot L_d \cdot \Delta I_d}{R_s} \quad (\text{Éq.4-27})$$

Où les erreurs diphasées sur la tension de saturation (ΔV_d et ΔV_q) sont déterminées par les relations des grandeurs vectorielles de la Figure 4.19 :

$$\Delta V_d = \Delta V_s \cdot \frac{V_d}{V_s} \quad (\text{Éq.4-28})$$

$$\Delta V_q = \Delta V_s \cdot \frac{V_q}{V_s} \quad (\text{Éq.4-29})$$

Où « ΔV_s » est l'ajustement à apporter sur l'amplitude du vecteur de tension d'alimentation « \vec{V}_s » pour atteindre la tension maximale « V_{max} ». Cette tension maximale est pour sa part associée à la tension minimale du bus CC par l'expression suivante :

$$V_{max} = \frac{V_{CCmin}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{Éq.4-30})$$

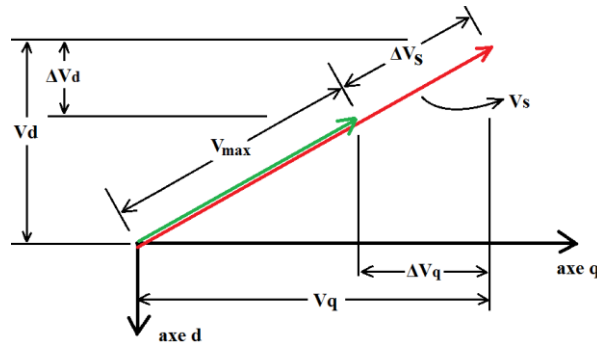


Figure 4.19 : Grandeurs vectorielles du dépassement de la tension d'alimentation

Avec une substitution de l'expression (Éq.4-26) dans l'équation (Éq.4-27) et vis-versa, une seconde substitution avec les expressions (Éq.4-28) et (Éq.4-29), puis une mise en évidence des termes « ΔI_d » et « ΔI_q » et une simplification des équations résultantes, on obtient les expressions suivantes:

$$\Delta I_d \cong \frac{\frac{\Delta V_s}{*V_s \cdot R_s} \left(V_d + \frac{\omega_{op} \cdot L_q \cdot V_q}{R_s} \right)}{\left(1 + \frac{\omega_{op}^2 \cdot L_q \cdot L_d}{R_s^2} \right)} \quad (\text{Éq.4-31})$$

$$\Delta I_q \cong \frac{\frac{\Delta V_s}{*V_s \cdot R_s} \left(V_q - \frac{\omega_{op} \cdot L_d \cdot V_d}{R_s} \right)}{\left(1 - \frac{\omega_{op}^2 \cdot L_q \cdot L_d}{R_s^2} \right)} \quad (\text{Éq.4-32})$$

En pratique, une division par « V_s » risque de mener à une division par zéro. Ainsi, la référence de tension choisie pour la pondération est remplacée par la tension efficace maximale pouvant être délivrée par l'onduleur, « V_{max} » donnée par l'équation (Éq.4-30). Cette stratégie n'a pas d'effet sur le gain statique autour du point d'opération de tension de saturation.

Par ailleurs, la correction du courant sur l'axe « d » devrait se faire à un rythme beaucoup moins élevé que sur l'axe « q » puisque les courants maximaux tolérés sur ces deux axes sont distincts. En effet le courant « I_q » peut prendre une valeur impulsionnelle « $I_{crête}$ » de l'ordre de six fois le courant nominal « I_{nom} » tel que précédemment discuté dans les sections 2.8 et 3.5.2.3 pour la zone 2 alors que la loi de commande limite le courant induit sur l'axe « d » à la valeur du courant nominal de la machine dans la zone 4 pour éviter son fonctionnement à température excessive en régime permanent. Les équations implantées sont donc :

$$\Delta I_d = \frac{\frac{\Delta V_s}{V_{max} \cdot R_s} \cdot (V_d + \frac{\omega_{op} \cdot L_q \cdot V_q}{R_s})}{\left(1 + \frac{\omega_{op}^2 \cdot L_q \cdot L_d}{R_s^2}\right)} \cdot \frac{I_{nom}}{I_{crête}} \quad (\text{Éq.4-33})$$

$$\Delta I_q = \frac{\frac{\Delta V_s}{V_{max} \cdot R_s} \cdot (V_q - \frac{\omega_{op} \cdot L_d \cdot V_d}{R_s})}{\left(1 - \frac{\omega_{op}^2 \cdot L_q \cdot L_d}{R_s^2}\right)} \quad (\text{Éq.4-34})$$

Ainsi, en considérant une machine à pôles lisses ($L_s=L_d=L_q$), les gains apparaissant sur la Figure 4.6 et repris à la Figure 4.28, sont donnés par :

$$KqV = \frac{1}{R_s \left(1 + \frac{\omega_{op}^2 \cdot L_s^2}{R_s^2}\right)}, \quad KdV = \frac{1}{R_s \left(1 - \frac{\omega_{op}^2 \cdot L_s^2}{R_s^2}\right)} \cdot \frac{I_{nom}}{I_{crête}} \quad \text{et} \quad KdQ = KqD = \frac{\omega_{op} \cdot L_s}{R_s}$$

Avec ces gains définis, les équations (Éq.4-33) et (Éq.4-34) se simplifient respectivement par les équations suivantes :

$$\Delta I_d = \frac{\Delta V_s \cdot KdV}{V_{max}} \cdot (V_q \cdot KdQ + V_d) \quad (\text{Éq.4-35})$$

$$\Delta I_q = \frac{\Delta V_s \cdot KqV}{V_{max}} \cdot (V_d \cdot KqD - V_q) \quad (\text{Éq.4-36})$$

Pour la correction de la saturation en tension, un contrôleur de type proportionnel intégral (PI) est utilisé pour rencontrer la contrainte de tension. Sa fonction transfert prend donc la forme exprimée par l'équation (Éq.4-37). Le dimensionnement des paramètres du régulateur de tension est traité dans la section 4.7.3.3.

$$G_{cV_{sat}} = \left(K_{cpV_{sat}} + K_{ciV_{sat}} \cdot \frac{1}{s} \right) \quad (\text{Éq.4-37})$$

La Figure 4.20 présente le couple résultant pour les quatre roues du véhicule considéré pour une simulation de tout le système de la Figure 4.4 en boucle fermée sur le

courant et avec un correcteur sur la tension d'alimentation. La particularité de cette simulation est la considération d'une machine deux fois plus petite dans l'ajustement des paramètres de la loi de commande. L'objectif est bien entendu de tester la robustesse de la méthode de contrôle en pseudo-cascade et le respect des limites opérationnelles malgré une loi de commande établie sur de mauvaises bases. Le seuil maximal de tension disponible sur l'alimentation est considéré fixe, tel un montage sans capteur de tension.

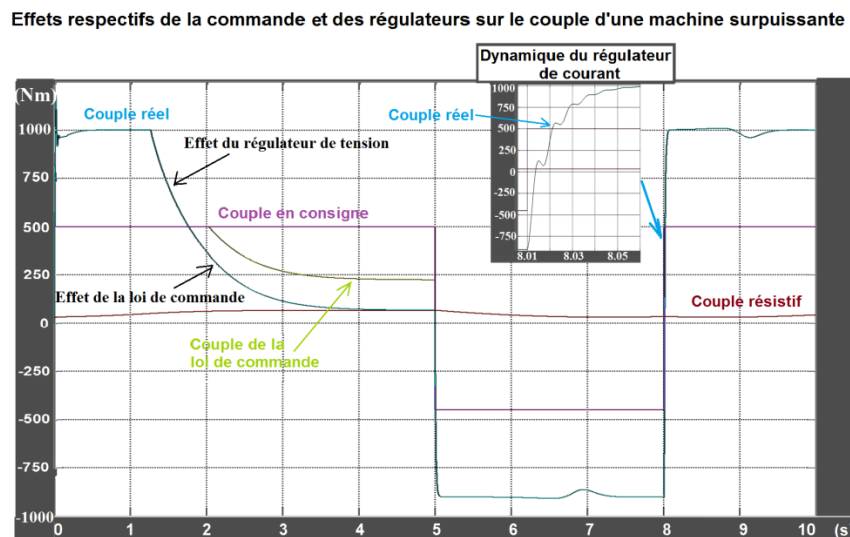


Figure 4.20 : Effets de la régulation en pseudo-cascade sur le couple résultant avec modèle interne sous-estimé (100% d'erreur sur le flux à vide et les inductances)

La situation observée par la Figure 4.20 est une accélération sur la portion des cinq premières secondes du graphique, un freinage un peu moins intense que l'accélération sur la portion entre la 3^{ème} et 8^{ème} seconde alors qu'une autre accélération est lancée sur la dernière portion.

La courbe la plus élevée au départ est celle du couple réel de la machine. Notons que les correcteurs de courant n'ont pas encore été adéquatement dimensionnés à ce stade-ci. Le flux à vide dans la machine dépasse celui prévu dans les paramètres du contrôleur, ce qui implique deux phénomènes. D'abord, un couple beaucoup plus important que celui attendu sera engendré pour un courant donné. Ensuite, la tension induite atteindra la limite des capacités de l'alimentation de l'onduleur beaucoup plus rapidement. Les courbes

intermédiaires désignent respectivement le couple demandé par l'opérateur et celui issu de la loi de commande. Le couple demandé au système par la loi de commande demeure plus faible que la consigne du conducteur puisqu'il considère les limites en tension et en puissance du système. La première chute du couple de la loi de commande (entre 2.3 seconde et 2.8 seconde) est attribuable au comportement dans la zone 3 (diminution du courant sur l'axe quadratique) alors que la seconde portion (de 2.8 seconde à 5 seconde) est le comportement dans la zone 4 (en sous-excitation). Enfin, la courbe tout près de zéro désigne le couple de charges du véhicule en mouvement.

Une remarque importante doit être apportée à l'égard du couple réel d'une machine surdimensionnée, qui, asservie par les correcteurs en saturation de tension, atteint beaucoup plus rapidement un couple insuffisant pour générer une accélération du véhicule dû à l'atteinte de la limite en tension. La machine fonctionnant à haute vitesse devient ainsi beaucoup moins réactive si elle ne possède pas les spécifications requises pour l'application (trop grand flux à vide et trop faible réaction d'induit), mais son utilisation demeure possible grâce à cette stratégie de commande.

Il est important d'éviter le dépassement du courant de phase (Overshoot) suite à une consigne de couple ayant la forme d'un échelon. En effet, un dépassement du courant pourrait avoir des conséquences irréversibles quant à la démagnétisation des aimants permanents. À cette fin, la dynamique des correcteurs de courant peut être réduite. Le dimensionnement de l'ensemble des correcteurs est traité dans la section 4.7.3.

Le graphique suivant présente le résultat de l'implantation de la boucle de régulation de tension sur une chaîne de traction utilisant des moteurs surdimensionnés. Toutes les tensions sont converties en tension alternative ligne-neutre efficace « $V_{an_{rms}}$ ». On remarque que le freinage régénératif à la 5^{ème} seconde fait augmenter la tension dans la batterie (courbe en bleu). La tension en sortie de l'onduleur alimentant la machine ne dépasse jamais le seuil établi grâce au régulateur de tension qui entre en action à 1.25 s.

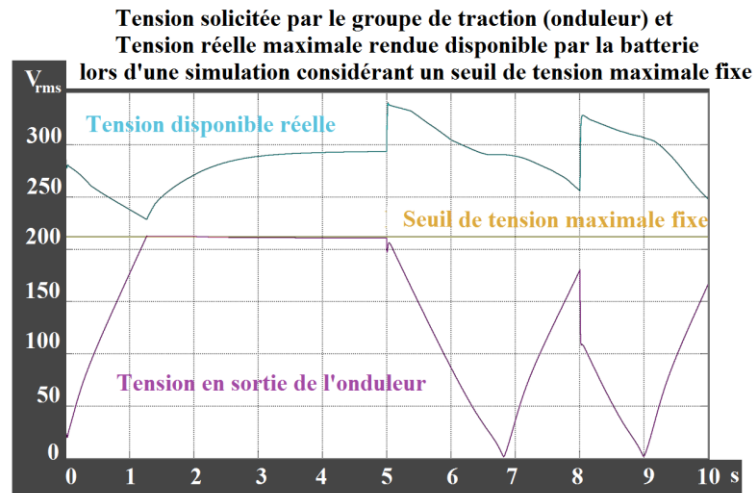


Figure 4.21 : Tensions du système avec une machine surdimensionnée contrôlée par la loi de commande et un régulateur de tension

La Figure 4.21 permet de démontrer que l'architecture de la boucle de régulation de tension, placée en pseudo-cascade avec la boucle de courant, limite les impacts sur la tension. Malgré une très mauvaise caractérisation de la machine dans le modèle interne comme dans la loi de commande implantée dans le contrôleur, la sortie de l'onduleur évite la saturation des signaux de tensions par rapport à ce que peut offrir le bus CC, en occurrence la batterie. La prochaine section traite de l'influence de l'instrumentation sur la dynamique du système.

4.7.2 Instrumentation des courants de la machine

Pour éviter d'échantillonner le bruit électromagnétique passant dans les capteurs de courant, essentiellement lié à l'utilisation de convertisseur à base d'électronique de puissance alimentant la machine électrique, il est préférable de choisir la plus faible fréquence de coupure possible sans atténuation du signal et de venir corriger la phase de ce signal par un modèle interne. En effet, la fréquence de coupure des filtres analogiques induit un déphasage sur les signaux de rétroaction du courant. Ce déphasage devient significatif à mesure que la vitesse de la machine augmente. Le circuit illustré à la Figure 4.22 est celui des filtres analogiques employés à la sortie des capteurs de courant.

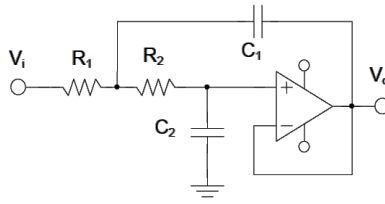


Figure 4.22 : Circuit du filtre butterworth d'ordre 2 utilisé pour la lecture des courants

La fonction de transfert de transfert de ce circuit est donnée par [12], [59] :

$$G_F(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + C_2 (R_1 + R_2) s + 1} \quad (\text{Éq.4-38})$$

La particularité d'un filtre Butterworth est d'avoir un coefficient d'amortissement à la limite de la résonance autour de la fréquence de coupure, ce qui offre une meilleure dynamique et un déphasage plutôt progressif jusqu'à l'atteinte de la fréquence de coupure. Cependant, la particularité la plus importante des filtres de type Butterworth est qu'ils offrent une très faible atténuation des fréquences avant la fréquence d'amortissement (de coupure). Typiquement, pour obtenir les réglages d'un filtre Butterworth de deuxième ordre, les éléments passifs du circuit de la Figure 4.22 sont dimensionnés pour une fréquence de coupure f_0 de la façon suivante :

$$R_1 = R_2 = R_f \quad (\text{Éq.4-39})$$

$$C_2 = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi f_0 R_f} \quad (\text{Éq.4-40})$$

$$C_1 = 2C_2 \quad (\text{Éq.4-41})$$

Comme l'illustrent les figures suivantes, l'amplitude est beaucoup moins problématique que la phase du signal issu de ce type de filtre. La machine atteindra au maximum une fréquence fondamentale autour de 250 Hz. Ainsi, une fréquence de coupure de 1 kHz est suffisante pour ne pas affecter l'amplitude du signal de la fondamentale. Par contre, la phase est très affectée par ce réglage.

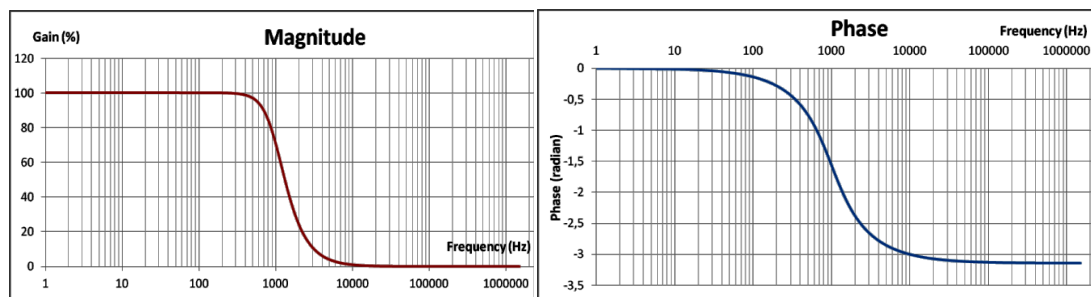


Figure 4.23 : Amplitude (en %) et phase (en rad) d'un signal filtré à 1 kHz par le filtre Butterworth

Le modèle de la fonction de transfert du filtre doit être implanté pour plus de précision de lecture et d'asservissement si une faible fréquence de coupure est choisie. L'angle de retard évalué sera alors simplement soustrait à celui de l'encodeur avant de passer dans la transformée de Park directe (cf. Figure 4.4). Le déphasage est donné par :

$$\theta_{\text{filtre}} = -\arctan\left(\frac{2 \cdot R_f \cdot C_2 \cdot 2\pi \cdot f_0}{1 - R_f^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot 4\pi^2 \cdot f_0^2}\right) \quad (\text{Éq.4-42})$$

Si le modèle du filtre n'est pas considéré dans le contrôleur, une fréquence de coupure beaucoup plus haute doit être choisie. Les deux illustrations de la Figure 4.24 démontrent la présence d'un faible déphasage pour la fondamentale de 250 Hz avec une fréquence de coupure de 10 kHz. Des convertisseurs utilisant des transistors MOSFETs commutant à 50 kHz permettraient une amplitude du bruit presque entièrement atténuée.

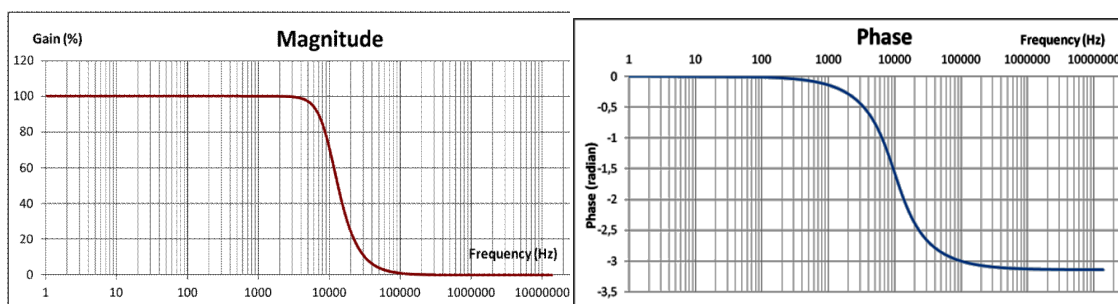


Figure 4.24 : Amplitude (en %) et phase (en radian) d'un signal filtré à 10 kHz par le filtre butterworth

Il est ainsi préférable d'intégrer le modèle du filtre analogique dans l'algorithme de traitement de la rétroaction du courant pour éviter de contraindre la conception du système à utiliser des convertisseurs d'électronique de puissance dispendieux (à transistors MOSFETs). La prochaine section vise à éliminer les risques d'instabilité liés au

dimensionnement des contrôleurs de courant à l'égard du déphasage induit par les filtres analogiques et les inductances de la machine électrique.

4.7.3 Structure et dimensionnement de la dynamique des correcteurs

Les limitations de l'échantillonnage liées au matériel de contrôle sont loin d'être contraignantes puisqu'elles ne dépendent que de la fréquence du traitement des valeurs de courants par la transformée directe de Park et de l'échantillonnage des entrées analogiques. Les cartes d'entrées utilisées offrent un taux de rafraîchissement d'environ 40 kHz pour chacun des six canaux qui devraient être utilisés dans la version finale du banc d'essai du système de traction (quatre sondes de courant et deux jauges de déformation). Cette fréquence est encore bien supérieure à la fréquence de coupure des filtres analogiques.

La méthode des contours [60] prévoyant l'ensemble de la dynamique du système est donc choisie pour déterminer les paramètres des contrôleurs à l'égard du dimensionnement des filtres et du délai imposé par le procédé.

4.7.3.1 Dynamiques et structure de correction générale

La Figure 4.25 présente un diagramme simplifié des boucles de tension et de courant implantées pour l'asservissement de la machine par des correcteurs en pseudo-cascade avec modèle interne.

La méthode des contours [60] est utilisée pour maximiser la marge de phase de cette première boucle de régulation en courant pour en assurer la stabilité. Dans ce qui suit, le dimensionnement des correcteurs de courant est d'abord présenté en traitant seulement la boucle de courant de façon simplifiée, c'est-à-dire en négligeant le caractère multivariable du système, puisque le découplage permet cette approximation. Ensuite, le dimensionnement du correcteur de tension est traité pour l'ensemble des axes par la boucle ouverte sur la section du système qui le concerne.

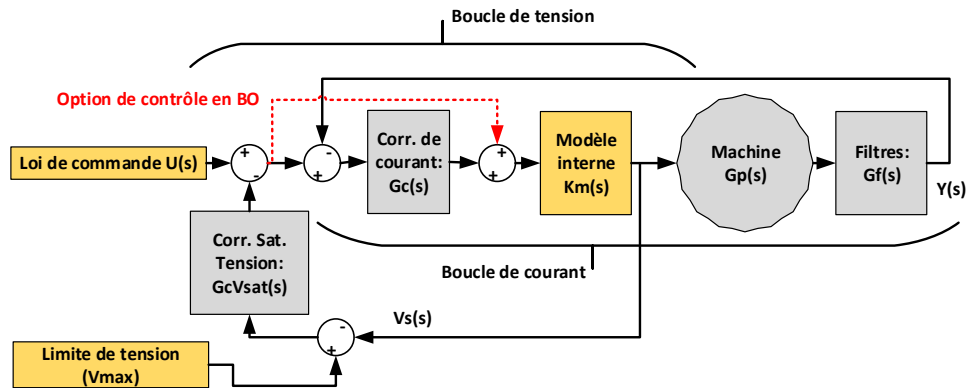


Figure 4.25 : Diagramme simplifié des boucles de régulation du contrôleur

4.7.3.2 Structure de la boucle en courant et dimensionnement des correcteurs

La fonction de transfert de la boucle de régulation en courant compose avec le déphasage imposé par le contrôleur de courant, par l'inductance de la machine et par les filtres analogiques. La fonction de transfert de la boucle ouverte simplifiée sur le courant est donnée par :

$$H_{courant}(s) = G_c(s) \cdot G_m(s) \cdot G_p(s) \cdot G_f(s) \quad (\text{Éq.4-43})$$

Où « $G_c(s)$ » est la fonction de transfert du correcteur de courant, « $G_m(s)$ » est la fonction de transfert du modèle interne, ce qui revient à $G_m(s) = R_s$, « $G_p(s)$ » est la fonction de transfert de la machine électrique et « $G_f(s)$ » est la fonction de transfert du filtre. En substituant les fonctions de transfert des différents éléments de la boucle ouverte de courant, la fonction de transfert de cette boucle devient :

$$H_{courant}(s) = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) \cdot R_s \cdot \left(\frac{1}{L_s \cdot s + R_s} \right) \cdot \left(\frac{1}{\tau^2 \cdot s^2 + 2\xi\tau \cdot s + 1} \right) \quad (\text{Éq.4-44})$$

Avec : $\tau = \frac{2\xi}{\omega_c} = \frac{\xi}{\pi \cdot f_c}$, où f_c et ξ sont respectivement la fréquence de coupure et le coefficient d'amortissement (0.707) du filtre. La marge de phase définit le déphasage du procédé en boucle ouverte lorsque le gain est unitaire pour une fréquence encore inconnue. La marge de phase est donnée par [61].

$$\phi_m = \pi + \underbrace{\left(\arctan\left(\frac{K_{pc}\omega}{K_{ic}}\right) - \frac{\pi}{2} \right)}_{\angle G_c(\omega)} + \underbrace{\left(-\arctan\left(\frac{L_s\omega}{R_s}\right) \right)}_{\angle G_p(\omega)} + \underbrace{\left(-\arctan\left(\frac{2\xi\tau\omega}{-\tau^2\omega^2+1}\right) \right)}_{\angle G_f(\omega)} \quad (\text{Éq.4-45})$$

En utilisant cette équation, le ratio des gains du contrôleur peut être déterminé selon par l'expression suivante :

$$\frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \tan \left(\underbrace{\left(\phi_m - \frac{\pi}{2} - \angle G_p(\omega) - \angle G_f(\omega) \right)}_{\text{Gainratio}} \right) \cdot \frac{1}{\omega} \quad (\text{Éq.4-46})$$

Comme le découplage du système peut être considéré parfait, le gain proportionnel devrait prendre une valeur « $K_{pc} \leq 1$ » pour limiter le dépassement de la commande. La relation (Éq.4-46) suggère également que plus la fréquence (agressivité) de correction est grande, plus le gain intégrateur sera important par rapport à celui proportionnel. Dans le même ordre d'idée, l'agressivité du correcteur est diminuée si une large marge de phase est exigée.

Quelle que soit la fréquence de coupure, soit la valeur limite de « ω » avant atténuation du gain du procédé, l'expression suivante doit être valide pour conserver la stabilité de la boucle d'asservissement en courant. L'équation (Éq.4-47) qui suit évoque en effet que la somme des déphasages du système (machine et filtre) et de la marge de phase « ϕ_m » doit être beaucoup plus faible que 180° . Il est nécessaire de contraindre la somme du déphasage dans le procédé (machine et filtre) pour être en mesure de conserver une marge de phase minimale, idéalement toujours au dessus de 40° [62]. Ainsi :

$$\phi_m - \angle G_p(\omega) - \angle G_f(\omega) \ll 180^\circ \quad (\text{Éq.4-47})$$

La marge de phase est définie à la fréquence de coupure du système. Ainsi, pour déterminer la fréquence de coupure du système, c'est-à-dire la fréquence à laquelle le gain de la fonction de transfert de la boucle ouverte de courant est unitaire, il faut résoudre la valeur de « ω » dans l'expression suivante :

$$|H_{courant}(j\omega)| = \underbrace{\left(\frac{\sqrt{(K_{pc}\omega)^2 + K_{ic}^2}}{\omega} \right)}_{|G_c(\omega)|} \cdot R_s \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{\sqrt{(L_s\omega)^2 + R_s^2}} \right)}_{|G_p(\omega)|} \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{\sqrt{(1-\tau^2\omega^2)^2 + (2\xi\tau\omega)^2}} \right)}_{|G_f(\omega)|} = 1 \quad (\text{Éq.4-48})$$

La résolution de l'équation (Éq.4-46) permet de définir le gain intégral du contrôleur de courant en fonction de la fréquence de coupure et des paramètres de la machine en utilisant l'équation suivante:

$$K_{ic} = \frac{\omega}{|G_p(\omega)| \cdot |G_f(\omega)| \cdot R_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + Gain_{ratio}^2 \cdot \omega^2}} \quad (\text{Éq.4-49})$$

Ensuite, le gain proportionnel peut être calculé en utilisant la formule suivante :

$$K_{pc} = K_{ic} \cdot Gain_{ratio} \quad (\text{Éq.4-50})$$

Le système d'équations formé par les expressions (Éq.4-48), (Éq.4-46) et les angles donnés par l'équation (Éq.4-45) utilisant les paramètres du correcteur de courant nécessite une résolution par calcul numérique. En vérité, il y a une multitude de possibilités quant au choix de marge de phase est de fréquence d'asservissement. Une marge minimale fixée à 75° assure déjà un système suramorti sur l'ensemble de la fonction de transfert.

Le choix de la fréquence de coupure peut pour sa part minimiser ou même éliminer le dépassement (*overshoot*) qui peut s'avérer dangereux pour la démagnétisation des aimants permanents. La dynamique recherchée par l'opérateur pour l'atteinte de la consigne en couple est en fait la seule contrainte sur l'agressivité de la boucle de régulation sur le courant. En considérant une réponse du système amorti semblable à celle d'un deuxième ordre, la consigne devrait être entièrement atteinte après seulement deux fois sa constante de temps. Si une contrainte de « $t_{100\%} = 0.1$ seconde » est imposée pour l'atteinte de cette consigne, alors la fréquence de coupure, définissant la dynamique de l'asservissement en courant, est donnée par :

$$\omega \cong 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{2}{t_{100\%}} \right) = 2 \cdot \pi \cdot 20\text{Hz} = 125.66 \text{ rad/s} \quad (\text{Éq.4-51})$$

La Figure 4.26 illustre le comportement du système en boucle ouverte à l'aide d'un Abaque de Black. Le point indiqué sur le graphique est celui ayant été utilisé pour le dimensionnement des correcteurs de courant. Le graphique permet de vérifier la marge de phase à la fréquence de coupure, c'est-à-dire lorsque le gain est à 0 dB. L'Abaque de Black permet également de vérifier la stabilité de ce système par l'évitement de l'œil central.

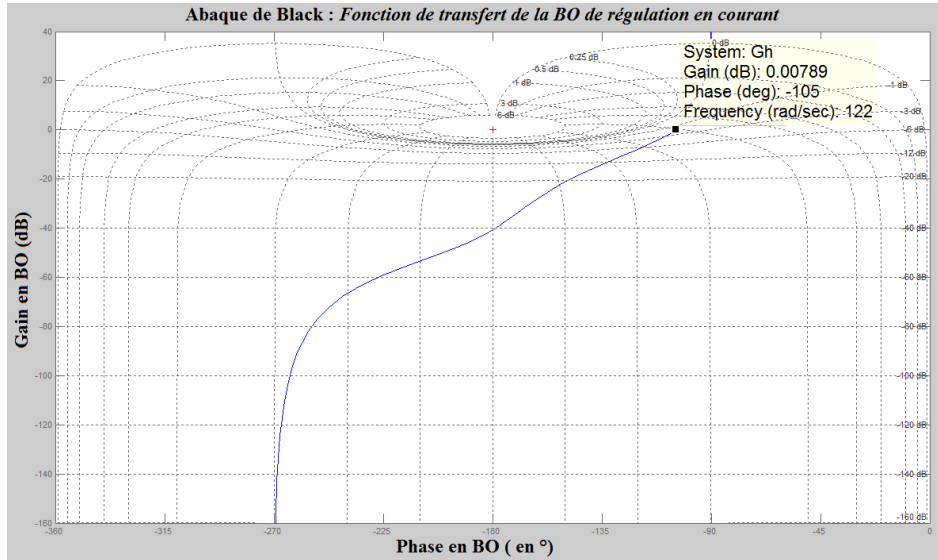


Figure 4.26 : Comportement de la boucle ouverte (BO) du contrôle en courant.

Le dimensionnement de la boucle ouverte de régulation ne considère pas le caractère multivariable du modèle interne comme celui de la machine. Toutefois, le contrôle s'avère aussi performant sur l'un ou l'autre des deux axes (« d » et « q »). La Figure 4.27 présente la réponse temporelle du couple de la machine permettant en fait d'observer la dynamique de régulation du courant sur l'axe quadratique « I_q ».

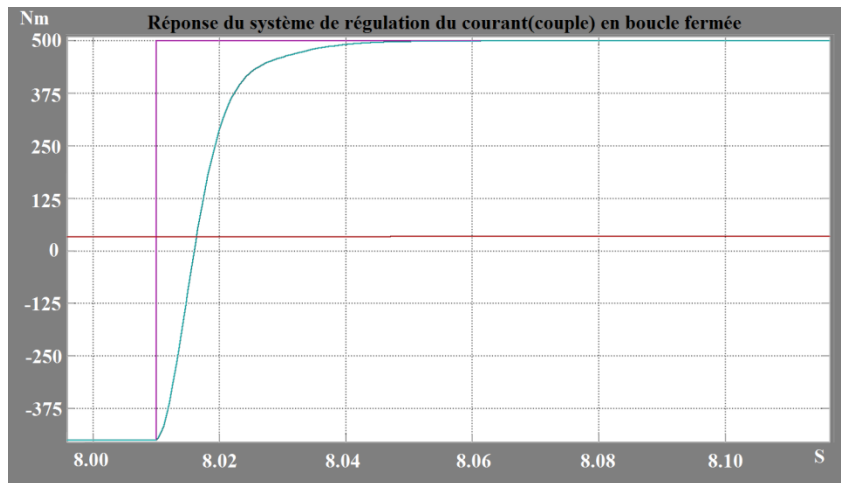


Figure 4.27 : Réponse de la boucle fermée en courant pour un réglage suramorti

Le graphique de la Figure 4.27 permet de conclure que pour les réglages définis précédemment ($\phi_m=75^\circ$, $\omega=125$ rad/s), l'asservissement se fait sans dépassement de la

consigne, sans instabilité et avec un temps de réponse environ 50% plus court que ce qui était attendu ($t_{100\%} \approx 0.05 \text{ s}$).

4.7.3.3 Structure de la boucle en tension et dimensionnement du correcteur

De son côté, la rétroaction de la boucle de régulation de tension (anticipation de la saturation en tension) est connectée après le modèle interne. Cette partie du système n'interagissant pas avec les filtres analogiques ni avec la machine électrique, le dimensionnement du correcteur de tension est beaucoup moins critique que celui des correcteurs de courant. La Figure 4.28 illustre cette boucle de régulation de tension.

La définition de la fonction de transfert exacte de la boucle de tension est extrêmement laborieuse, c'est pourquoi le dimensionnement du contrôleur de tension se base sur l'hypothèse que les seuls éléments induisant des effets dynamiques (déphasage) dans cette boucle de régulation sont les contrôleurs de courant de type parallèle. Les branchements illustrés pour la partie assurant la correction de saturation de la tension sur la Figure 4.28 reviennent aux expressions (Éq.4-33) et (Éq.4-34).

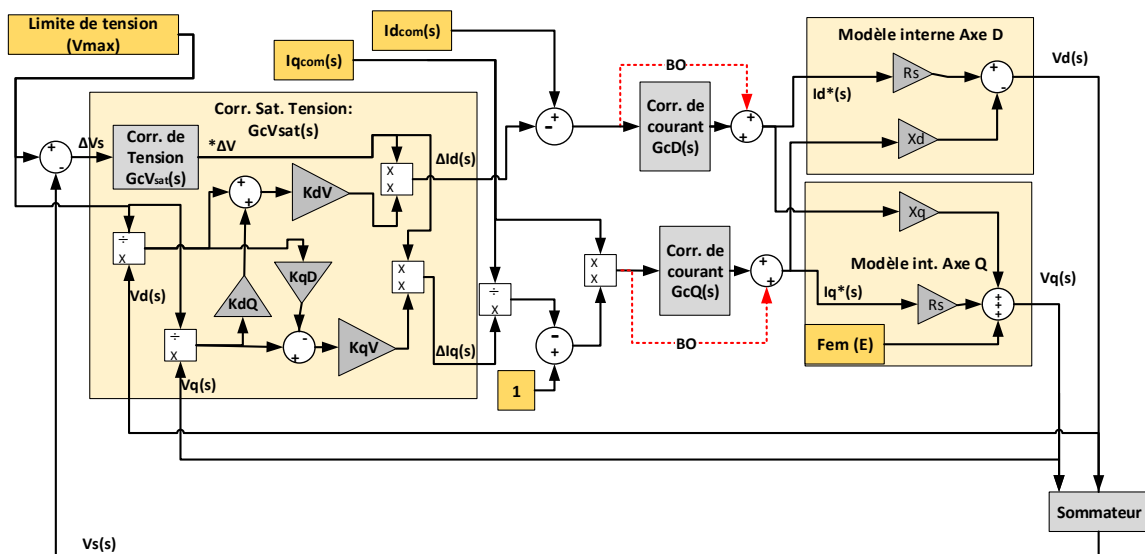


Figure 4.28 : Diagramme multivariable de régulation de tension

La fonction de transfert de la boucle ouverte avec le contrôleur d'anticipation par la variable d'entrée « ΔV_s », permettant d'obtenir une variation de tension à la sortie du

modèle interne, peut être estimée en négligeant les gains statiques (constantes). En effet, ces gains n'induisent pas de déphasage et un découplage parfait du système représente normalement un gain statique unitaire entre l'entrée du correcteur en tension et la sortie du modèle interne. La fonction de transfert de la boucle ouverte en tension est donnée par :

$$Hv(s) = G_c(s) \cdot G_{cVsat}(s) \quad (\text{Éq.4-52})$$

$$Hv(s) = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) \cdot \left(K_{pcVsat} + \frac{K_{icVsat}}{s} \right) \quad (\text{Éq.4-53})$$

La boucle ouverte devrait avoir une valeur de gain proportionnel « K_{pcVsat} » unitaire puisque le modèle possède déjà des gains de découplage. Le choix de la marge de phase et celui de la fréquence d'asservissement de la tension influent énormément sur la dynamique du système. La marge de phase est pour sa part calculée par l'expression suivante :

$$\Phi_{mv} = \pi + \underbrace{\arctan\left(\frac{K_{pc} \cdot \omega_v}{K_{ic}}\right) - \frac{\pi}{2}}_{\angle G_c(\omega_v)} + \underbrace{\arctan\left(\frac{K_{pcVsat} \cdot \omega_v}{K_{icVsat}}\right) - \frac{\pi}{2}}_{\angle G_{cVsat}(\omega_v)} \quad (\text{Éq.4-54})$$

En imposant une valeur quelconque de marge de phase, une première estimation du gain de l'intégrateur du contrôleur de tension peut être effectuée par l'expression suivante :

$$K_{icVsat_1} = \frac{K_{pcVsat} \cdot \omega_v}{\tan\left(\Phi_{mv} - \arctan\left(\frac{K_{pc} \cdot \omega_v}{K_{ic}}\right)\right)} \quad (\text{Éq.4-55})$$

Le gain de la fonction de transfert en boucle ouverte est pour sa part donné par :

$$|Hv(j\omega_v)| = \frac{\sqrt{(K_{pc} \cdot \omega_v)^2 + K_{ic}^2}}{\omega_v} \cdot \frac{\sqrt{(K_{pcVsat} \cdot \omega_v)^2 + K_{icVsat}^2}}{\omega_v} = 1 \quad (\text{Éq.4-56})$$

Par résolution de l'équation quadratique découlant de l'isolation variable « ω_v » dans l'équation (Éq.4-56), le choix de la fréquence de coupure de la boucle de correction de la saturation en tension peut être effectué. L'équation à résoudre est la suivante :

$$0 = \omega_v^4 \underbrace{(K_{pc}^2 \cdot K_{pcVsat}^2)}_A + \omega_v^2 \underbrace{(K_{pc}^2 \cdot K_{icVsat}^2 + K_{ic}^2 \cdot K_{pcVsat}^2 - 1)}_B + \underbrace{(K_{ic}^2 \cdot K_{icVsat}^2)}_C \quad (\text{Éq.4-57})$$

La fréquence de coupure est ainsi définie comme suit :

$$\omega_v = \sqrt{\left| \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \right|} \quad (\text{Éq.4-58})$$

Une optimisation numérique est une fois de plus nécessaire puisque le coefficient « K_{icVsat} » est à la fois un coefficient nécessaire à la détermination de « ω_v » et utilise cette pulsation dans son dimensionnement. L'optimisation est donc contrainte par un gain unitaire sur la boucle ouverte de régulation de la tension. La valeur minimale de la marge de phase est aussi contrainte à être supérieure à 40° . Les seules variables d'optimisation sont la fréquence de coupure « ω_v » et la marge de phase « f_{mv} ». Toutes deux sont injectées dans le système d'équations comme variables indépendantes puis calculées respectivement par les expressions (Éq.4-58) et (Éq.4-54). Le diagramme de la Figure 4.29 illustre le comportement intégrateur du contrôleur de tension ayant subi le réglage déterminé par l'optimisation. Le point indiqué dans cet abaque correspond au point calculé par l'optimisation des paramètres du contrôleur de tension.

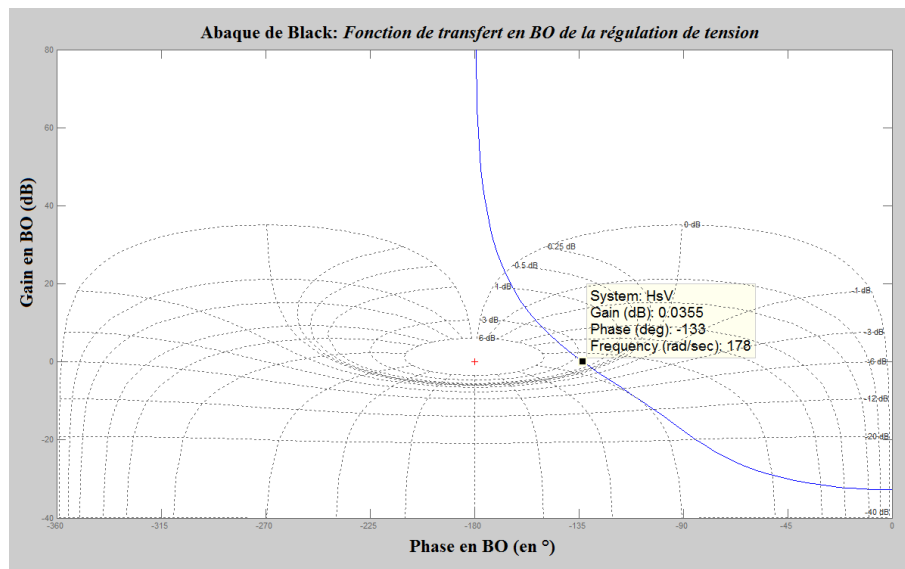


Figure 4.29 :Abaque de Black de la boucle de régulation de tension

Le Tableau 4.1 illustre les paramètres des correcteurs optimisés pour les deux boucles de contrôle. Les valeurs de marge de phase et de fréquence de coupure attendues sont comparées avec les résultats de simulation, montrés respectivement par la Figure 4.26 et Figure 4.29. Les valeurs des constantes des correcteurs, issues de l'optimisation, sont également présentées dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Résumé des paramètres de réglage des correcteurs

VARIABLE	DESCRIPTION ET UNITÉS	PARAMÈTRE THÉORIQUE	SOLUTION (SIMULATION)
Correcteur de courant			
ϕ_m	Marge de phase assurée en boucle ouverte	75°	75°
ω	Fréquence de coupure	125.5 rad/s	122 rad/s
K_{ic}	Constante d'intégration	0.0231	
K_{pc}	Constante proportionnelle	125.6	
Correcteur de tension			
ϕ_{mv}	Marge de phase assurée en boucle ouverte	46.7°	47°
ω_v	Fréquence de coupure	178 rad/s	178 rad/s
K_{icVsat}	Constante d'intégration	1	
K_{pcVsat}	Constante proportionnelle	177.75	

4.8 CONCLUSION

Ce chapitre a permis de mettre en place une structure de contrôle robuste et performante pour la commande de la machine synchrone de traction considérée. Le contrôle de la machine synchrone est une étape importante des objectifs de réalisation du système de traction. Dans un premier temps, les transformations mathématiques ont permis de simplifier la représentation vectorielle et d'établir une structure de contrôle dont la dynamique ne dépend plus de la fréquence fondamentale de la machine. L'élaboration d'une loi de commande a permis aussi d'établir les bornes des plages d'opération (zones) atteignables par la machine de traction en tenant compte de ses paramètres électriques et des limites de son alimentation.

Un modèle interne a ensuite été configuré pour assurer le découplage des axes direct et quadratique afin de permettre l'opération en boucle ouverte sur le courant. L'élaboration de la structure de contrôle en pseudo-cascade pour réguler la tension d'alimentation tout en asservissant le courant injecté est à l'origine de la robustesse du concept final. En effet, la structure permet de contourner les erreurs de contrôle liées à une mauvaise caractérisation de la machine. Cette structure permet même d'implanter une autre machine de traction que celle prévue par la paramétrisation du contrôleur sans affecter les performances ni la robustesse du système de contrôle.

Le dimensionnement des filtres analogiques a été réalisé par la suite par l'analyse de la limite en fréquence avant atténuation du signal fondamental. Pour éviter le déphasage des signaux de courant, le déphasage du filtre a été pris en compte dans la transformée directe de Park. Les correcteurs de courant et de tension ont été dimensionnés par la méthode des contours [60] pour faciliter la définition de leur réponse temporelle en termes d'agressivité et de robustesse. Enfin, des résultats d'implantation ont démontré la performance de la structure de contrôle et de la méthode de dimensionnement choisie.

La machine électrique de traction n'est pas le seul dispositif du système de traction qui nécessite une attention particulière de gestion et de contrôle. Le prochain chapitre élabore certaines grandes lignes directrices pour la gestion des autres composants de puissances branchés sur le bus CC.

CHAPITRE 5. GESTION DES COMPOSANTS DU BUS CC

5.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, la loi de commande a été définie pour la machine de traction à pôles lisses, dimensionnée au troisième chapitre, en décrivant les modes d'alimentation en fonction des zones de travail et des limites matérielles. Dans le présent chapitre, les équations de contrôle sont mises à profit pour simuler le comportement du système d'alimentation. Les équations dynamiques mécaniques du véhicule ainsi que celles de la machine synchrone à pôles lisses sont considérées pour simuler la charge et la motorisation du véhicule. Le dissipateur thermique est également implanté pour simuler le freinage dissipatif lorsque le système atteint des pointes importantes de puissance lors des décélérations. Dans le même ordre d'idée, la génératrice est ajoutée au système de traction pour analyser ses cycles de fonctionnement et son apport en puissance lors de forte accélération pour le mode hybride.

Le système de traction global pourra ensuite être soumis à différents scénarios de l'algorithme de gestion pour valider les modes de fonctionnement et leur influence sur la consommation et l'utilisation de la batterie. De plus, le modèle générique met en perspective le dimensionnement de chaque composant.

Avant toute chose, le présent chapitre dresse les grandes lignes de l'intégration et la gestion des systèmes de sécurité et de protection humaine et matérielle. Les requêtes d'isolation galvanique dans le cahier de charge de conception des composants de puissance comme la définition des types de fautes et des modes d'intervention y sont traitées.

En somme, le présent chapitre dresse d'abord le portrait du projet de réalisation du bus CC. Il traite ensuite des aspects de la sécurité du système, du dimensionnement des composants prévus à cet effet et des méthodes de diagnostic des problèmes du système et leur gestion. Le portrait global de la stratégie de gestion du stockage d'énergie dans une

batterie à haute tension et de l'utilisation de la génératrice figure aussi dans le présent chapitre.

5.2 MISE EN CONTEXTE

La puissance engendrée par la traction électrique nécessite des stratégies de gestion du stockage à grande densité de puissance telle que l'utilisation de supercondensateurs [13]. Cependant, l'hypothèse d'utilisation d'une batterie Lithium Oxyde de Titanate (LiTO) est la solution considérée depuis la section 2.8.

L'interfaçage avec le logiciel LabVIEW facilite l'instrumentation du système c'est pourquoi le choix du matériel d'implantation s'est arrêté sur le système embarqué « CompactRIO » de la compagnie National Instrument (NI). D'un autre côté, le système est suffisamment performant et versatile pour être implanté sur un banc d'essai [5].

Différents modes de gestion de la génératrice sont proposés dans la littérature pour les systèmes hybrides séries. Bien que les plus prometteurs suggèrent d'implanter des algorithmes de gestion prévisionnelle au trajet poursuivi [2, 63], cette démarche nécessite une grande gestion de l'information de géolocalisation en plus de celle déjà fournie par le véhicule. De plus, les méthodes par prédiction ne peuvent cartographier les trajets hors route comme le nécessite le présent véhicule.

De façon générale, les systèmes de traction préconisent l'utilisation de la batterie sur la première portion du trajet avant de tomber en mode hybride. Par contre, la chute drastique de la tension du bus CC à puissance crête des groupes de traction peut altérer les performances ou même le bon fonctionnement du système. La réserve de 10% prévue dans la batterie doit donc être suffisante pour rencontrer les spécifications minimales de performances.

5.3 DÉFINITION DES TRAVAUX DE RÉALISATION

L'interconnexion des éléments de puissance du véhicule électrique passe par le bus CC. La gestion de celui-ci sera une priorité lors de l'implantation du système dans le véhicule, mais la mise en place finale ne fait pas objet du projet de maîtrise puisqu'elle

déborde de l'échéancier. Par contre, la réalisation du bus CC avec les principaux éléments de puissance et leurs éléments de sécurité a été grandement avancée.

En somme, le contrôle d'un chargeur de batterie, d'un dissipateur thermique, d'un onduleur triphasé et de tous les éléments de pilotage et d'instrumentation du bus CC a été implanté. De plus, les sectionneurs de la batterie de puissance ainsi que celui prévu pour la recharge du véhicule ont tous été implantés dans le système. Le système de sécurité a également été implanté en utilisant un automate de sécurité « Smart Guard » de la compagnie Allen-Bradley qui veillera à la gestion des erreurs du système et au pilotage des composants de sécurité (contacteurs) principaux. Notons que plusieurs de ces travaux de réalisation ont été effectués en collaboration avec une équipe d'étudiants lors des cours de projets et d'un stage.

Différents codes d'erreurs peuvent être détectés depuis les installations matérielles : les fautes d'isolation électrique (impédance entre la batterie auxiliaire connectée au châssis et la batterie de puissance), la présence de tensions sur le bus CC ou sur le redresseur, l'ouverture des boîtiers de puissance ou la surcharge sur le disjoncteur triphasé du chargeur.

5.4 MÉTHODOLOGIE D'ÉVALUATION DES STRATÉGIES DE GESTION DU BUS CC

La gestion de l'énergie dans le véhicule est effectuée par des simulations sur le logiciel Matlab et un algorithme y étant implanté. Le but étant d'élaborer plusieurs modes de gestion selon l'utilisation du véhicule et de trouver les limites d'application de chacun de ces modes. Le motif principal d'une gestion intelligente de la réserve de stockage de l'énergie est essentiellement de réduire la consommation globale du véhicule et d'assurer sa sécurité de fonctionnement.

Pour l'ensemble des simulations, un modèle global, dont l'élaboration est illustrée en ANNEXE 3, est utilisé pour implanter l'algorithme de gestion désiré pour le bus CC. Ce modèle global considère ainsi une batterie, dont le modèle est basé à partir du module SimPower System de Matlab, une génératrice, un dissipateur thermique et le groupe de traction à moteurs-roues comme éléments de puissance. Le couplage mécanique est

appliqué sur les paramètres inertiels et aérodynamiques du véhicule selon l'équation (Éq.2-1). Enfin, un contrôleur de gestion du bus CC est intégré au système par un programme embarqué qui respecte l'algorithme présenté plus loin à la Figure 5.10.

5.5 GESTION DE LA SÉCURITÉ DE BASE

5.5.1 Principes de base

Bien que la conception et la gestion de la sécurité interne du système de stockage d'énergie n'est pas traitée dans ce chapitre, il est bon de souligner que la batterie et son système de gestion (BMS) doivent posséder un minimum d'éléments de sécurité tels que :

- Un accéléromètre à trois axes (« crash sensor ») pour détecter les chocs violents anormaux afin de couper l'alimentation aux moteurs;
- Un signal sur le connecteur de la batterie (« interlock ») pour assurer son branchement adéquat et sécuritaire
- Des contacteurs internes aux boîtiers de la batterie, dimensionnés pour le courant crête, pour permettre la déconnexion de chacune des bornes (positive et négative) en cas d'impact, de mauvaise connexion ou de surélévation de la température (cf. Figure 5.1). La carte de gestion interne des batteries a toujours priorité sur les commandes provenant du contrôleur central.
- Un coupe-feu du système d'allumage ou un étrangleur sur la pompe à injection qui devrait être activé sur la génératrice dans ces mêmes conditions (impact détecté, mauvaise connexion de la batterie au bus CC ou température du système de stockage anormalement élevée).
- La tension de la batterie devrait être divisée par modules de plus faibles tensions, idéalement toutes équivalentes. La batterie utilise donc des contacteurs au milieu du module (« mid-pack contactor(s) »), en plus de ceux placés aux extrémités positives et négatives.
- Une résistance de précharge intégrée à la conception de la ou des batterie(s) qui limite le courant de démarrage et permet de détecter les fautes d'isolations ou les

déséquilibres de tension avant d'accepter le transfert de grandes puissances (cf. Figure 5.1).

- Un bouton d'arrêt d'urgence implanté sur le prototype devrait avoir la même fonction que l'accéléromètre à trois axes (« crash sensor »). Si plusieurs blocs batteries sont placés en parallèle, leur interconnexion, via les contacteurs internes, ne peut être tolérée si les tensions ne sont pas semblables. Seule la batterie dont la tension est la plus élevée sera branchée en mode de traction alors que le véhicule en recharge connectera seulement le plus faible module sur le bus CC.
- L'alimentation à basse tension ne possède, pour sa part, que des fusibles pour protéger le matériel et des relais évitant le drainage de la batterie auxiliaire à l'arrêt.

La Figure 5.1 constitue un aide-mémoire sur les principaux dispositifs de sécurité à considérer dans la conception d'une batterie, soit les contacteurs, la gestion des limites thermiques et le capteur de présence intégré au connecteur de puissance. Le dispositif de précharge, comprenant une branche auxiliaire composée d'un contacteur secondaire et d'une résistance qui limite le courant de démarrage, est implanté dans chacune des batteries. Cette résistance doit pouvoir être dimensionnée pour résister à la puissance de démarrage en cas de court-circuit. Si un courant « I_{bat} » est lu par le système de gestion de batterie (BMS), le contacteur de la borne positive, ne comportant pas de résistance, ne sera pas enclenché. Normalement, si le système de stockage comprend plusieurs batteries branchées en parallèle, celles-ci doivent communiquer leur tension à une carte de gestion principale (« master BMS ») qui assurera l'équilibre des tensions de chacune des batteries avant leur connexion au bus CC. Enfin, un fusible (ou disjoncteur) doit toujours être placé sur chacune des charges reliées au bus CC.

Une note importante doit être apportée à l'effet que l'instrumentation du courant de précharge doit avoir une plage de lecture permettant de distinguer un bruit d'un courant de court-circuit ou un courant de faute. Un capteur de courant dédié peut être prévu ou une résistance de précharge plus faible et plus puissante pour assurer ce discernement.

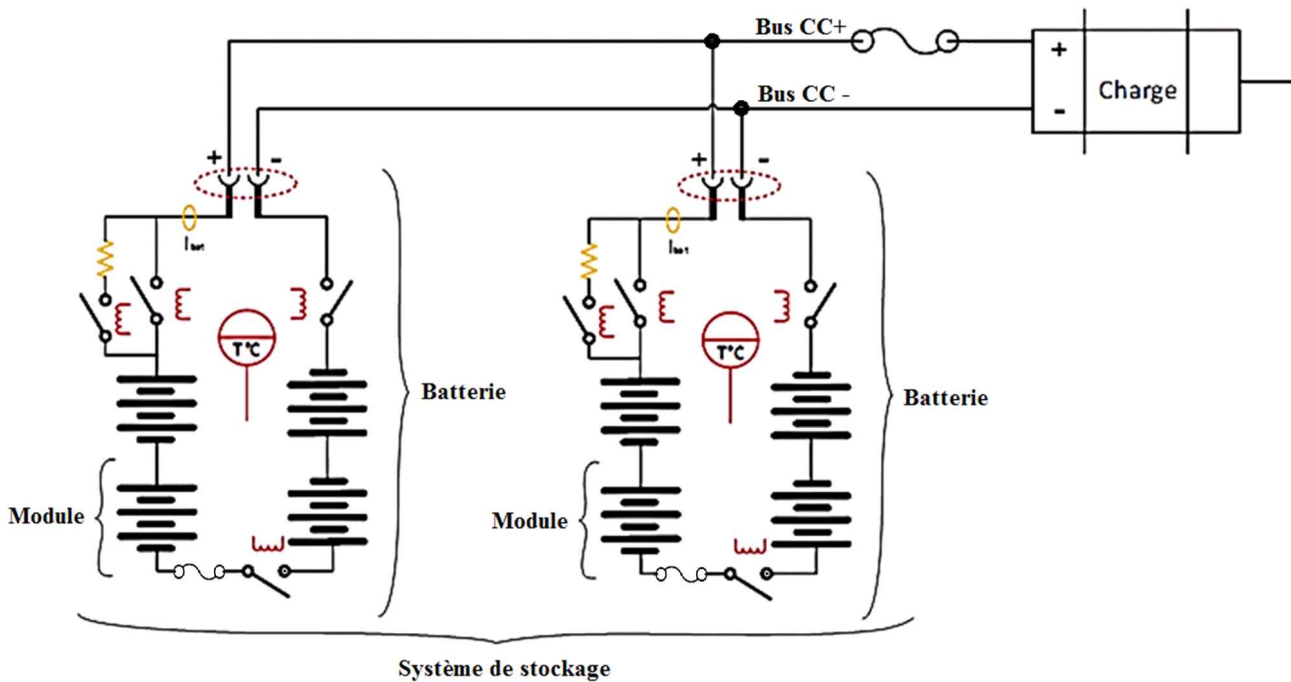


Figure 5.1 : Dispositifs de sécurité de base d'un système de stockage à haute tension

5.5.2 Principe général de gestion des fautes

La gestion des fautes du système de traction doit considérer à la fois les risques associés aux problèmes du système et à ceux que peuvent occasionner les actions prises pour isoler la faute ou y mettre un terme. En effet, certaines réactions du système, suite à la détection d'une ou plusieurs fautes, pourraient avoir un impact beaucoup plus grave sur la sécurité de l'utilisateur que la faute elle-même. Les sections qui suivent ont pour objectif de dresser les bonnes actions à prendre sous différentes conditions du système.

5.5.3 Faute d'isolation galvanique

Conditions de détection de la faute

Le contact avec le bus CC demeure l'élément le plus dangereux dans l'exercice de maintenance du véhicule et de ses composants. Pour limiter les risques, une carte de détection de l'impédance entre la masse du châssis et les bornes du bus CC est utilisée pour relever constamment l'état de l'isolation. Si une faute d'isolation est détectée durant 5 secondes, le système de sécurité reçoit une alarme. En soi, la faute d'isolation n'expose pas de danger direct, mais elle représente une barrière de moins contre l'électrocution.

Avec la conception du chargeur présenté à la Figure 5.7, sans isolation galvanique, l'erreur apparaîtrait pour une charge sous un courant alternatif puisque le connecteur de charge SAE-J1772 comporte une broche de masse à laquelle est branché le châssis du véhicule. La connexion du chargeur à la borne de recharge, dans le cas d'une faute réelle, est extrêmement dangereuse puisqu'elle créera un courant de court-circuit aussitôt la borne énergisée. La Figure 5.2 démontre la nécessité de la conception d'un chargeur isolé (« flyback ») pour éviter les dangers de court-circuit liés aux problèmes d'isolation.

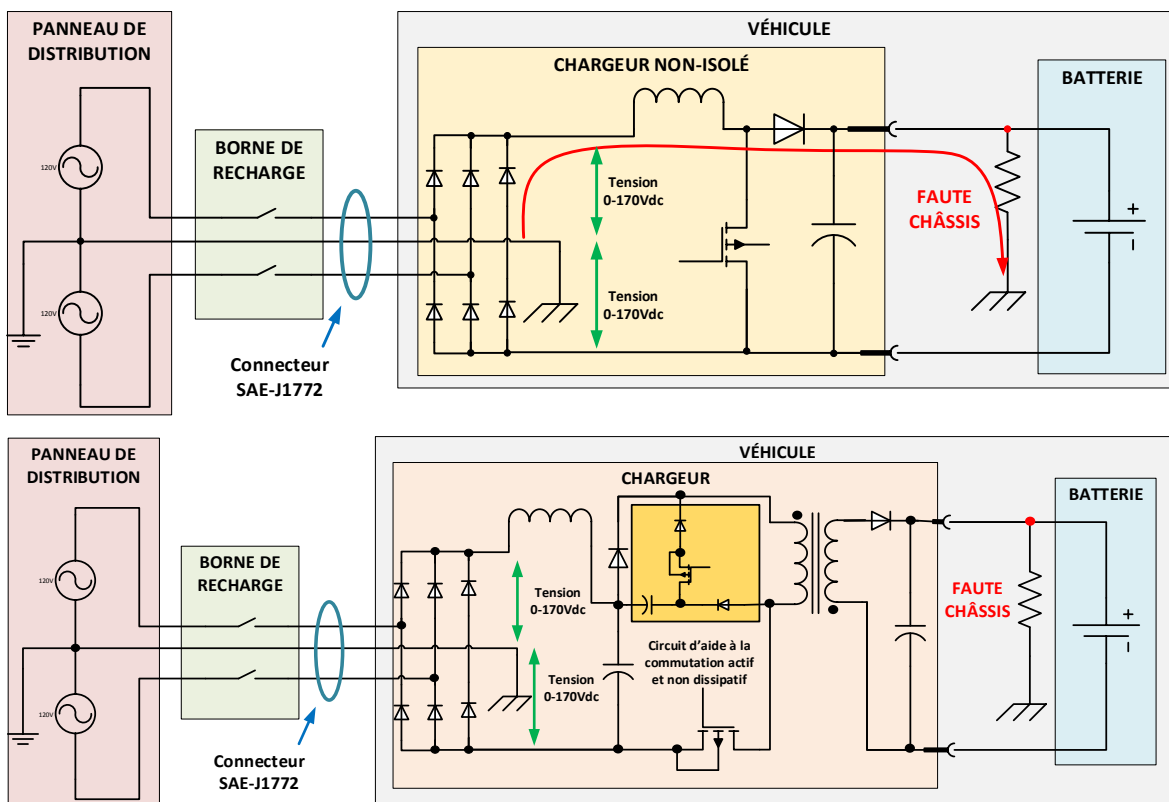


Figure 5.2 : Versions non isolée et isolée du chargeur à haute puissance

Risque de dégradation

L'apparition de l'erreur doit être affichée à l'utilisateur aussitôt qu'elle est détectée. Par contre, elle doit être traitée différemment si le véhicule est en service ou s'il est stationné. En effet, bien que dans les conditions de fonctionnement cette erreur signifie qu'un contact franc s'est produit entre un câble de puissance et le châssis du véhicule, la seconde borne n'est pas nécessairement accessible. Par contre, si la faute se prolonge, les

risques de court-circuit ou d'électrocution sont bien réels. Ainsi, les risques encourus augmentent à mesure que les vibrations du véhicule désagrègent l'état du câblage.

Actions conditionnelles

Il est question de maintenir le véhicule en fonction le plus longtemps possible considérant le danger que peut représenter l'immobilisation complète sur la voie publique ou dans un lieu inaccessible. Un compte à rebours devrait se mettre en fonction aussitôt que la faute est détectée dont la durée est suffisante pour que le véhicule puisse quitter une voie achalandée et soit en mesure d'emprunter une voie de desserte. Pour inciter l'utilisateur à conduire le véhicule à un lieu de maintenance, le « mode tortue » devrait être engagé après quelques minutes. Le « mode tortue » est couramment employé pour les véhicules électriques lorsque la batterie est très faible pour permettre d'augmenter son autonomie en diminuant sa vitesse et sa limitation en puissance. Si le véhicule s'immobilise ou réduit sa vitesse sous la barre des 50 km/h, le « mode tortue », limitant le véhicule à cette vitesse de référence, est aussitôt engagé jusqu'à ce que l'erreur disparaisse. La recharge du véhicule n'est pas possible si une faute d'isolation apparaît.

5.5.4 Faute liée à l'ouverture des boîtiers

Conditions de détection de la faute

Les couvercles des boîtiers contenant les éléments de puissance du système de traction sont normalement boulonnés. Les boîtiers de prototypage produit dans le cadre du projet ont pour leur part des loquets de plastique permettant leur ouverture s'ils ne sont pas cadenassés. Un détecteur d'ouverture de boîtier devrait être implanté dans chaque boîtier qui est traversé par de la haute tension. Ces capteurs devraient agir au même titre que les capteurs de proximité des connecteurs de puissance.

Risque de dégradation

Le danger lié à l'énergisation des éléments du bus CC lorsque les boîtiers sont ouverts est important. Même avec l'isolation entre le châssis et les bornes de la batterie effective, le système ne devrait pas pouvoir être mis sous tension (contacteurs des modules de batterie activés) si un boîtier traversé par les conducteurs positif et négatif est ouvert. Si

le système comporte des boîtiers de distribution distincts pour les bornes positive et négative du bus CC, le système ne devrait pas rester sous tension si les deux boîtiers sont ouverts en même temps ou que l'isolation du système est rompue.

5.5.5 Faute liée à un impact (collision)

Conditions de détection de la faute

Les chocs violents subits par le véhicule ont des seuils différents dépendamment de l'axe sur lequel on se situe. Les seuils d'accélération latérale et longitudinale doivent être moins permissifs que celui donnant les impulsions verticales liées aux sauts du véhicule.

Actions conditionnelles

Une importante calibration doit être faite sur la carte de détection des chocs, composée essentiellement d'un accéléromètre à trois axes, avant sa mise en service puisqu'elle agira sur la commande d'interruption de courant. Cette commande est envoyée au contrôleur chargé de la sécurité du système qui pilotera les contacteurs prévus pour l'interruption des afflux en puissance. En cas de panne de la tension des instruments à bord, les contacteurs d'affluence de l'énergie sur le bus CC sont normalement ouverts.

5.6 ANALYSE ET GESTION DES FAUTES MATÉRIELLES

Les différentes fautes sur les éléments de puissance peuvent être détectées de façon logicielle ou par l'instrumentation de certains phénomènes. Les fautes principales et les actions à poser selon différents scénarios sont traitées dans cette section.

5.6.1 Surcharge en courant sur le chargeur

Un disjoncteur est branché en série avec le contacteur triphasé à l'entrée du chargeur. Un témoin de position du disjoncteur permet de relever l'erreur de surcharge en courant sur cette alimentation. La réactivation du disjoncteur mécanique suite à une faute en surcharge doit normalement être faite manuellement. Dans ces conditions, le bouton de réinitialisation du chargeur doit être facilement accessible.

5.6.2 Élévation de la température dans le système

Plusieurs composants sont à risque de surchauffer s'ils rencontrent un problème de refroidissement, de surcharge en puissance ou de bris d'isolation. L'ensemble des dispositifs d'électronique de puissance utilise soit des modules intelligents (transistors) qui communiquent directement un code d'erreur en température ou des thermistances. Les machines électriques, les bobines du chargeur et les modules de batterie(s) comportent pour leur part des thermocouples. Les seuils de températures anormales et critiques ne sont évidemment pas les mêmes pour chacun de ces composants avant de relever une faute. Les paragraphes suivants définissent les groupes d'erreur en température et les actions suggérées pour limiter les risques de bris du matériel.

Une note importante doit être considérée à l'égard d'une faute d'isolation combinée à une élévation de température sur les machines électriques. La fragilité de l'isolation du bobinage des machines combinée aux contraintes de vibration pourrait être à l'origine de cette chute d'isolation entre le châssis et une des phases. Il n'est donc pas toléré de faire fonctionner une machine au dessus des températures nominales (80°C dans l'entrefer) lorsqu'un bris d'isolation est détecté, et ce même en « mode tortue ». Les sections 4.6.4.1 et 4.6.4.2 illustrent comment peuvent s'intégrer la gestion des fautes sur les moteurs de traction à l'égard de leur limitation thermique en intervenant directement dans leur loi de commande.

Températures anormalement élevées

Lorsque la température est anormalement élevée dans le système, un voyant constitué de pictogrammes dédiés pour chaque section à problème devrait être affiché sur le tableau de bord. Tel que discuté dans la section 4.6.4, des limitations de performances sont également prévues pour la machine de traction lorsque ces niveaux de température sont atteints. Les limites de températures suggérées pour définir un comportement irrégulier ou une sollicitation anormale sont:

- 100°C pour l'entrefer des moteurs (dimensionnement sécuritaire des aimants autour de 120°C);
- 150°C pour le cuivre du bobinage des moteurs;

- 55°C pour la batterie;
- 100°C pour les convertisseurs statiques.

Températures critiques

L'atteinte d'un des seuils de températures critiques doit faire clignoter les pictogrammes attitrés aux différentes sections à problème. À ce stade, le système ne doit plus tolérer aucune crête de couple sur les machines de traction, ni les pointes de puissance sur le bus CC. Un couple modéré permettra de protéger les aimants permanents d'une démagnétisation. Un « mode tortue » devrait ainsi être activé jusqu'au rétablissement des températures sous le seuil critique. Les limites de température suggérées pour définir l'atteinte d'un état critique du système sont :

- 120°C pour l'entrefer des moteurs (risque élevé de démagnétisation des aimants à 150°C);
- 175°C pour le cuivre du bobinage des moteurs (la température du vernis est limitée à 200°C);
- 65°C pour la batterie;
- 125°C pour les convertisseurs statiques.

Le système qui est réinitialisé et dont les températures sont au-dessus des températures dites critiques n'est pas autorisé à fermer ses contacteurs de puissance.

Températures d'arrêt du système

Enfin, certaines limites de température sont suggérées pour définir le seuil où une demande d'arrêt complet du système est requise. Dépendamment de la précision de la mesure des thermistances et des thermocouples, ces températures pourraient être revues à la baisse. Lors d'un arrêt du système, les accessoires sont maintenus en fonction pour assurer l'acheminement du liquide caloporteur dans les systèmes de refroidissement et l'instrumentation des différents sous-systèmes. Les limites de températures suggérées pour l'arrêt du système sont :

- 145°C pour l'entrefer des moteurs (la température des aimants est limitée à 150°C);

- 185°C pour le cuivre du bobinage des moteurs (la température du vernis est limitée à 200°C);
- 70°C pour la batterie;
- 150°C pour les convertisseurs statiques (la jonction des transistors est limitée à 175°C).

5.6.3 Autres considérations dans la définition de l'état du système

Plusieurs éléments doivent également être pris en considération pour la gestion du système de traction hybride. Le seuil de charge de la batterie apparaît comme un premier élément déterminant pour le système. La température de cette batterie devrait aussi être considérée si des systèmes de chauffage sont prévus pour les conditions hivernales. La température du moteur à combustion définit également s'il est appelé à faire un démarrage à froid, ce qui demande particulièrement d'énergie dans le cas d'un moteur diesel. Le système antipollution a également besoin d'une certaine température pour être performant, ce qui joue essentiellement sur les cycles d'arrêts et de départs par temps froid.

5.6.4 Conditions de mise en route et gestion thermique

Lors de la réinitialisation du système de traction, l'état de l'ensemble des composants est défini en fonction de différents paramètres. Une attention est particulièrement portée sur l'isolation du châssis du véhicule, l'état de charge de la batterie, les températures des composants de puissance et la connexion des capteurs de proximité (continuité des connexions des éléments de puissance et boîtiers fermés). Si les températures des composants de puissance sont sous les seuils critiques, que la boucle des connexions et des boîtiers est fermée et que l'isolation du châssis est correcte, les contacteurs principaux peuvent être fermés. La séquence de démarrage du système utilise d'abord les contacts de préchargement sur la borne positive de la batterie avant de connecter la borne directement sur le bus CC. La connexion est ainsi séquencée une batterie à la fois si le système de stockage possède plus d'une batterie.

Si une faute d'isolation est présente, il s'avère impossible d'utiliser le chargeur de type non isolé avec une borne de recharge externe. Le système peut tout de même mettre sa génératrice en marche pour assurer la recharge de la batterie.

Les conditions de démarrage systématique de la génératrice sont définies par un seuil de charge de la batterie sous la barre des 12% ou si la température de celle-ci se trouve sous la barre des -15°C et que le mode électrique n'est pas activé. Dans ces conditions, le moteur à combustion est respectivement utilisé pour charger les batteries ou pour augmenter la température du fluide caloporteur dans le circuit de refroidissement, à la fois par sa propre culasse et par le biais du dissipateur thermique. Le seuil de charge de la batterie établit la condition principale de l'état du système dans l'algorithme de gestion de la génératrice proposé à la section 5.7.3.

Une proposition de circuit de refroidissement pour le véhicule étudié est présentée à la Figure 5.3. Les onduleurs et les moteurs ainsi que l'alternateur et le convertisseur statique (chargeur-dissipateurs) possèdent un système de refroidissement constituant le premier stage en température. Le circuit est partagé en cinq branches parallèles provenant de la pompe. Les dispositifs d'électronique de puissance sont placés en série avec les machines électriques. L'afflux de l'ensemble de ces sous-circuits passe ensuite dans le moteur à combustion. Ce dernier, en se refroidissant, augmente davantage la température du fluide caloporteur. Enfin, la chaleur du dissipateur thermique est extirpée par le fluide caloporteur.

D'un autre côté, le circuit secondaire, utilisé pour la gestion thermique de la batterie et celle de l'habitacle, dirige la température désirée du fluide caloporteur dans l'habitacle. Un jeu de restrictions sur la ligne principale et de distributeurs hydrauliques alimentés de part et d'autre de ces restrictions est donc prévu pour assurer l'échange thermique adéquate entre la boucle principale et la boucle secondaire en fonction de la température du système de refroidissement principal et celle de l'habitacle. Tel que le montre la Figure 5.3, la position « 1 » de la restriction sur la ligne et celle des distributeurs hydrauliques correspond donc à une affluence de chaleur dans la boucle secondaire (en rose) alors que la position « 2 » correspond à un refroidissement de cette boucle. L'échange dans la batterie devrait se faire via un ventilateur thermostatique pour réguler la température interne des modules à

partir de l'affluence ou la dissipation de chaleur offerte par le fluide caloporteur de la boucle principale.

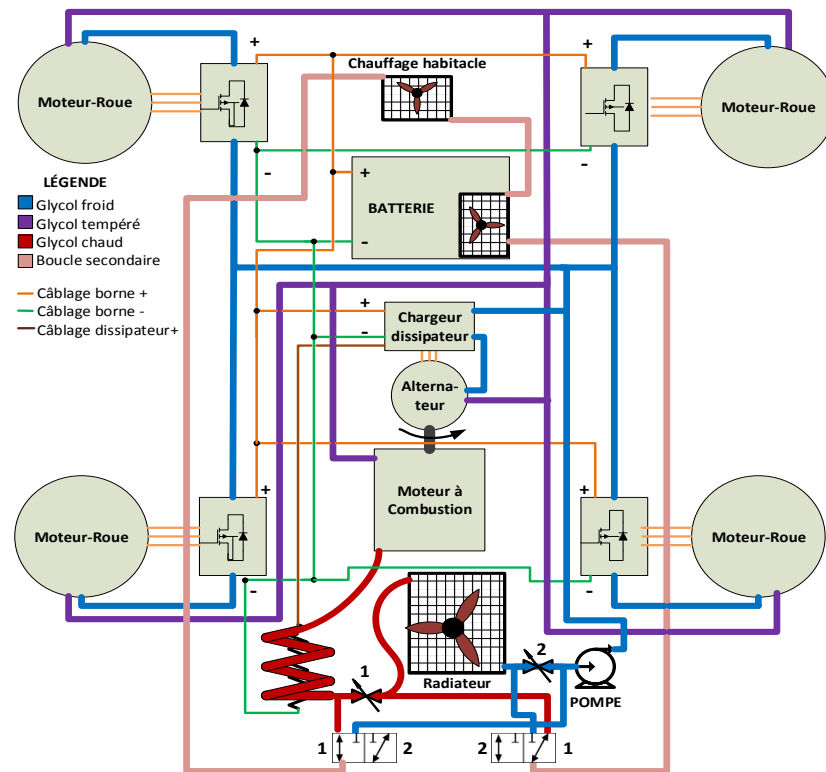


Figure 5.3 :Schéma du circuit hydraulique de refroidissement du véhicule

5.6.5 Diagnostic du système de traction par des modèles

Certains problèmes sur le groupe motopropulseur peuvent être détectés par le comportement anormal des contrôleurs de courant ou de tension. En effet, les valeurs stockées dans les intégrateurs fournissent un indice important sur la divergence des paramètres réels des machines par rapport au modèle basé sur les caractéristiques théoriques. Les erreurs statiques importantes peuvent ainsi signifier une détérioration permanente de la machine. D'un autre côté, des erreurs dynamiques importantes peuvent signifier un déséquilibre des phases lié à un court-circuit dans le bobinage, une mauvaise fixation d'un encodeur ou un problème avec un bras d'onduleur.

Enfin, le rendement instantané de la machine peut être calculé en utilisant la puissance électrique consommée et celle calculée à partir du couple théorique et de la vitesse angulaire. Si les rendements des différents points d'opération sont implantés dans une table de valeur, il sera possible d'observer si la machine s'éloigne beaucoup trop des rendements prévus pour détecter un problème qui causera tôt ou tard un échauffement. Le même principe peut être appliqué sur la puissance consommée par l'onduleur et celle fournie à la machine. Ces deux situations permettent de décrire avec plus de précision un événement diagnostiqué tel qu'expliqué par le paragraphe précédent.

5.6.6 Procédures en cas de fautes

5.6.6.1 Introduction au concept de priorités

Le contrôleur central gérant la sécurité doit être informé des diagnostics des contrôleurs en plus des problèmes de sécurité de base. Un arbre de priorité doit être défini pour établir la gravité de la faute en considérant également l'état du système. Les actions à poser sont ensuite déterminées. La liste suivante établit les priorités sur les différentes erreurs pouvant être rencontrées et diagnostiquées :

Erreurs prioritaires → Arrêt du système complet si on rencontre :

- Un choc violent causé par un impact important;
- Un boîtier ouvert ou une interconnexion des câbles rompue;
- Une température d'arrêt du système;
- L'activation du bouton d'arrêt d'urgence.

Erreurs secondaires → Isolation du secteur à problème si on rencontre :

- Un problème d'isolation au châssis et un courant de masse du chargeur;
- Un problème d'isolation au châssis et un moteur à température anormale;
- Une surconsommation des éléments de traction (chute de rendement) et une température critique.

Erreurs tertiaires → Lancement du mode tortue, pour entretien s'il advient :

- Un problème d'isolation au châssis durant plus de 5 minutes;
- Un problème d'isolation au châssis et que la vitesse diminue sous 40 km/h;
- Température anormale sur un secteur isolé;
- Température critique sur un ou plusieurs composants;

- Seuil de charge faible sur la batterie et génératrice en problème ou sans carburant.

5.6.6.2 Cas des erreurs prioritaires

L'arrêt du système prévoit une coupure de l'alimentation séquencée par l'arrêt du contacteur triphasé à l'entrée du chargeur, la coupure des contacteurs des modules de batterie et l'activation du dissipateur thermique. Ce dernier présente un intérêt important pour freiner le véhicule d'urgence et limiter les surtensions sur le bus CC. Le dimensionnement des machines électriques doit par contre être étudié pour que le courant de freinage (sur la résistance du dissipateur) à vitesse maximale ne cause pas de risque de démagnétisation. Sinon, les dispositifs d'isolation par secteur, discutés au prochain paragraphe, doivent être débrayés pour laisser le véhicule s'arrêter de lui-même. Une faute prioritaire nécessite généralement un remorquage.

5.6.6.3 Cas des erreurs secondaires

L'isolation d'un secteur à problème requiert des sectionneurs pour chaque groupe de traction. Il peut être avantageux à cet égard d'avoir des sectionneurs divisant le groupe motopropulseur en deux sous-groupes, soit à l'avant et à l'arrière du véhicule pour minimiser les coûts. Si le chargeur est à problème, l'isolation se fait par le biais du contacteur triphasé. L'autonomie du véhicule sera alors à surveiller. Une faute secondaire requiert une maintenance, mais le véhicule pourra généralement se rendre sans remorquage au lieu d'entretien.

5.6.6.4 Cas des erreurs tertiaires

Un secteur déjà isolé du système dont la température dépasse le dimensionnement nominal déclenchera le mode tortue. Lorsque le mode tortue est activé, il y a limitation à la fois du couple des machines de traction (à 50% de leur capacité nominale par exemple) et de la vitesse du véhicule (à 40 km/h par exemple).

5.6.7 Dissipateur thermique

Le dissipateur thermique (convertisseur statique et élément chauffant) agit comme un élément de sécurité sur plusieurs aspects. Tout d'abord, en fonctionnement normal, il assure un freinage régénératif sans égard à l'état de charge de la batterie, ce qui stabilise le comportement du véhicule. Dans un deuxième temps, le dissipateur thermique agit littéralement comme un frein si la vitesse du véhicule s'emballe au-delà de la vitesse correspondante à la tension permise par l'alimentation. Dans ces deux cas, le dissipateur thermique protège la batterie contre les surintensités. Dans le cas d'un freinage régénératif trop agressif pour la capacité de la batterie, le dissipateur protège également contre les pointes de courants acheminées au système de stockage. Refroidi avec du glycol, l'élément chauffant peut littéralement être utilisé pour réchauffer l'habitacle ou préchauffer le système de stockage (batteries) en saison froide tel que présenté dans la section 5.6.4. Enfin, le dissipateur thermique agit comme un élément de drainage des capacités résiduelles qui sont situées à l'entrée des convertisseurs statiques et à la sortie du chargeur.

À cet effet, pour augmenter la sécurité des travaux de maintenance sur le bus CC, les capacités recommandées pour l'ensemble du système sont de type polypropylène. Leur grande durabilité, la grandeur des tensions de dimensionnement disponibles, leur fonctionnement non polarisé et leur extrême faible inductance parasite sont les principales caractéristiques de ces capacités qui permettent de supporter d'importantes variations de tension. Ainsi, les capacités de polypropylène permettent de réduire le dimensionnement (capacitance) des filtres et celui des capacités mis à proximité des transistors pour l'aide à la commutation « *snubber* ». Elles sont donc plus faciles et rapides à drainer avant d'effectuer une intervention sur le bus CC.

Théorie du dimensionnement

Le dimensionnement électrique et mécanique du dissipateur thermique a été présenté dans la section 2.10.6. La méthode d'asservissement de son convertisseur statique (hacheur dévolteur) comprend pour sa part deux modes de régulation, soit en tension et en courant. La stratégie de contrôle [64], qui utilise une boucle de régulation en pseudo-cascade

adaptée pour l'application du dissipateur [29], est illustrée à la Figure 5.4. La convention est choisie pour que le courant de recharge de la batterie, par exemple lors d'un freinage régénératif, soit négatif. À l'inverse, un courant de décharge, utilisé par exemple pour alimenter les moteurs de traction lors d'une accélération, est considéré positif.

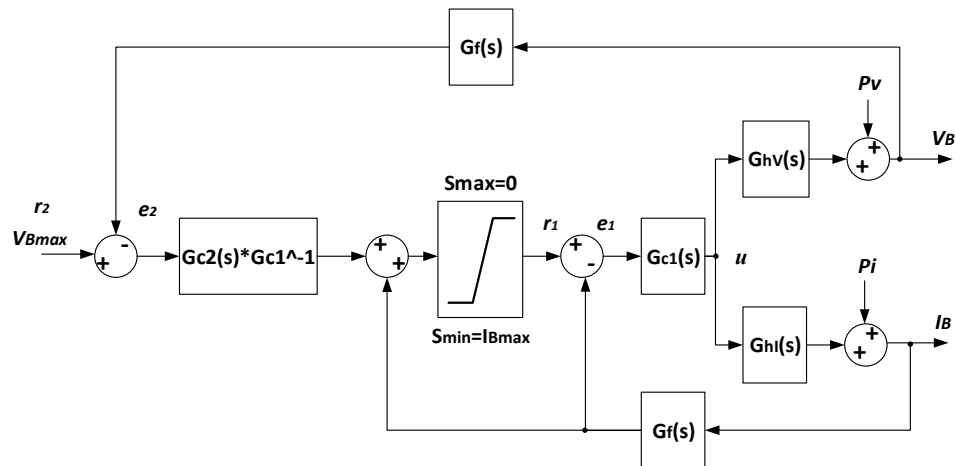


Figure 5.4 : Structure en pseudo-cascade des boucles de contrôle du dissipateur

Les fonctions de transfert « $Gf(s)$ » représentent celles des filtres analogiques, semblables à ceux donnés en 4.7.2 par l'équation (Éq.4-38) (de type Butterworth), qui sont ici implantés sur les mesures de tension et de courant de la batterie. Ces deux éléments contrôlés reçoivent des perturbations en tension et en courant, respectivement « Pv » et « Pi », depuis les autres éléments du système tels que les moteurs et le chargeur. Un contrôleur dédié pour chaque boucle d'asservissement, soit de tension et courant, respectivement « $Gc2(s)$ » et « $Gc1(s)$ », est prévu pour réguler l'une ou l'autre de ces variables. Les fonctions de transfert liées aux effets du dissipateur sur la tension et le courant du bus CC sont respectivement « $GhV(s)$ » et « $GhI(s)$ ». Le gain sera négatif quant à l'influence du hacheur sur la tension, tel que présenté à l'équation (Éq.5-2), et positif sur le courant selon la convention établie précédemment, tel que présenté à l'équation (Éq.5-1). Ces fonctions de transfert décrivant le procédé non linéaire autour d'un point d'opération, en négligeant l'inductance de la charge de dissipation, sont définies par [29] :

$$G_{HI}(s) = \frac{\Delta I_B(s)}{\Delta D(s)} = 2 \cdot E \cdot \frac{\bar{D}}{R_d} \quad (\text{Éq.5-1})$$

$$G_{HV}(s) = \frac{\Delta V_B(s)}{\Delta D(s)} \approx -2 \cdot R_B \cdot E \cdot \frac{\bar{D}}{R_d} \quad (\text{Éq.5-2})$$

Où :

- \bar{D} est le rapport cyclique moyen établissant le point d'opération;
- ΔD est la variation du rapport cyclique;
- ΔI_B est la variation du courant de la batterie;
- ΔV_B est la variation de tension de la batterie;
- R_B est la résistance de la batterie;
- R_d est la résistance de charge du dissipateur;
- E est la tension à vide nominale de la batterie.

Ces fonctions de transfert linéarités ont uniquement pour objectif de dimensionner les contrôleurs dont les fonctions de transfert sont données par [29]:

$$G_{c1}(s) = \frac{u(s)}{e_1(s)} = \frac{n_1 \cdot K_{c1} (1+m \cdot T_i \cdot s)}{m \cdot T_i \cdot s} \quad (\text{Éq.5-3})$$

$$G_{c2}(s) = \frac{u(s)}{e_2(s)} = \frac{n_2 \cdot K_{c2} (1+m \cdot T_i \cdot s)}{m \cdot T_i \cdot s} \quad (\text{Éq.5-4})$$

Avec n_1, n_2 et m sont des paramètres de réglage pour accélérer la dynamique. Les paramètres de ces deux contrôleurs sont définis comme suit :

$$K_{c1} = \frac{R_d}{2 \cdot E \cdot \bar{D}} \quad (\text{Éq.5-5})$$

$$K_{c2} = \frac{-R_d}{2 \cdot R_B \cdot E \cdot \bar{D}} \quad (\text{Éq.5-6})$$

Principe de fonctionnement

La saturation de la boucle de régulation en pseudo-cascade illustrée à la Figure 5.4 ne fait apparaître que les courants excédant la marge acceptable dans la batterie soit la valeur devant être dissipée pour limiter la tension. Ainsi, la boucle de régulation en tension a priorité sur le courant jusqu'à ce que le courant excède la plage acceptable. La commande en courant de recharge maximale est définie par la densité de puissance de la chimie choisie. Une table de valeurs considérant la température peut être implantée pour définir le seuil de saturation du courant de recharge sans intervention du dissipateur. La figure suivante illustre un exemple de dégradation des performances relatives à la valeur crête de puissance de recharge d'une batterie en fonction de la température. Dans le cas illustré, la valeur de courant de saturation implantée dans l'algorithme sera maximale entre 12 et

28°C. L'exemple d'utilisation illustré vise la durabilité des cellules puisqu'en vérité, les performances d'une batterie s'améliorent lorsqu'elle s'échauffe, mais ses cellules se dégradent beaucoup plus rapidement. Le courant de saturation peut s'écrire comme suit :

$$I_{B_{max}} = \text{Capacité}_{max} \cdot \hat{I}_{B_{nom}} \text{ (en A)} \quad (\text{Éq.5-7})$$

Où :

Capacité_{max} est le facteur établi par la table de valeurs illustrée par la Figure 5.5;

$\hat{I}_{B_{nom}}$ est le courant maximal pouvant être débité par la batterie (à 20°C).

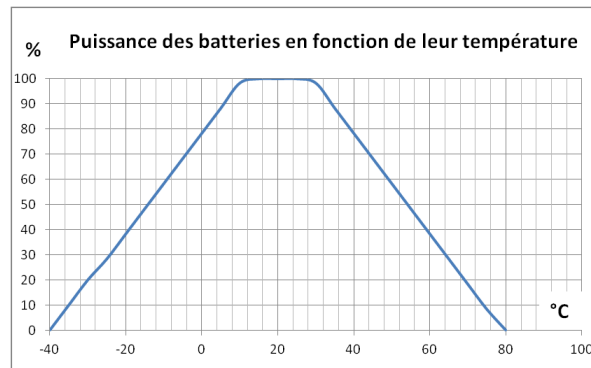


Figure 5.5 : Dégradation des performances d'une batterie en fonction de la température.

Le contrôle de la température de la batterie à partir du même circuit hydraulique que l'habitacle du véhicule, tel que présenté à la section 5.6.4, trouve tout son sens par la correspondance de la plage optimale de travail recommandée pour la batterie et celle assurant le confort des occupants du véhicule.

Essais en laboratoire

Les résultats préliminaires de l'asservissement du dissipateur thermique, basés sur des essais en laboratoire, sont présentés par la Figure 5.6 [29]. La batterie a été matérialisée par une machine tournante à courant continu (CC) alors que le moteur en fonctionnement générateur a été matérialisé par une source d'alimentation variable CC. L'échelon de courant de recharge est imposé par un commutateur mécanique qui introduit spontanément de la puissance dans le système.

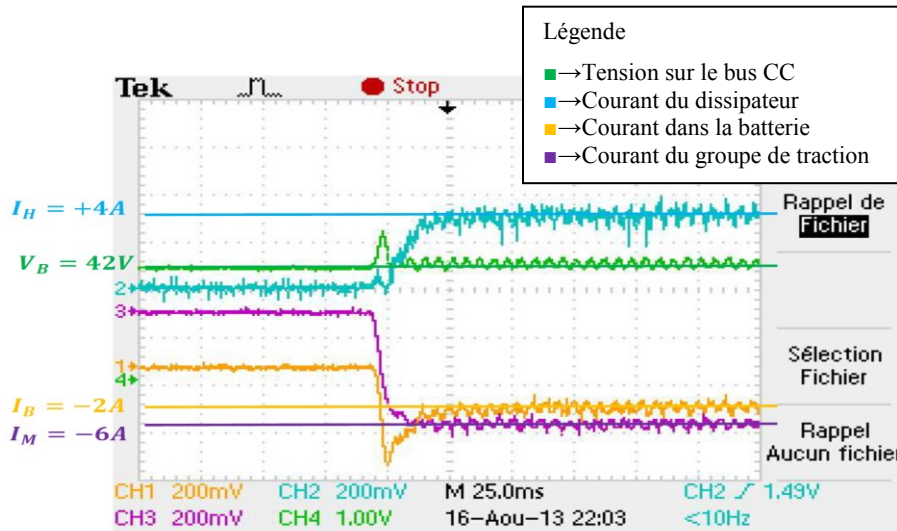


Figure 5.6 : Résultats d'essai en laboratoire sur la gestion du dissipateur [29]

La figure précédente montre le cas d'un asservissement du courant de recharge de la batterie à 2 A. Le reste du courant est dissipé dans le hacheur dévolteur sur une résistance chauffante (dissipateur thermique). La tension de la batterie n'est pas asservie, mais le courant injecté et la résistance de dissipation sont tous deux trop faibles pour percevoir une variation importante autour du point d'opération. Les temps de régulation ne dépassent pas les 10 ms.

5.7 CONCEPTION ET CONTRÔLE DES DISPOSITIFS DE COGÉNÉRATION

5.7.1 Chargeur de batterie

Le chargeur de batterie est un pur hacheur survolteur à absorption sinusoïdale utilisé pour rehausser la tension d'entrée jusqu'à celle sélectionnée dans la section 2.10.6 (tension de batterie de 960V). Un capteur de tension établit la forme de tension redressée alors qu'un capteur de courant de type "shunt" est utilisé pour recopier cette forme dans une plage de tolérance qui définit la bande d'un comparateur à hystérésis. Ce comparateur est à l'origine de la création des signaux MLI sur le transistor de puissance du hacheur survolteur. Le schéma du chargeur considéré pour les simulations correspond à la version non isolée présentée à la Figure 5.2 [23]. Une topologie de convertisseur universel pour assurer la gestion du bus CC est aussi suggérée dans un article de conférence publié en octobre 2015 [30].

Le choix d'une haute tension de batterie, supérieure aux 500 V pouvant être fournis par les bornes de recharge rapide standard « SAE-J1772 » Combo ou « JEVS G105-1993 CHAdEMO », implique une conception de chargeur embarqué de grande puissance pour assurer la recharge rapide. Ces standards permettent généralement une recharge jusqu'à 80% de la batterie. Les bornes de recharge usuelles fournissent une puissance de 50 kW, souvent limitée par la tarification en vigueur. Ainsi, le temps de fréquentation maximale d'une borne de recharge rapide pour la dimension de batterie définie au Tableau 2.2 (9,8 kWh) serait de l'ordre de 9.5 minutes.

De plus, le chargeur est également utilisé pour coupler la génératrice embarquée afin de minimiser le nombre de convertisseurs statique. Ainsi, il doit être en mesure de transmettre la puissance continue maximale équivalente à la puissance de sortie du groupe électrogène donnée au Tableau 2.14.

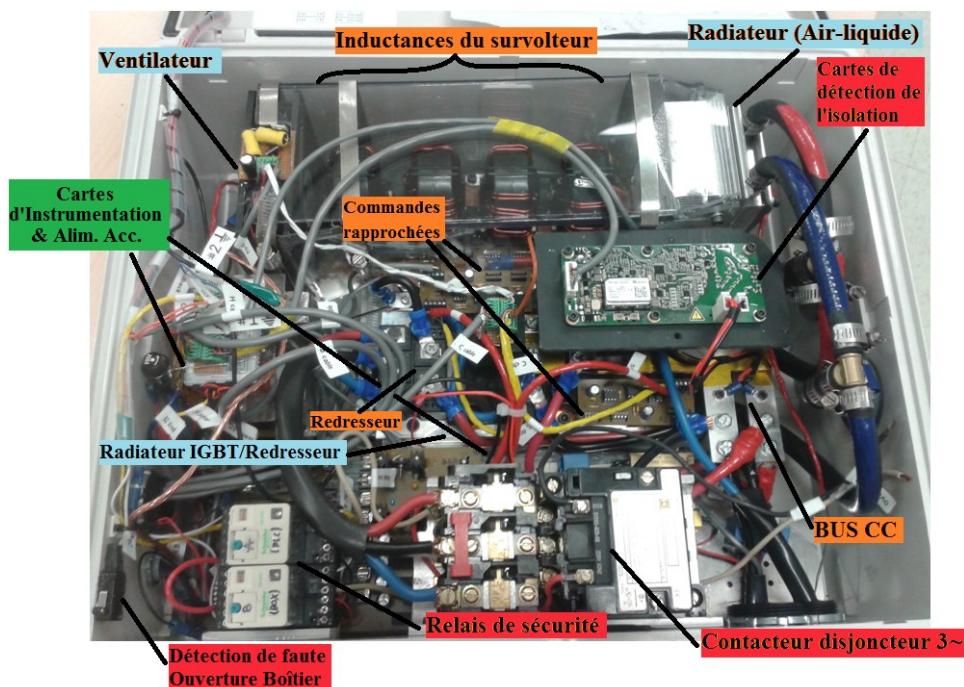


Figure 5.7 : Aperçu de différentes sections du prototype de chargeur-dissipateur

Note : Le schéma de chargeur considéré n'a pas d'isolation galvanique requise pour isoler la référence de tension de la batterie et celle de l'alimentation triphasée. Ainsi le potentiel du châssis du véhicule se retrouve naturellement dans une position médiane par rapport à la tension de la batterie lorsque le véhicule est branché à une borne fournissant du courant alternatif.

Pour minimiser l'espace et regrouper les éléments de puissance, la Figure 5.7 montre une conception qui intègre un chargeur et un dissipateur dans le même boîtier. La puissance de recharge est pour sa part limitée par la section des conducteurs des inductances et la tension du contacteur triphasé et son courant nominal.

Le contacteur utilisé à l'entrée du chargeur comporte un disjoncteur qui limite la puissance de ce prototype, mais les inductances devrait supporter un courant de saturation à 100 A. Ainsi, la limite en puissance pour une alimentation par une borne de recharge rapide serait de 50 kW.

Le principe de fonctionnement, basé sur un comparateur hystérésis de courant, utilise une enveloppe variable en fonction de l'amplitude pour limiter la fréquence de commutation [23]. La figure suivante présente des résultats de simulation du courant dans l'inductance du survolteur pour une entrée triphasée. La bande variable démontre clairement la possibilité de limiter de la fréquence de commutation.

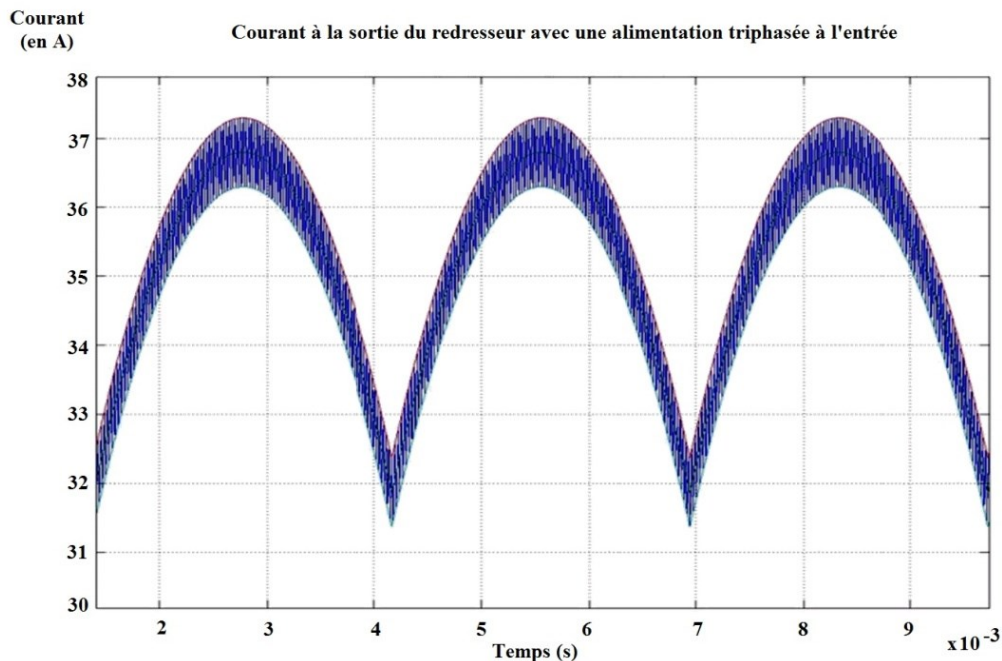


Figure 5.8 : Enveloppe variable du comparateur à hystérésis du chargeur [23]

La tension moyenne à la sortie du redresseur « $V_{red_{moy}}$ » en fonction de la tension crête « U_m » (tension ligne-ligne triphasée de l'alternateur) est pour sa part donnée par l'expression suivante [65] :

$$V_{red_{moy}} = \frac{3 \cdot U_m}{\pi} = \frac{3 \cdot 600}{\pi} = 573 \text{ V} \quad (\text{Éq.5-8})$$

La tension crête « U_m » dépend donc de la tension nominale de la machine électrique (alternateur) dont la valeur est décrite dans la section 5.7.2.

La Figure 5.9 qui suit illustre pour sa part l'acheminement du courant sur le bus CC pour une valeur moyenne du courant débité sur le bus CC de l'ordre de 1.5 fois moins importante qu'illustrée la Figure 5.7. En effet, la tension plus élevée du bus CC, à la sortie du convertisseur survolteur (chargeur), par rapport à la tension redressée à la sortie du pont de diodes implique une réduction du courant de charge de la batterie explicable par le phénomène de conservation de la puissance. Le courant moyen lu par le correcteur utilisé pour asservir la puissance de charge passe tout d'abord par un filtre analogique dont la fréquence de coupure se situe en dessous de la fréquence minimale du courant redressé, soit 120 Hz pour une alimentation à 60 Hz. La Figure 5.9 présente du même coup la rapidité du correcteur de courant pour atteindre le courant de charge désiré (environ 30 ms).

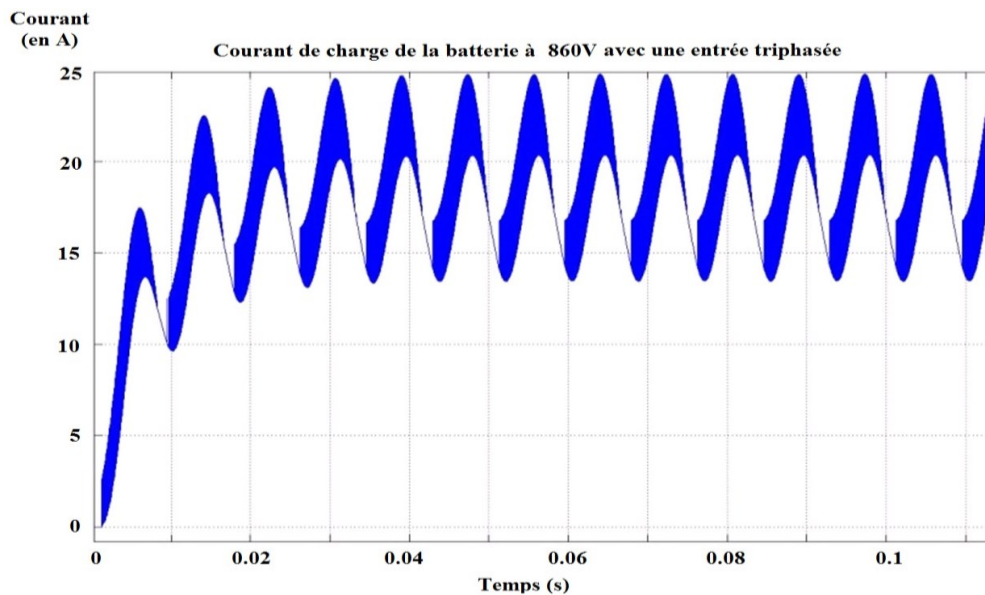


Figure 5.9 : Régulation du courant moyen sur le bus CC pour une entrée triphasée [23]

Comme le moteur à combustion possède déjà son propre gouverneur sur la pompe à injection, sa vitesse est régulée mécaniquement par un contrôle proportionnel (toujours une erreur statique). Ainsi, la régulation de la puissance se fait directement en contrôlant le courant moyen injecté sur le bus CC. La structure de contrôle à adopter au niveau du chargeur est donc d'implanter un contrôleur de courant moyen (gain sur la forme de tension) en cascade sur le contrôleur à effet hystérésis.

5.7.2 Alternateur du groupe électrogène

Le dimensionnement de l'alternateur n'est pas traité dans le présent mémoire, mais le cahier des charges est à ce stade assez bien défini pour les travaux futurs où :

- La vitesse maximale correspond au point d'opération de puissance crête du moteur diesel deux temps sélectionné.
- Pour atteindre la pleine capacité du système en mode hybride (en minimisant le courant des bobines du chargeur-survolteur), la tension redressée maximale provenant de l'alternateur à cette vitesse doit correspondre à la tension inférieure du bus CC (600 V). La tension ligne-neutre efficace maximale de dimensionnement de l'alternateur est donnée par l'expression suivante [65] :

$$V_{an_{max}} = \frac{V_{cc_{min}}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 600V / \sqrt{6} = 245V_{RMS} \quad (\text{Éq.5-9})$$

- La puissance apparente sur l'alternateur doit considérer le déphasage de la fondamentale du courant lié au convertisseur statique. Typiquement, le facteur de puissance du convertisseur est de 95.5% [65]. Ainsi, la puissance apparente, calculée depuis la puissance du moteur à combustion « P_{moteur} » est décrite par :

$$S_{alternateur} = \frac{P_{moteur}}{0.955} \quad (\text{Éq.5-10})$$

- L'utilisation d'un chargeur à pont redresseur favorise les formes de tensions induites triphasées de type trapézoïdales, fournies par les machines de type « Brushless DC »;
- Les machines à relativement haute fréquence peuvent être utilisées pour minimiser la masse tout en respectant les contraintes de rendement fixées au chapitre 2.

5.7.3 Gestion de la génératrice

La génératrice a essentiellement la fonction de prolonger l'autonomie du véhicule en minimisant le coût et le poids associés à la batterie. Par contre, ce groupe électrogène peut également être sollicité pour les pointes de puissance afin de réduire le stress sur la batterie ou augmenter la plage d'utilisation de la batterie tout en offrant une puissance crête importante. L'intégration de la génératrice au centre de la gestion du stockage d'énergie et de la gestion thermique est une priorité pour créer un système adapté à la fois à la faible capacité de la batterie et aux conditions hivernales. La Figure 5.10 propose donc un algorithme de gestion de la génératrice considérant aussi bien les puissances sollicitées sur le système à l'égard de ses caractéristiques et ses capacités que le seuil de charge de la batterie et les températures importantes du système.

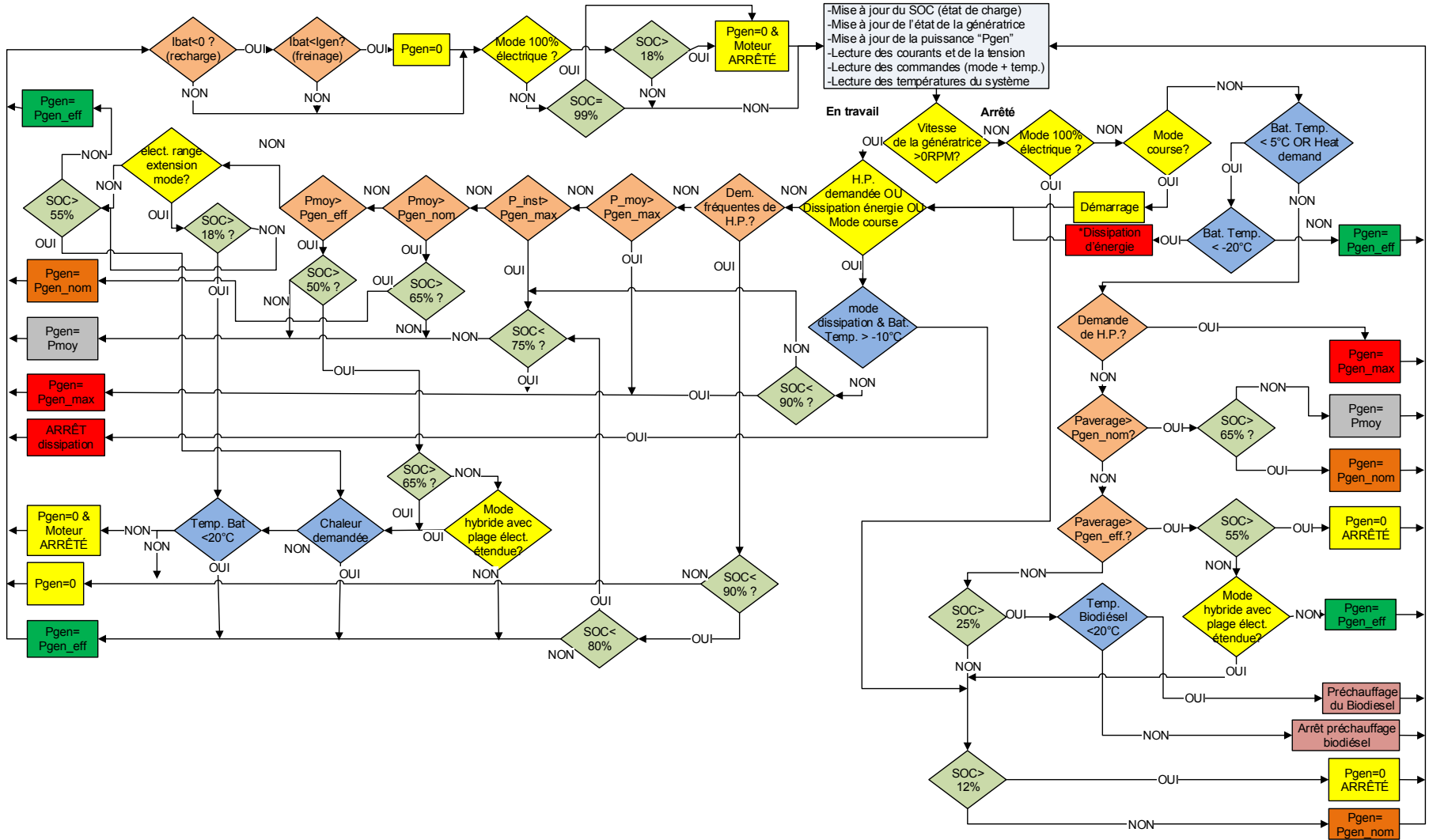


Figure 5.10 : Algorithme de gestion de la génératrice (et du dissipateur en mode de chauffage)

5.7.3.1 Explication générale du fonctionnement

L'algorithme présenté à la Figure 5.10 gère quatre modes de consommation distincts, soit le « mode performances », aussi appelé « mode course », le « mode hybride traditionnel », le « mode hybride à prolongation de l'autonomie électrique » et le « mode électrique pur ». Ces modes se définissent ainsi:

- Mode tout électrique : le groupe électrogène n'est utilisé qu'en cas de faible état de charge (SOC). La puissance maximale disponible sur le bus CC est équivalente à celle de la batterie;
- Mode performance : le groupe électrogène assure toujours un niveau de charge important. La puissance disponible sur le bus CC est équivalente à la somme de la puissance maximale de la batterie et de celle de la génératrice;
- Mode hybride standard : le « SOC » de la batterie est maintenu autour de 50%. La puissance disponible sur le bus CC est équivalente à la somme de la puissance maximale de la batterie et de celle de la génératrice;
- Mode hybride à plage électrique étendue : Ce mode est basé sur une gestion hybride de la puissance, mais exploite une large plage du « SOC » de la batterie. La puissance maximale disponible sur le bus CC est équivalente à celle de la batterie.

Il existe également un « mode de dissipation d'énergie » pour la gestion thermique du système de traction au démarrage par temps froid. Essentiellement, ce mode s'assure d'atteindre plus rapidement la température minimale d'opération requise sur la batterie. Dans les modes hybrides et le mode performance, le moteur à combustion assure l'affluence de cette puissance de chauffage par le biais de sa culasse et par la dissipation de la puissance du générateur dans le dissipateur thermique. En mode électrique, le système doit être branché sur une borne de recharge pour éviter de dissiper l'énergie de la batterie pour la chauffer. Si des plaques chauffantes n'ont pas été prévues dans la conception de la batterie, le dissipateur thermique jouera le même rôle.

L'algorithme présenté à la Figure 5.10 est essentiellement divisé en deux sections. La branche de gauche de cette figure attribue la puissance à envoyer en consigne au groupe

électrogène ou les conditions pour son interruption. La branche de droite définit pour sa part les conditions de démarrage de la génératrice. Notons que le courant de la génératrice est considéré négatif tout comme un courant de recharge de la batterie.

Les consignes de puissance sont toutes définies en fin de lignes après avoir vérifié l'état du système au niveau de la puissance requise par la batterie ou produite par les moteurs en freinage, des seuils de charge (« SOC ») et des températures. Le principe de sélection de la puissance se base sur une évaluation progressive des différents cas : du pire cas jusqu'au cas le moins problématique. Ainsi, une demande en puissance crête est prioritaire par rapport au traitement d'une faible puissance. Le seuil de charge résiduelle dans le système de stockage (batterie) est nivelé à la baisse pour les cas moins critiques en puissance.

La puissance actuelle (instantanée ou moyenne) est donc comparée avec les puissances correspondant aux points d'opération en puissance du système (puissance nominale, maximale ou celle affichant une efficacité maximale) alors que les seuils de charge de la batterie sont comparés avec des constantes prédéfinies. L'utilisation de constantes prédéfinies est également la stratégie adoptée pour la gestion des températures du système. Dépendamment du mode d'opération du système, les arrêts et départs de la génératrice se feront plus ou moins tardivement.

Le moteur à combustion peut être alimenté par un biocarburant nécessitant une température de fonctionnement d'au moins 20°C. Celle-ci est asservie électriquement par un thermostat lorsque le moteur est à l'arrêt alors qu'un circuit de glycol devrait pouvoir acheminer la puissance thermique lors du fonctionnement du moteur. Généralement, on évite de dissiper de la puissance dans le biocarburant lorsque la puissance crête est nécessaire sur le bus CC. Le dégivrage du véhicule (mode de dissipation d'énergie) s'effectue entre -20°C et -10°C après quoi, en mode hybride, le moteur ne s'éteindra que si la batterie atteint au moins 20°C et que le chauffage n'est pas requis dans l'habitacle.

Pour éviter de faire entrer le fonctionnement du dissipateur en conflit avec la génératrice, une condition peut être utilisée, tel qu'illustré en haut à gauche de la Figure 5.10, pour imposer une puissance de génératrice nulle lorsqu'il y a freinage régénératif.

5.7.3.2 Définition des puissances de fonctionnement

Les *demandes fréquentes en haute puissance (Dem. fréquentes en H.P.)* sont traitées par un chronomètre mesurant l'intervalle de temps entre deux pointes de puissances (puissance supérieure à la puissance maximale de la génératrice). Le seuil de comparaison de ce compte à rebours (délais) est un paramètre de réglage important qui limitera les arrêts-départs inutiles du moteur à combustion pour en éviter son usure prématurée. Le statut « *Dem. fréquentes en H.P.* » est remis à zéro lorsque le délai réglé est écoulé. Notons que le statut « *Dem. fréquentes en H.P.* » n'a pas été considéré dans les simulations qui seront présentées dans la section suivante (cf. Figure 5.11 à Figure 5.14).

La *puissance instantanée (P_{inst})* n'est prise en compte que pour l'appel en puissance crête défini par un seuil près de la limite de la batterie. Cette limite doit être affectée d'une table de valeurs telle qu'illustrée à la Figure 5.5. La puissance est calculée à partir des mesures instantanées de tension et de courant sur la batterie et la génératrice.

La *puissance moyenne (P_{moy})* est typiquement calculée sur les 3 à 10 dernières secondes d'utilisation. Le temps de moyennage est un paramètre de réglage important qui joue sur la dynamique transitoire du système de cogénération. Il est ainsi suggéré que le mode hybride à plage électrique étendue ait une période de moyennage plus large. Ce réglage n'est pas traité dans la présente implantation pour distinguer les effets de l'algorithme logique uniquement.

5.7.3.3 Définition des puissances de dimensionnement

Les puissances prédéfinies pour le système en ordre d'importance sont la puissance maximale, la puissance nominale et celle affichant la meilleure efficacité. Un mode de « *dissipation d'énergie* » est prévu pour assurer, par le biais de la génératrice et du dissipateur thermique, l'atteinte d'une température confortable pour la batterie.

La *puissance maximale* (***Pgen_max***) définit la limite atteignable par le groupe électrogène sans égard à l'efficacité. La puissance maximale est appelée dans trois situations, soit un besoin de chauffage du système avant le démarrage (mode de dissipation d'énergie), une demande crête (instantanée) de puissance ou lorsque le véhicule remorque une charge. Dans le cas de la dissipation de puissance, s'effectuant entre -20°C et -10°C, la totalité de la puissance générée sert à réchauffer le système au glycol, tel que présenté dans la section 5.6.4. Cette puissance correspond à la valeur crête inscrite au Tableau 2.14.

La *puissance nominale* (***Pgen_nom***) définit la puissance de dimensionnement du groupe électrogène autour des températures nominales de fonctionnement. La gestion thermostatique du chauffage du biocarburant, si applicable, est traitée sous cette puissance. Elle correspond à la valeur nominale en puissance spécifiée dans le Tableau 2.14. La densité de courant dans l'alternateur doit ainsi respecter le dimensionnement thermique prévu.

La *puissance d'efficacité maximale* (***Pgen_eff***) définit un point d'opération en puissance habituellement inférieure au point « ***Pgen_nom*** », souvent à vitesse de rotation réduite, capable d'aller chercher la consommation (en litre/kWh) la plus faible. L'algorithme suggère donc que cette puissance soit inférieure à la puissance nominale. La puissance « ***Pgen_eff*** » est privilégiée chaque fois que le mode de fonctionnement le permet. Si la puissance moyenne consommée prescrit une valeur inférieure à la puissance efficace, cette dernière est systématiquement sélectionnée. Elle ne correspond à aucune valeur de puissance dans le Tableau 2.14. Elle ne pourra être déterminée que par une caractérisation complète du groupe électrogène.

5.7.3.4 Simulation du mode performance (mode course)

Le mode de conduite de type performance a pour but de ne jamais manquer de puissance. Il offre également un meilleur rendement au niveau de la batterie et des onduleurs puisqu'il assure un maintien d'une haute tension sur le bus CC. Une marge de 10% sur le niveau de charge de la batterie est conservée pour assurer le stockage lors des freinages régénératifs.

Le parcours simulé est un nombre incessant de virages (de type slalom) à haute vitesse nécessitant une série de freinages brusques et d'accélération intenses. La Figure 5.11 a) présente d'une première part le profil de vitesse emprunté par le véhicule sur une durée de 3 minutes, variant de 80 km/h à 110 km/h. D'une seconde part, la Figure 5.11 b) montre la courbe d'utilisation de la batterie (seuil de charge) qui est au départ de 85% et pour laquelle le système tente de maintenir une charge à 90%.

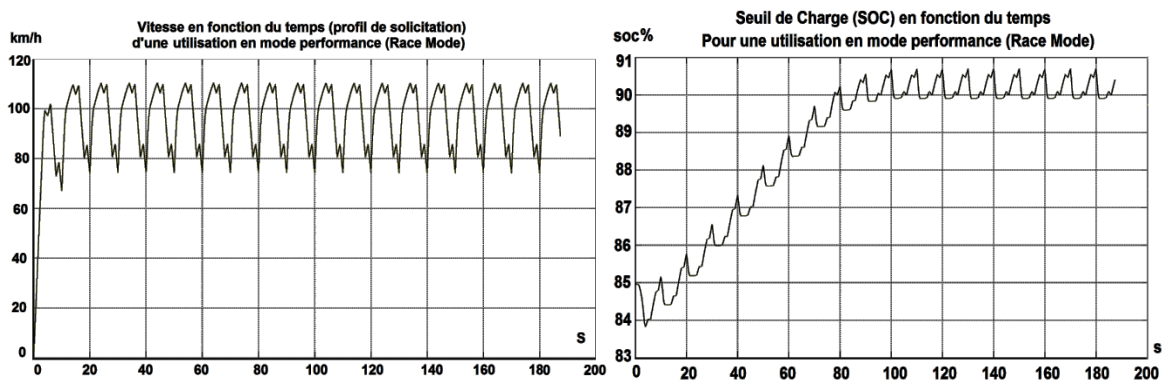


Figure 5.11: a) Vitesse du véhicule et b) état de charge du véhicule en mode performance

5.7.3.5 Simulation du mode électrique pur

La particularité du mode électrique est essentiellement l'exploitation maximale de la décharge de la batterie, jusqu'à 12% du seuil de charge, et sa plus grande limitation en puissance. En effet, ce mode implique une diminution de la puissance de traction équivalente à celle que peut fournir la batterie. La loi de commande est ainsi modifiée pour que le courant de l'axe quadratique limite la puissance tirée sur la batterie comme le prévoit la section 4.6.5.3.

La Figure 5.12 présente le comportement du cyclage (charge/décharge) de la batterie déjà déchargée sur le même parcours extrême d'utilisation que présenté dans la Figure 5.11 a) mais cette fois simulée sur une période de 10 minutes et en mode tout électrique. La capacité de la batterie considérée dans cette simulation est 50% inférieure à celle spécifiée par le Tableau 2.15 pour accélérer les résultats.

Le système tente donc de conserver un seuil minimal de charge à 12% après quoi il démarrera la génératrice. Le seuil pourra ensuite monter jusqu'à 18% après quoi la génératrice s'éteindra. Rappelons que la puissance moyenne générée est surévaluée (de 20%) dans ce mode pour réduire le facteur d'utilisation de la génératrice. Les petits pics en dents de scie représentent chacun des accélérations et freinages du système de traction. Les pentes négatives sont attribuables à des accélérations alors que les pentes ascendantes sont dues à des freinages régénératifs. L'enveloppe générale est pour sa part liée à la charge à puissance constante de la génératrice entre la 10^{ème} et la 500^{ème} seconde puis à son arrêt complet entre la 500^{ème} et la 540^{ème} seconde.

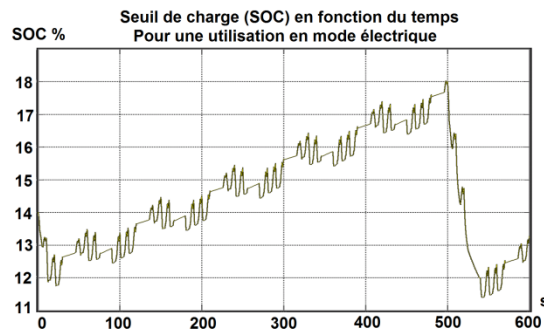


Figure 5.12 : État de charge de la batterie du véhicule en mode électrique

Ainsi, la demande intense faite par l'opérateur dans le graphique de la Figure 5.12 ne justifie par la sélection du mode électrique pur, puisque dans ces conditions d'utilisation, l'interruption du fonctionnement de la génératrice serait d'à peine 80 secondes une fois le seuil de 12% atteint sur une batterie ayant une capacité correspondante aux spécifications du Tableau 2.15. L'objectif de démarrer la génératrice malgré la sélection du mode tout électrique est d'éviter le cyclage la batterie sous le seuil de 10%; critique sur la durée de vie de la batterie et sur la chute de tension du système.

5.7.3.6 Simulation des modes hybrides

Les modes de fonctionnement de type hybride standard et hybride à plage électrique étendue sont très similaires. En fait, seule l'exploitation ou non du point d'opération à puissance efficace les distingue. En effet, ce point d'opération est prévu essentiellement pour pallier à une décharge éventuelle de la batterie en mode hybride standard alors que le mode à plage électrique étendue favorise cette décharge. Par contre, pour observer une pleine utilisation de la batterie sans cogénération, la puissance sollicitée par le groupe de traction doit être inférieure à la puissance de dimensionnement nominal de la génératrice, ce qui suggère une utilisation à basse vitesse.

Le cycle d'utilisation imposé par l'opérateur dans la simulation qui suit permet donc d'illustrer la réponse du système de cogénération en fonction des différentes sollicitations en puissance selon les deux modes hybrides. Un ensemble d'accélération et freinage intensifs sont sollicités sur une période de 50 secondes, puis le couple d'accélération est ensuite réduit sur une période de 70 secondes. Ce cycle de deux minutes est ensuite répété. Les figures suivantes présentent ainsi le comportement de la génératrice et ses impacts sur la batterie selon les deux modes hybrides respectifs. Les puissances sont d'abord présentées à la Figure 5.13. Les seuils de charge de la batterie sont ensuite illustrés à la Figure 5.14.

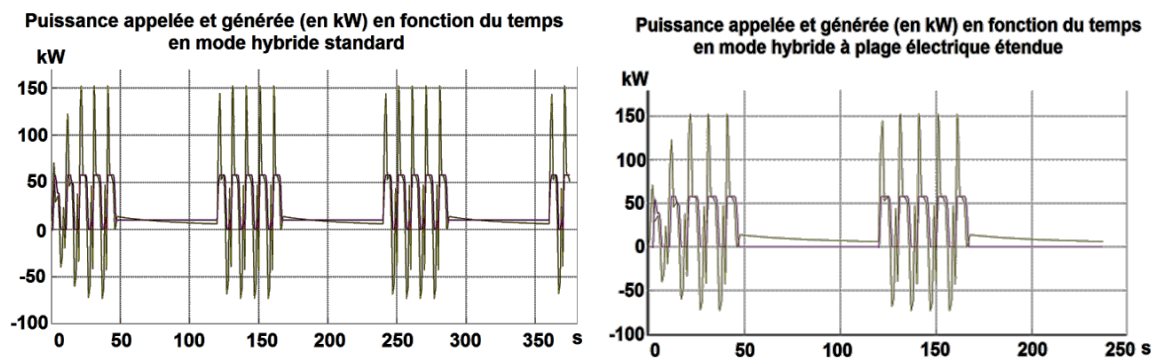


Figure 5.13 : Puissance appelée (en jaune) et générée par le groupe électrogène (en mauve) en mode hybride a) standard et b) à plage électrique étendue

Une différence entre les deux graphiques ci-dessus est observable quant à la puissance générée, entre les crêtes, qui tombent à zéro dans le cas du mode hybride à plage

électrique étendue (cas b) alors que la génératrice conserve une puissance de génération efficace dans le premier cas (cas du mode hybride standard). La batterie se décharge donc plus rapidement dans le cas b) tel qu'illustré à la Figure 5.14, ce qui favorise une économie de carburant sur de courtes distances.

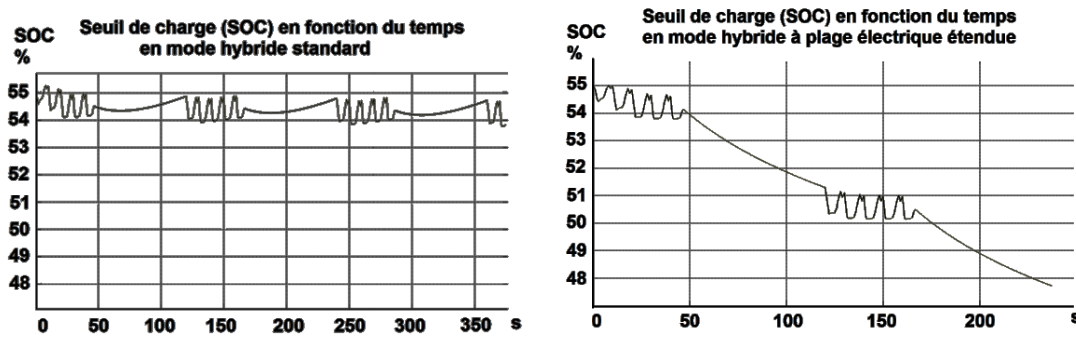


Figure 5.14 : Seuil de charge (SOC) de la batterie en a) mode hybride standard et b) en mode hybride à plage électrique étendue

5.8 CONCLUSION

Ce chapitre a permis de dresser les considérations importantes dans la gestion globale du système de traction du véhicule considéré. Les aspects de sécurité et la gestion des fautes du système ont été traités prioritairement. La gestion thermique du véhicule, l'algorithme de contrôle de la génératrice et le fonctionnement du chargeur ont également été présentés. Le fonctionnement de l'algorithme de la génératrice a été démontré sur des points d'opérations (niveau de la puissance sollicité sur l'alimentation et le seuil de charge la batterie) significatifs pour les différents modes de fonctionnement (électrique, performance, hybride standard et hybride à large plage électrique). Les niveaux de température n'ont pas été considérés dans ces simulations, mais l'algorithme présenté prévoit modifier le comportement du système de gestion selon la demande en chaleur dans l'habitacle. À cet égard, l'opération du dissipateur thermique (écrêteur) n'a pas été simulée. Par contre, des résultats d'essais en laboratoire sur le dissipateur ont été présentés, suite à l'implantation d'une stratégie de contrôle sur un système embarqué de type « NI CompactRIO ». La stratégie de contrôle présentée se base sur un asservissement en pseudo-cascade respectant les limitations en courant et en tension de la batterie [66]. Le chapitre 6 présente l'ensemble des réalisations spécifiques au groupe motopropulseur.

CHAPITRE 6. RÉALISATION ET ESSAIS DU PROTOTYPE DE LA MACHINE DE TRACTION ET DE SON ALIMENTATION

6.1 INTRODUCTION

Ce chapitre intègre les projets de réalisation mis à terme au cours de ce travail de recherche, tant au niveau de la motorisation que du côté de son alimentation triphasée et de son contrôle. L'accent est particulièrement porté sur la réalisation de la machine électrique. L'ensemble des gabarits et des méthodes de fabrication est présenté. Suites à quelques problèmes rencontrés, des recommandations sont aussi proposées, pour le prototypage de cette solution de machine.

La caractérisation du prototype apparaît comme la finalité du projet. Des essais à vide sont d'abord élaborés puis le montage permettant d'effectuer des tests avec une charge statique est présenté. Notons qu'à la base le chargeur-dissipateur devait permettre de bénéficier d'une source de puissance réversible en courant continu. Comme ce projet d'alimentation universelle n'a pu être complété avant le début des expérimentations, celles-ci exploitent une autre source de puissance tirée depuis l'alimentation d'un moteur à courant continu pour alimenter l'onduleur.

Il est important de noter que l'ensemble de la programmation de la loi de commande, de la génération de signaux MLI pour la création d'un courant sinusoïdal et l'interprétation de la position de l'encodeur est implanté dans le système embarqué CompactRIO de la compagnie National Instrument en utilisant une interface de programmation du logiciel LabVIEW présentée dans l'ANNEXE 2.

6.2 MISE EN CONTEXTE

6.2.1 Moteur-roue

Le concept d'utilisation des dents d'acier à grains orientés, considéré dans notre machine électrique, n'est pas nouveau [1]. Seulement, le choix d'une machine à grand

nombre de paires de pôles a des implications majeures sur le nombre de pièces à assembler (dents collées sur la culasse du stator). Comme la découpe de la tôle du prototype a été effectuée par Laser, le développement de méthodes de manipulation novatrices a dû être considéré. L'objectif de baser le prototypage sur la découpe laser est essentiellement de simuler la mise en production par un découpage par poinçonnage, qui offrirait les mêmes contraintes en ce qui a trait aux manipulations liées à la préparation des surfaces avant le collage et le moulage des dents laminées. En effet, bien que le prototypage puisse être assuré par une découpe au fil (à l'électroérosion), un autre procédé menant à beaucoup plus de précision et significativement moins de manipulations, le développement des techniques d'assemblage allait permettre de valider la viabilité d'une production industrielle.

6.2.2 Onduleur

Du point de vue des convertisseurs de puissance à base de transistors IGBT, l'utilisation de modules intelligents apporte plus de sécurité de fonctionnement et une meilleure capacité à diagnostiquer les problèmes potentiels (échauffement, problèmes de commande, chute de la tension isolée des commandes rapprochées, etc.). Au moment de la réalisation de ce projet, seuls des modules avec détection des croisements de signaux et avec des thermistances intégrées étaient disponibles et ont été utilisés. Des circuits, permettant d'instrumenter l'échauffement maximal de l'onduleur, ont aussi été développés [12].

6.2.3 Contrôleur

Les systèmes CompactRIO sont souvent utilisés dans les bancs d'essai pour faciliter l'implantation de l'instrumentation et du contrôle des systèmes complexes [5]. L'interface de programmation conviviale permet littéralement d'accélérer la réalisation et l'intégration de l'ensemble des composants d'un système complexe. Les systèmes embarqués CompactRIO sont très puissants puisqu'ils permettent de joindre la grande capacité de calcul d'un microcontrôleur et l'exécution d'une grande quantité de fonctions parallèles grâce à une carte de type FPGA. La technologie FPGA est effectivement éprouvée pour les besoins d'exécution de boucles en parallèle des fonctions vitales du système. Dans son

utilisation pour le contrôle des machines, l'implantation sur FPGA permet l'exécution sans interruption des tâches de lecture de l'encodeur, de production des signaux de MLI, de transformation matricielle et de l'ensemble des conversions analogiques numériques.

Du côté du chargeur (survolteur), la lecture de la forme de courant à recopier à partir de la forme de la tension redressée prend relativement beaucoup de ressources. En effet, ce système fonctionne grâce à un comparateur à hystérésis à tolérance variable pour conserver une fréquence de modulation constante tel que vu à la section 5.7.1.

6.3 OBJECTIFS SPÉCIFIQUES DE RÉALISATION

6.3.1 Moteur-roue

Le fonctionnement mécanique du moteur-roue est le premier aspect d'importance qui doit être assuré lors de sa réalisation; c'est-à-dire que l'ensemble du processus de réalisation doit assurer la conservation d'un entrefer mécanique viable. Les processus d'assemblage de la culasse statorique, de collage des dents et d'usinage du rotor ne doivent en aucun temps déformer la circularité du moteur. Le montage du stator doit aussi assurer une coaxialité entre le circuit magnétique et les roulements coniques utilisés.

Les têtes de refroidissement en cuivre, faisant circuler le glycol, doivent être le plus près possible des têtes de bobines pour favoriser l'échange de chaleur, mais l'isolation électrique doit rester un critère prioritaire. Ensuite le nombre de coudes dans le système est important (environ 25) dans un espace très restreint. L'étanchéité des conduites du système constitue un enjeu d'importance.

6.3.2 Onduleur

L'onduleur doit être en mesure de supporter l'échauffement lié aux pertes de l'ordre de 4% de la puissance transitée dans le système. Avec une puissance motrice nominale de 12 kW, des pertes en chaleur de près de 480 W doivent être extirpées par le système de refroidissement de l'onduleur. Un refroidissement forcé au liquide (glycol) est prévu pour assurer la réduction du volume de l'onduleur. L'onduleur doit également supporter les

tensions crêtes sur le bus CC de l'ordre de 1000 V et des courants de phase efficaces pouvant atteindre des pointes de 200 A.

6.3.3 Contrôleur

L'objectif de réalisation du contrôleur est d'être en mesure d'implanter et de mettre en opération simultanée chacune des sections qui pilotent le fonctionnement du moteur. Comme des problèmes d'instrumentation ont été rencontrés au cours de la réalisation, le modèle interne de la machine est également implanté pour permettre son fonctionnement en boucle ouverte, c'est-à-dire sans rétroaction sur le courant réel de phase.

6.3.4 Banc d'essai expérimental

Un banc de test dynamique devait être fabriqué, en partenariat avec le Laboratoire de Recherche en Énergie Éolienne (LREE), pour être en mesure de coupler le moteur-roue sur une charge dynamique variable. Par contre, la conception d'un banc de test était un projet en soi qui dépassait largement l'échéancier du projet traité par la présente recherche. À terme, une machine à courant continu ayant une puissance maximum de 30hp semble suffisante pour tester la majorité des points d'opération du moteur-roue si elle est utilisée avec une transmission mécanique ayant un rapport approprié.

Dans le cadre de la présente recherche, les premiers essais, ayant pour but de caractériser le modèle électrique de la machine réelle, sont effectués à vide. Puis, dans le but de valider la relation entre le couple et le courant injecté dans le moteur-roue, ce dernier sera soumis à des efforts statiques contre une cellule de charge.

6.4 HYPOTHÈSES ET CONTRAINTES

6.4.1 Cas du moteur-roue

6.4.1.1 Production du stator

Certaines étapes de la réalisation du prototype de moteur-roue n'ont pu être faites dans une optique de production série à cause des coûts trop élevés des gabarits de production à utiliser et des équipements requis à cette fin. Par contre, l'ensemble des procédés de fabrication et d'assemblage peut être automatisé. Pour limiter le temps et les

coûts de réalisation, il a été convenu de ne fabriquer qu'une seule de ces machines électriques. La machine est conçue et fabriquée en fonction de l'ensemble des recommandations émises suite à la réalisation du prototype précédent. La Figure 6.1 présente cette première version.

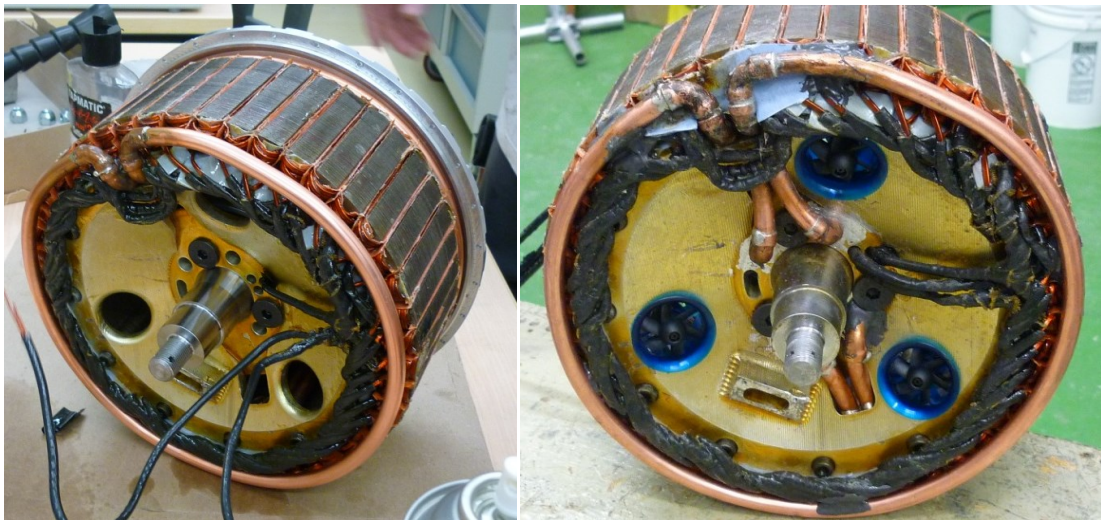


Figure 6.1: Version précédente du prototype de moteur-roue (stator à grains non orientés)

Parmi les modifications majeures à la conception initiale figuraient : un moyeu plus robuste, un bobinage plus dense par son préformage et son insertion par le dessous des dents séparées, un système de refroidissement soudé à haute température avec un meilleur accès aux canalisations, un encodeur éloigné du bruit électromagnétique statorique, un système de ventilation résistant à plus haute température et une conception de la butée de roulement arrière facilitant la maintenance de la machine.

Ainsi, les enroulements concentriques sont prébobinés à leur forme finale avant d'être insérés autour de dents faites d'acier à grains orientés et assemblées par une procédure de moulage. Ces dents moulées puis bobinées sont ensuite collées sur la culasse faite d'acier à grains non orientés. Pour limiter la quantité d'acier utilisée, chaque lamination de la culasse est découpée en tiers de cylindre et empilée en quinconce dans un gabarit d'assemblage.

6.4.1.2 Système de refroidissement

Le système de refroidissement est un autre élément important à considérer dans la réalisation du moteur-roue. Le principe de ventilation, utilisé pour brasser l'air à l'intérieur du moteur, doit pouvoir résister à plusieurs milliers d'heures d'utilisation avant de nécessiter une maintenance. Ainsi, les moteurs à brosses sélectionnés (*UC-260S 12300P de Transmotec*) ont été modifiés pour fonctionner avec des roulements à billes (*kit 832 VXB bearing : 2×5.5×2mm Miniature ball bearings*). Bien que la température d'opération ambiante recommandée pour les petites machines 24 V soit de 60°C pour limiter les risques de démagnétisation des aimants, des essais ont permis de conclure que ces dispositifs pouvaient opérer sous une tension de 18 V dans les conditions limites thermiques de la machine (120°C) durant des semaines sans présenter de signe de fatigue magnétique.

Au niveau du refroidissement forcé par liquide, l'étanchéité, l'isolation électrique et l'espace disponible sont tous autant de défis qui ont rendu la réalisation difficile. Le nombre important de coudes impose l'utilisation de la soudure au bronze pour éviter le déplacement des pièces au cours de l'assemblage de la tuyauterie. En effet, la température de soudure du bronze étant trop importante pour être tolérée près du bobinage, les soudures à l'étain sont réservées pour la jonction des sections du circuit de refroidissement qui doivent se faire en place.

Le diélectrique de la machine doit être validé pour chaque bobine afin que l'isolation électrique obtenue permette de passer à l'étape suivante. L'étanchéité des têtes de refroidissement doit ensuite être éprouvée avant le début de la soudure des phases puisque le système de refroidissement avant est enfoui sous ces jonctions.

6.4.2 Cas de l'onduleur

Les onduleurs de puissance doivent être en mesure d'accepter la tension d'alimentation, les courants de pointe et le courant nominal qu'exige chaque moteur-roue. Pour s'en assurer, les onduleurs sont spécifiquement dimensionnés pour cette application avec un léger surdimensionnement pour augmenter le rendement du système.

Les circuits magnétiques des capteurs de courant (*L01Z200S05 de la compagnie Tamura*) sont prévus pour ne pas saturer sous un courant de phase crête de 200 A, soit la valeur pointe du courant maximal admissible dans le moteur.

Les onduleurs doivent aussi offrir tous les outils nécessaires à un bon asservissement. Ainsi, deux capteurs de courant bidirectionnels ayant une plage de lecture équivalente aux courants crêtes pouvant être débités dans la machine sont placés dans le boîtier et un filtre analogique permet de minimiser le bruit lié à la fréquence de hachage. ($f_{modulation} = 10$ kHz, $f_{coupure} = 1$ kHz).

6.5 MÉTHODOLOGIE DE RÉALISATION DU PROJET

6.5.1 Réalisation du moteur-roue

Les différents aspects critiques du processus de réalisation du moteur-roue peuvent être divisés en quatre sections, soit le stator, le rotor, les pièces de support et les roulements puis le système refroidissement. Les plans de détails du moteur réalisé sont fournis dans l'ANNEXE 1.

6.5.2 Méthodes de réalisation du stator magnétique.

6.5.2.1 Bobinage

Pour réaliser le stator, la bobineuse est l'un des premiers gabarits à avoir été fabriquée. Le développement de la méthode de réalisation du bobinage est d'ailleurs impliqué dans le processus de validation du facteur de remplissage suite au choix des conducteurs (de type rectangulaire). La figure suivante présente la bobineuse développée permettant le pliage du fil sur son sens le plus large nécessitant un meilleur soutien. Les risques d'affaissement des étages (tours) de fils entassés les uns sur les autres lors des efforts de pliage sont minimisés par la présence de petits panneaux coulissants soutenant latéralement la bobine en mouvement. Le principe implique également le préformage d'un changement de niveau par une plieuse en escalier pour assurer un encombrement minimal de l'empilement et une déformation concentrée dans les têtes de bobine (cf Figure 6.3).

La bobine est ensuite recalée dans le tambour d'une profondeur équivalente à l'épaisseur d'un conducteur à chaque changement de niveau. Enfin, un guide longitudinal permet une référence sur la distance entre les plis. Les quatre mâchoires (A, B, C et D) permettent respectivement de soutenir le fil lors du préformage en escalier (section amovible), de guider l'arrivée de celui-ci et entraîner le fil avec le tambour en l'enroulant autour de la tige centrale. La surface de dessus du tambour doit être polie, tout comme celle des calles et celle du dessous des mâchoires pour éviter d'endommager le vernis considérant l'importance de la friction des pièces du montage avec le cuivre dans son préformage.

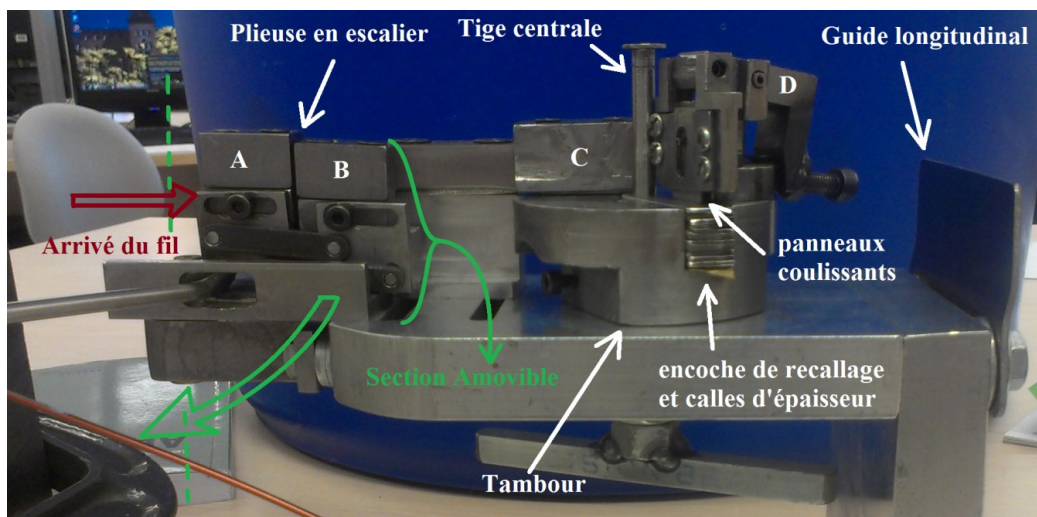


Figure 6.2 : Présentation de la topologie de la plieuse (bobineuse)

L'angle de rotation du tambour doit assurer la capacité de contrer l'effet de rappel du cuivre écroui. La tige centrale qui impose le diamètre interne des têtes de bobine doit être usinée à des diamètres différents déterminés itérativement en fonction du diamètre obtenu au pliage et celui requis pour l'application.

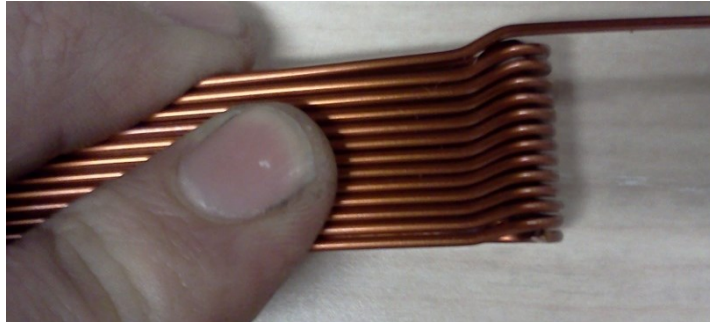


Figure 6.3 : Forme en escalier concentrée dans les têtes de bobines pour minimiser l'encombrement

6.5.2.2 Moulage des dents

La procédure de moulage des dents apparaît comme le second élément à clarifier pour assurer une qualité de production. Les étapes réalisées sont les suivantes :

Triage des pièces découpées des dents.

Pour faciliter la manipulation, les tôles des dents découpées sont d'abord triées et placées la tête vers le haut dans des socles de rangement. Il est dès lors plus facile de procéder à leur manipulation à l'aide d'une longue fourchette.

Contrôle du découpage

La précision discutable du procédé de découpe laser a démontré une variabilité maximale de la hauteur des pièces découpées des dents entre -0.3 mm et +1.2 mm par rapport à la valeur nominale due à la difficulté de maintenir ces petites pièces sur la table de découpe. Ainsi, une étape de contrôle de la qualité est nécessaire au niveau de la hauteur de ces pièces. Par contre, leur largeur n'est pas contrôlée. La figure suivante présente le résultat d'une section de dent obtenu après moulage avec des tôles dont la hauteur n'a pas été contrôlée.

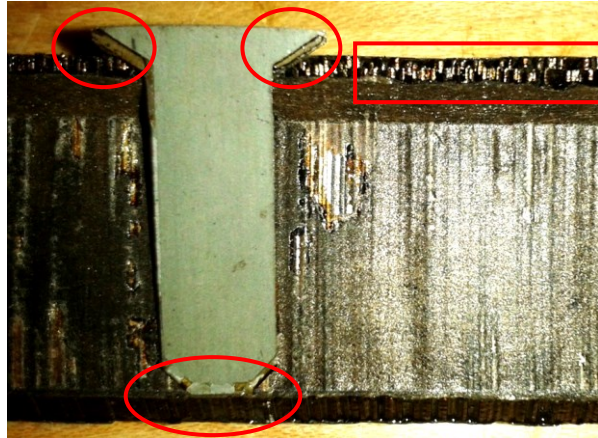


Figure 6.4 : Présentation du problème de précision de la découpe laser

Pesage (comptage) des tôles

Le comptage du nombre de tôles par dent pour standardiser le laminage est défini par la masse de l'empilement (avec le support) en soustrayant celle du socle de rangement (cf. Figure 6.5). Chaque tôle de 0.27 mm d'épaisseur a une masse de 0.33 g. Ainsi, un empilement de 100 g représente 300 tôles. Le facteur de lamination est limité à 98%, ce qui implique un empilement de 294 pièces laminées ou 98 g. Chaque groupe est séparé par des blocs d'embout (en acier massif) découpés avec la même forme que le profil des dents et qui seront insérés dans les moules après avoir été lubrifiés.

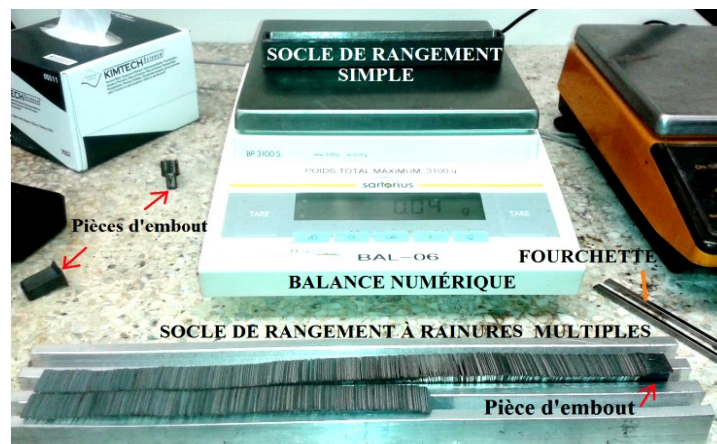


Figure 6.5 : Équipement de pesage et de manipulation des tôles

Nettoyage des tôles

Le nettoyage des tôles a deux objectifs, soit celui d'enlever les substances graisseuses qui pourraient nuire à l'adhérence de la colle, puis celui d'enlever les bavures laissées par le procédé de découpe au laser. En effet, de fines gouttelettes d'acier fondues peuvent adhérer à la surface des tôles et le simple fait de les frotter les unes contre les autres élimine une très grande partie d'entre elles. Le produit de nettoyage suggéré est le « nettoyeur à frein » qu'on verse dans un petit bain vidangé régulièrement. À la fin du nettoyage, les dents sont plongées dans une solution de préparation des surfaces recommandée par le fabricant de colle « *Cotronics Corp.* » (*Rebound Surface Prep 105RP*). Un séchage au four est ensuite nécessaire à une température de 120°C durant une dizaine de minutes.

Préparation des moules

La préparation d'un moule, accueillant l'empilement des 294 tôles formant une dent, comporte deux étapes qui visent essentiellement la protection des pièces mécanique des moules contre la colle et la facilitation du démoulage. La première étape est la réalisation d'un papier diélectrique, préformé pour s'insérer dans la base des moules, qui assurera l'isolation électrique entre les bobines et l'acier. Pour augmenter la densité du bobinage et l'échange thermique, le papier choisi fait à peine 0.13mm d'épaisseur. La forme du papier permet de libérer les chemins de coulée pour les excédents de colle. La figure suivante présente les étapes de préformage du papier. La température optimale pour faire ramollir l'enduit plastique du papier diélectrique sans l'endommager est de 338°F (170°C). Le temps minimal d'exposition des moules d'aluminium pour le formage du papier est d'environ 20 minutes. Une charge de 10 kg est ensuite placée sur chacun de ces moules pendant le refroidissement accéléré par liquide d'une durée d'environ 2 minutes.

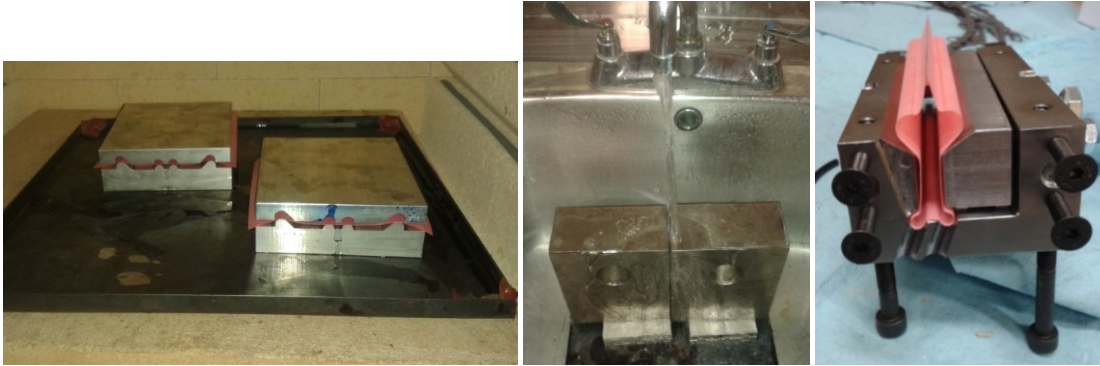


Figure 6.6 : Moulage du papier diélectrique pour protéger les moules pour les dents

En plus du papier diélectrique, la base du moule est protégée de la colle par une lubrification à l'aide d'une huile pénétrante. L'huile *PL100 de Prolab* a donné d'excellentes performances de protection des pièces mécaniques et a facilité le démoulage. L'insertion des pièces enduites de colles est décrite dans la prochaine section.

Bain de colle et insertion des pièces enduites

La colle choisie, de la compagnie « *Cotronics Corp.* », est un mélange d'époxy à faible viscosité (*600°F Duralco 4460*). Un agent flexibilisant (*Rebound Flexibilizer and Adhesion Promoter 105RF*) est aussi mélangé à la résine avant l'insertion du durcisseur au mélange. Deux seringues sont nécessaires pour assurer le respect des quantités entre la résine et le durcisseur. La colle mélangée est mise dans une troisième seringue pour être ensuite injectée dans le bain de colle. Pour une seule dent, les quantités maximales requises sont : 10 ml de résine (47%), 3 ml d'agent flexibilisant (14%) et 8ml de durcisseur (38%). La méthode la plus rapide pour enduire les laminations de dent avec de la colle à faible viscosité sur chacune de leurs faces nécessite le préchauffage du bain et des pièces effectué pour l'opération du séchage suite à leur nettoyage. Les pièces groupées sont couchées puis translattées à répétition d'un côté puis de l'autre dans le bain pour assurer une bonne pénétration de la colle entre chacune d'elles. Notons qu'on conserve les tôles qui seront mises aux extrémités sèches jusqu'à leur insertion dans le moule.

Insertion des pièces enduites dans le moule

Toujours à l'aide de la longue fourchette (cf. Figure 6.5), les pièces sont retirées du bain de colle. Une compression de l'empilement est exercée au-dessus du bain pour égoutter le surplus de colle, puis les pièces sont insérées dans la rainure du moule, à l'intérieur de la cavité formée par le papier diélectrique. Il est important de noter que pour faciliter le retrait des excédents de papier, la surface du fond du papier et ses deux chemins de coulées doivent être lubrifiés. Les tôles des extrémités sont enduites de deux gouttes de colle (distribuées sur leur hauteur) sur une seule de leurs faces depuis la seringue contenant le mélange. Cette face doit ensuite se retrouver contre les pièces enduite de colle déjà dans le moule alors que la face sèche pointera vers l'extérieur du moule. Les pièces d'embout, ayant le même profil que les dents, sont lubrifiées puis mises en dernier pour éviter d'huiler les sections du papier qui doivent adhérer aux tôles.

Fermeture des moules et mise au four

Notons tout d'abord que l'angle de moules assure une coulée du côté où ne se trouve pas la vis de pression longitudinale. En effet, cette vis pointe plutôt vers le haut (cf Figure 6.7). La fermeture d'un moule s'effectue en deux phases comportant chacune quelques étapes. D'abord, les panneaux supérieurs du papier diélectrique sont repliés sur le dessus des tôles puis la tête du moule est mise sur le dessus. Dès la tête fixée à son moule, le pressage méthodique peut commencer. La vis pressant sur guide supérieur, logé dans la tête du moule (cf Figure 6.7), est d'abord faiblement serrée à la main. Le guide latéral est également pressé de la même façon. Un effort trop important sur ces deux guides endommagera le papier diélectrique. La vis exerçant un effort longitudinal est ensuite tournée pour presser l'empilement jusqu'à ressentir un effort évident sur l'outil de serrage. On relâche ensuite légèrement la pression sur cette vis pour détendre la compression sur l'empilement de tôle afin de serrer finalement le guide supérieur puis le guide latéral. La vis de pression longitudinale peut enfin donner son dernier effort de pressage.

La tête du moule est ensuite démontée pour nettoyer la tête de la dent. En effet, comme le papier diélectrique doit être retiré de sur le dessus de la dent suite au moulage, les

panneaux du papier sont nettoyés (avec de l'acétone) puis lubrifiés (avec du PL100). On lubrifie également le dessus de la dent et le guide supérieur qui entrera en contact avec le papier. Le lubrifiant ne s'infiltré pas entre les tôles de la dent puisque la colle occupe déjà ces interstices. Le moule est enfin refermé pour être envoyé en cure. Les instructions de cuisson fournies par le fabricant de colle sont les suivantes : 4 heures à 250°F, 2 heures à 350°F et 16 heures à 450°F; d'où six moules ont été utilisés au total pour minimiser à huit le nombre de cures nécessaires pour fabriquer la machine.



Figure 6.7 : Six moules en cours de cuisson

6.5.2.3 Collage des dents sur le stator

Pour coller les dents moulées sur la culasse du stator, un gabarit de positionnement a été fabriqué. Pour minimiser les coûts de fabrication, le gabarit n'accueille que 3 dents à la fois. Il assure leur positionnement et leur maintien en place durant la cuisson de la colle.

La constitution du montage est assez simple. Un arbre en acier massif fixé sur une base en aluminium possède un gros trou transversal permettant l'insertion d'un mât. L'arbre statique possède également 16 trous pointés correspondant aux 16 paires de pôles

possédant chacune 3 dents. Un anneau d'acier lubrifié, sur lequel est fixé le support de stator, permet d'indexer la position angulaire du stator magnétique autour de l'arbre fixe à mesure que l'assemblage progresse. Les 16 trous pointés assurent le positionnement angulaire de l'anneau autour de l'arbre. On utilise ensuite une vis au bout chanfreinée pour se loger dans les 16 trous de positionnement. Enfin, des anneaux de retenue (circlips) sont logés dans des saignées réalisées dans l'arbre par souci de sécurité; c'est-à-dire pour éviter le coulisement de cette pièce massive lors des manipulations du montage.

Le mât maintient pour sa part une pièce contenant des cavités qui accueillent des blocs se déplaçant radialement et qui assurent une pression sur les dents qui se longeront dans de petites cavités prévues dans la forme découpée de la culasse du stator. Pour ce faire, la pièce de logement des blocs assurant la pression est aussi rattachée à l'arbre central par une pièce ressemblant à un double « H » sur les deux illustrations de gauche sur la figure suivante. Ces illustrations montrent donc le montage lorsque la pièce de logement des blocs de pressage et sa pièce d'attache sont déployées.

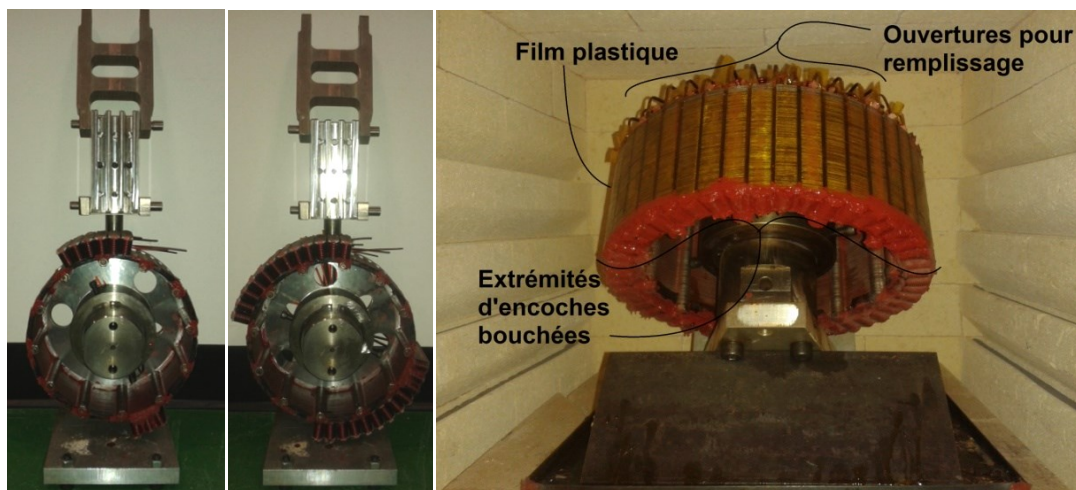


Figure 6.8 : Collage séquentiel des dents a) et b), et remplissage des encoches c)

Pour assurer un collage performant, le stator doit être nettoyé par le produit de préparation de surface (*Rebound Surface Prep 105RP*). Ensuite, de petits bains de colle sont circonscrits dans les petites cavités de la culasse du stator en mettant un bout de ruban adhésif sur l'extrémité ouverte. Comme la culasse du stator est poreuse, la colle a tendance

à pénétrer à travers cette pièce et peut endommager l'axe central du montage. Ainsi, un linge est toujours placé dans le cœur du stator durant la cure et une fine couche de silicone haute température recouvre l'intérieur de la culasse. Le mélange de colle époxy à utiliser pour cette étape et les temps de cure sont les mêmes que ceux discutés pour le collage des dents dans les moules.

Une seconde étape permettant le remplissage des encoches par de la colle pour rendre toutes les dents solidaires est également illustrée à droite de la Figure 6.8. Un côté des têtes de bobines a dû être bouché par du silicone haute température qui a été délogé avant le collage des têtes de refroidissement. Des modifications importantes seraient à apporter à la conception du montage pour assurer un collage simultané de l'ensemble des dents du moteur en une seule étape, ce qui assurerait une meilleure cylindricité et un temps de réalisation beaucoup plus court.

6.5.2.4 Mise en place du système de refroidissement

Le circuit de refroidissement est essentiellement formé par deux circuits utilisant des tuyaux 3/8 de pouce, parallélisé par des « T » au niveau du moyeu depuis une entrée 5/8 de pouce, pour aller rejoindre séparément les têtes de refroidissement avant et arrière de la machine. L'insertion du système de refroidissement requiert l'utilisation de la soudure haute température au bronze et à l'argent pour éviter d'en modifier la forme lors de la dernière étape de soudure, soit celle où sont réalisées, à l'étain, les quatre jonctions des « T », situés tout près du moyeu.

Des demi-pièces en « U » ont été usinées dans des pièces de cuivre pur pour assurer le retour du fluide dans chacune des têtes de refroidissement. Lorsque l'isolation de la machine a été testée, les têtes de refroidissement sont fixées dans une colle de type céramique (*Resbond™ 920 Thermally Conductive*). Les bobines de chaque phase peuvent ensuite être soudées ensemble à l'avant de la machine. La Figure 6.9 illustre respectivement les têtes de refroidissement avant et arrière présentées à deux stades d'assemblage différents.

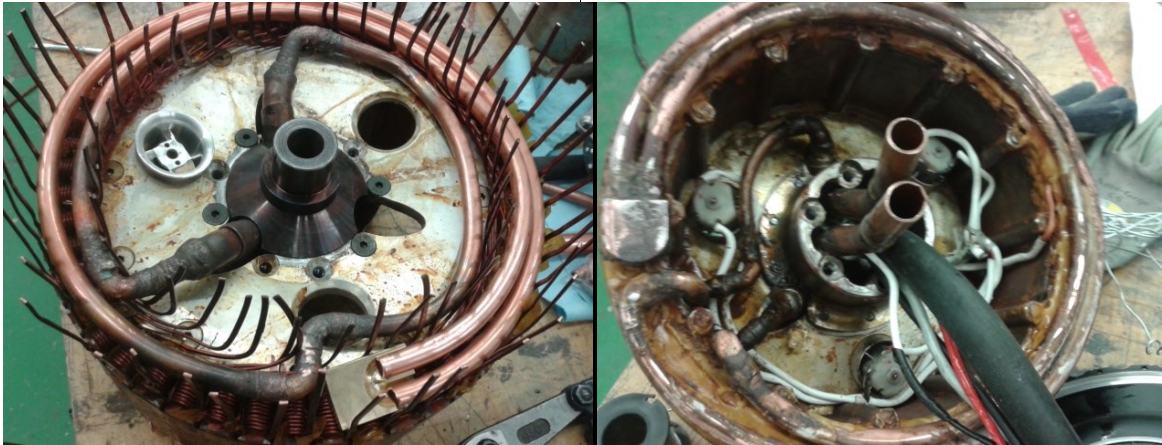


Figure 6.9 : Mise en place des têtes de refroidissement avant et arrière

6.5.2.5 Soudure des bobines des phases

Pour souder les bobines des trois phases du moteur-roue, la soudure à l'argent pur est celle qui a donné de meilleurs résultats. La protection des surfaces situées près de la zone de travail est possible grâce à l'utilisation d'un polymère liquide appelé gel de protection thermique (Thermal Shield Gel). Un carton sur lequel est déposé ce type de gel est ensuite superposé par une plaque d'acier qui s'insère à l'arrière des conducteurs à souder.

Les conducteurs à joindre ne doivent jamais être parfaitement superposés, mais un peu décalés tels que l'illustre la Figure 6.10. Cette méthode permet en effet d'assurer un bain de fusion qui favorise une soudure homogène et une meilleure pénétration de l'argent dans les interstices. L'espace entre les deux conducteurs doit pour sa part être minimisé.

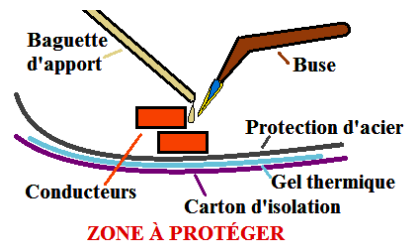


Figure 6.10 : Disposition des éléments de soudure

Les illustrations de la figure suivante présentent la préparation de la zone de travail. La gaine isolante est maintenue à l'écart de la zone de travail grâce à un serre-joint. Ce

dernier permet également le rapprochement des conducteurs pour faciliter la création du bain de fusion.



Figure 6.11 :Montage de la zone de travail pour la soudure des bobines des phases du moteur.

La Figure 6.12 présente le stator, après la soudure des phases et leur connexion aux câbles d'alimentation. L'illustration de gauche présente le stator avant son insertion dans le rotor. On peut aussi voir sur cette photo la pièce d'accouplement de l'encodeur, ultimement connectée sur bouchon d'accès de l'écrou servant à l'ajustement du roulement conique avant. La tête de refroidissement avant est à peine perceptible, c'est pourquoi sa fixation par la colle céramique est réalisée avant l'étape de soudure des phases. On remarque que le diamètre extérieur du stator au niveau des têtes de bobine avant est légèrement supérieur à celui au niveau de l'entrefer magnétique à certains endroits. L'insertion du stator dans le rotor n'a toutefois pas été problématique (illustration de droite) puisque l'entrefer mécanique, de l'ordre de 1mm, permet cette latitude.



Figure 6.12 : Montage du stator dans le rotor sans façade avant

6.5.3 Réalisation du banc d'essai expérimental

6.5.3.1 Conception du banc d'essai

La fabrication du banc d'essai statique est visée pour obtenir les valeurs de couple à rotor bloqué sur le prototype du moteur-roue réalisé. La figure suivante présente le banc statique réalisé pour effectuer les essais à rotor bloqué. Le filtre LC ajouté au montage vise à éliminer les composantes harmoniques de basses fréquences (360 Hz) issues de l'alimentation CC à thyristors utilisée. Comme la tension de cette alimentation est en réalité contrôlée par une rétroaction sur la vitesse d'une machine CC tournant à vide, la dynamique du contrôleur d'alimentation peut créer des harmoniques à beaucoup plus faibles fréquences. Le dimensionnement du filtre doit ainsi être optimisé et respecter le critère d'équilibre des capacités de stockage d'énergie des éléments réactifs.

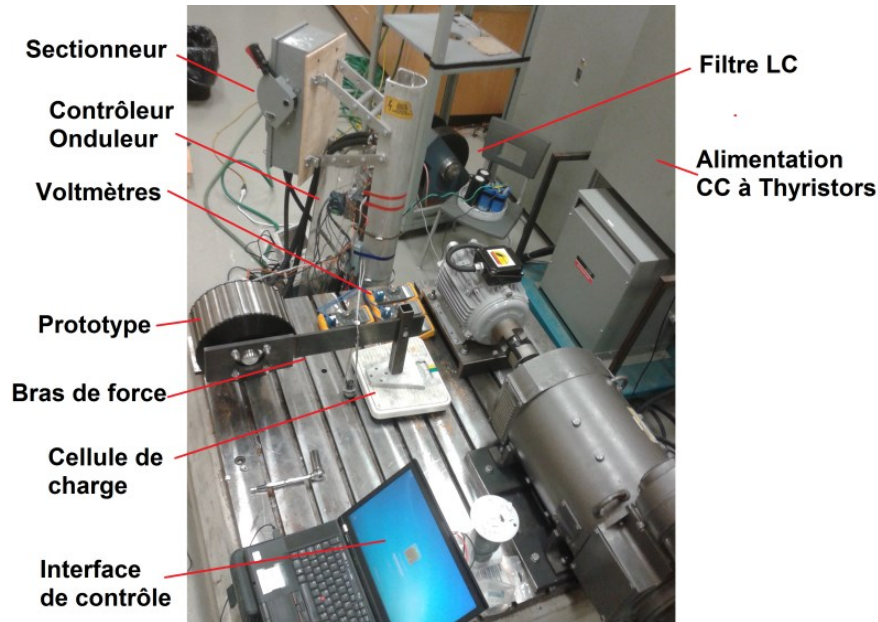


Figure 6.13 : Banc d'essai statique expérimental pour le moteur-roue

La limite en capacité définit la valeur maximale sécuritaire de l'inductance. Le banc de condensateur monté totalise 2,85 mF avec un point d'opération en tension de 100 V et une limite en tension (claquage) établie à 400 V ($\Delta V_c = 300 V$). En cas d'interruption du courant (ouverture du sectionneur), la capacité pourra prendre l'énergie suivante :

$$W_c = \frac{1}{2} C \cdot \Delta V_c^2 = 0.5 \cdot 0.285F \cdot (300V)^2 = 128.25 J \quad (\text{Éq.6-1})$$

Dans l'inductance, l'énergie à restituer se détermine par la relation suivante :

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot I^2 \leq W_c \quad (\text{Éq.6-2})$$

Donc l'inductance maximale du filtre est déterminée comme suit :

$$L_f \leq \frac{2 \cdot W_c}{I^2} = \frac{256.5J}{(50A)^2} = 102.6 mH \quad (\text{Éq.6-3})$$

6.5.3.2 Opération du banc d'essai

Une alimentation en eau assure le refroidissement des composants de puissance. Le contrôle du courant n'a pas besoin du modèle interne de la machine, à l'exception de la résistance de phase puisque la machine est opérée en régime statique. La phase du courant injecté est modifiée jusqu'à l'atteinte d'un couple maximal pour une tension donnée. L'amplitude de la tension triphasée est pour sa part gérée par MLI provenant de l'onduleur

piloté par le contrôleur depuis les consignes de l'interface de contrôle (CompactRIO et *LabVIEW real-time*). Les valeurs de tension CC lues sur les voltmètres agissent un peu comme des lectures sur des capteurs de courant shunt pour évaluer l'amplitude de la réaction d'induit. Une caméra placée au dessus des voltmètres et de la cellule de charge permet de déterminer facilement les points d'opération couple VS courant.

6.6 CARACTÉRISATION DE LA MACHINE

Il est important de mentionner que le prototype du moteur-roue a subi plusieurs modifications au cours des tests dues à des bris majeurs. En effet, le décollage d'une partie des dents du stator est survenu et a forcé une modification de la méthode de fixation des dents du stator. Une bande de fibre de verre, nécessitant l'usinage des becs au niveau de l'entrefer, a dû être ajoutée à l'assemblage final pour les tests à rotor bloqué. Les paramètres électriques ont donc été mesurés avant cette modification majeure ce qui permet de valider le modèle théorique. Une analyse comparative des paramètres électriques et mécaniques est présentée dans la section 6.7.

6.6.1 Détermination des paramètres électriques

6.6.1.1 Détermination de la résistance DC

La résistance de phase du moteur-roue peut être mesurée à froid directement en utilisant un ohmmètre (cf. Figure 6.14). Pour obtenir la valeur de la résistance à la température du fonctionnement nominale, il suffit d'extrapoler la valeur de la résistance mesurée à la température de mesure, soit 293K, en utilisant la constance du cuivre « $a=0.0043/^\circ\text{C}$ » selon la relation suivante :

$$R_s = R_{mesurée}(1 + \alpha(T - T_{mesure})) \quad (\text{en } \Omega) \quad (\text{Éq.6-4})$$

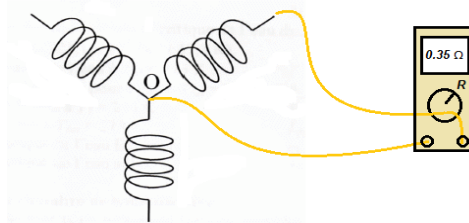


Figure 6.14 : Lecture de la résistance de phase

L'ensemble du bobinage peut ne pas être parfaitement symétrique et peut créer un circuit légèrement déséquilibré. Il est idéal de rendre le point milieu accessible pour mesurer chaque impédance. Par contre, la conception pré-bobinée de la machine assure un assez bon équilibre entre les phases. Pour la machine étudiée, la résistance de phase obtenue à 20°C ($T_{mes}=293K$) correspond à la valeur suivante :

$$R_s = 244m\Omega$$

6.6.1.2 Détermination de l'inductance synchrone et propre

Mesure directe

L'inductance propre peut se mesurer en utilisant un appareil dédié de la même façon que pour la détermination de la résistance de phase. Les valeurs mesurées pour les trois phases sont données en mH:

$$L_{p_{an}} = 0.710mH, L_{p_{bn}} = 0.759mH, L_{p_{cn}} = 0.733mH$$

Cette première évaluation montre bien que la perméabilité magnétique relative dans les dents est affectée soit par une déformation cylindrique de l'entrefer ou une saturation localisée. En utilisant les valeurs mesurées, on obtient une moyenne de l'inductance propre égale à :

$$\overline{L_{p_{direct}}} = 0.734mH$$

La mesure de l'inductance synchrone se fait pour sa part en branchant l'appareil de mesure de la façon indiquée par la figure suivante :

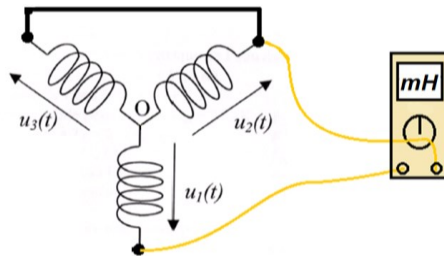


Figure 6.15 : Lecture de l'inductance synchrone (avec un facteur de 3/2)

Après division de la mesure par 3/2, les valeurs d'inductance synchrone mesurées à 120 Hz pour les trois phases ainsi que la valeur moyenne sont :

$$L_{s1} = 1.078mH, L_{s2} = 1.033mH, L_{s3} = 1.068mH, \overline{L_{s_{direct}}} = 1.059mH$$

Mesure indirecte

Une validation des valeurs trouvées précédemment peut être faite par l'injection d'un courant triphasé alternatif à rotor bloqué. L'inductance propre peut être trouvée par la méthode de la puissance active et réactive ou l'impédance « Z » composée. Une résistance de mesure « R_m » doit être ajoutée si l'inductance est trop importante pour se rapprocher d'un facteur de puissance de la charge à 0.5.

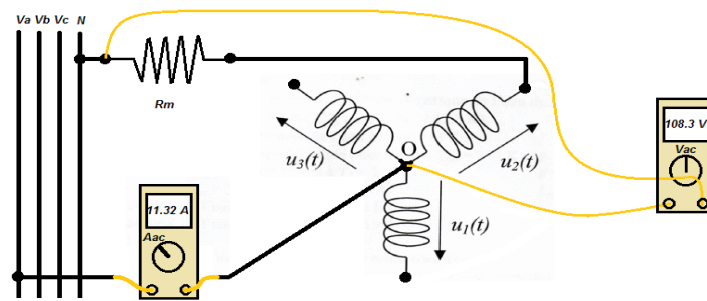


Figure 6.16 : Montage pour la mesure indirecte de l'inductance propre

En négligeant l'effet de peau dans le cuivre, l'inductance est calculée par :

$$Z = \frac{E}{I} \quad (\text{en } \Omega) \quad (\text{Éq.6-5})$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (2\pi f \cdot L)^2} \quad (\text{en } \Omega) \quad (\text{Éq.6-6})$$

$$L = \frac{\sqrt{\frac{E^2}{I^2} - R^2}}{2\pi f} \quad (\text{en H}) \quad (\text{Éq.6-7})$$

Les mesures indirectes révèlent une valeur moyenne d'inductance propre de :

$$\overline{L_{p_{indirect}}} = 0,64mH$$

Une valeur moyenne d'inductance synchrone a également été donnée :

$$\overline{L_{s_{indirect}}} = 1.146mH$$

6.6.1.3 Détermination de l'inductance mutuelle et des fuites

Il demeure possible de déduire la valeur de l'inductance mutuelle à rotor bloqué en induisant une tension alternative dans une phase et en faisant afficher la valeur de la tension sortante sur l'une ou l'autre des deux autres phases. Le rapport de transformation des

tensions ligne-neutre, tel que mesuré selon la Figure 6.17, donnera le ratio entre l'inductance propre et l'inductance mutuelle. Comme l'inductance mutuelle est équivalente à la moitié de l'inductance principale (pour une machine triphasée), l'inductance de fuite pourra être déduite par l'expression suivante.

$$L_{propre} = L_{principale} + L_{fuite} \text{ (en H)} \quad (\text{Éq.6-8})$$

La valeur d'inductance propre peut être mesurée par un testeur d'inductance également

$$L_{mutuelle} = \frac{1}{2} \cdot L_{principale} \text{ (en H)} \quad (\text{Éq.6-9})$$

$$L_{sych} = \frac{3}{2} L_{principale} + L_{fuite} \text{ (en H)} \quad (\text{Éq.6-10})$$

Le ratio des tensions injectées VS induites permet de trouver l'inductance de fuite « L_{fuite} ». Le montage suivant présente le test en transformateur effectué :

$$\frac{V_{L_{propre}}}{V_{L_{mutuelle}}} = \frac{L_{propre}}{L_{mutuelle}} \quad (\text{Éq.6-11})$$

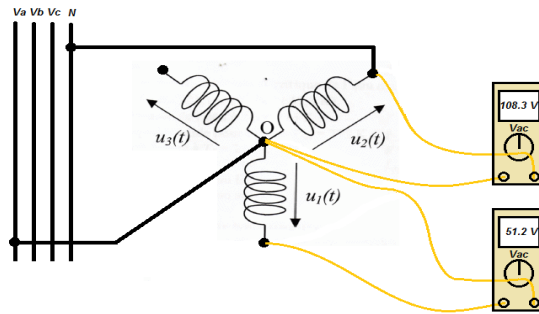


Figure 6.17 : Montage pour le calcul relatif de l'inductance mutuelle

La valeur de l'inductance synchrone mesurée par le montage monophasé et celle calculée depuis l'inductance principale et les fuites peuvent être comparées pour valider la démarche. Enfin, l'amplitude du changement d'inductance synchrone pour différentes positions du rotor donne une indication du niveau de saturation par le flux à vide.

L'inductance mutuelle moyenne relevée est de : $\overline{L_{mutuelle}} = 0.318\text{mH}$. Ainsi l'inductance de fuite moyenne calculée depuis l'inductance propre moyenne est de : $\overline{L_{fuite}} = 0.098\text{mH}$

6.6.1.4 Détermination de la force électromotrice (FEM)

La tension induite à vide dans les phases de la machine (FEM) en fonction de la fréquence électrique permet de définir le flux vu par les enroulements qui influence directement le couple de la machine. Le modèle interne au contrôleur nécessite d'ailleurs la valeur du flux à vide. Elle peut être trouvée en effectuant un test à vide et en captant la tension ligne-neutre. Le relevé de la forme d'onde peut s'accompagner d'une analyse du spectre fréquentiel de la FEM par une transformée de Fourier rapide (FFT) pour déterminer la composition harmonique de la FEM, un indice important sur la qualité du signal sinusoïdal. Le tracé rouge sur l'illustration de droite de la Figure 6.18 permet à cet effet de constater la prédominance de l'harmonique 5. En utilisant la valeur efficace de la FEM, le flux efficace peut être estimé comme suit :

$$\psi_v = \frac{E_{rms}}{2\pi f} = \frac{V_{anrms}}{2\pi f} \quad (\text{en Wb}) \quad (\text{Éq.6-12})$$

L'analyse des courbes de la Figure 6.18, illustrant la FEM de la machine, permet de juger de l'évolution du prototype avant les réparations majeures, après celles-ci (plus large entrefer) et après les tests en charge s'étant avérés destructifs (dépassement du courant de démagnétisation des aimants) tel que le démontre la Figure 6.19. Si aucune saturation dans les becs n'était présente dans la machine, on devrait s'attendre à un signal s'approchant de la forme donnée par l'analyse par éléments finis (cf. Figure 3.24).

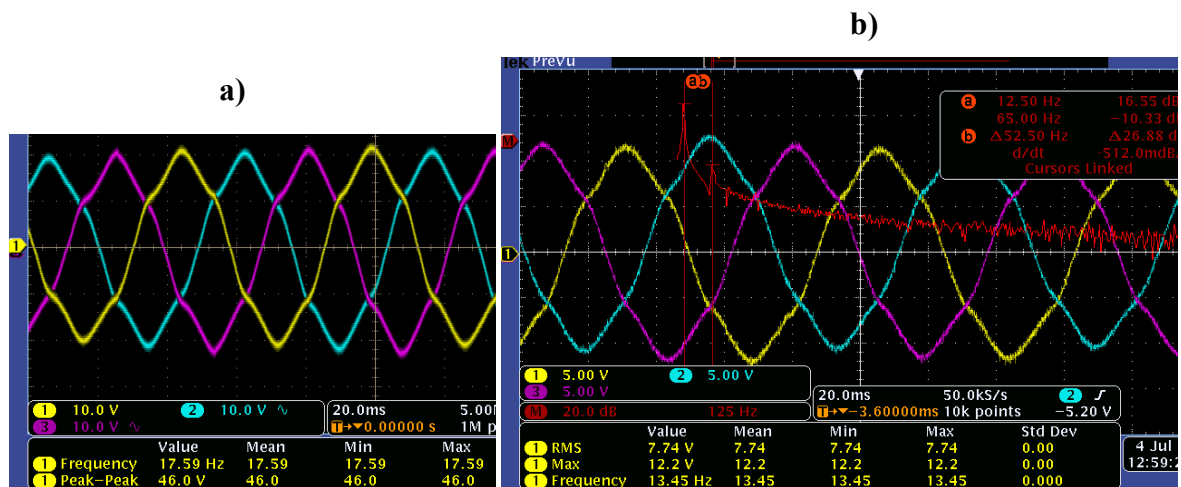


Figure 6.18 : Relevé de la tension à vide du prototype de moteur-roue a) initial et b) après réparation

On observe aussi que la forme de la tension induite s'approche d'une sinusoïde en élargissant l'entrefer. Les harmoniques sont filtrés, mais l'amplitude de la fréquence fondamentale a également diminué. Les dommages portés au prototype peuvent être évalués en estimant le flux à vide estimé dans les deux situations, présentant une chute de 30% après réparation où les valeurs estimées du flux sont:

$$\varphi_{v_{initial}} = 0.130 \text{ Wb}$$

$$\varphi_{v_{réparé}} = 0.092 \text{ Wb}$$

Enfin, notons que les tests en charge ont clairement porté atteinte au flux à vide par la démagnétisation localisée des aimants, tel qu'en témoignent les FEMs tracées à la Figure 6.19. Ces tracés démontrent une diminution du flux à vide efficace de 33% de la valeur initiale où $\varphi_{v_{démagnétisé}} = 0.087 \text{ Wb}$:

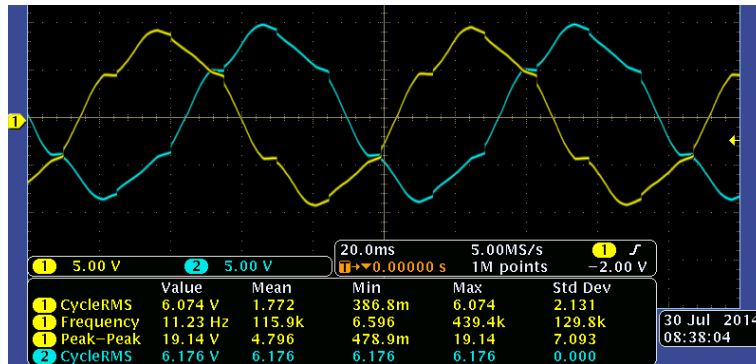


Figure 6.19 : Relevé de la tension à vide du prototype du moteur-roue après démagnétisation localisée des aimants

6.6.1.5 Relevé de la caractéristique couple-courant de la machine

Le couple du prototype du moteur-roue a été testé sur six points d'opération en utilisant le banc d'essai expérimental statique décrit précédemment. Les résultats sont illustrés par le graphique de la Figure 6.20. Le courant efficace d'alimentation est déduit des valeurs de tension de phase. La phase de ce courant est ajustée en cherchant la valeur crête du couple pour une tension d'alimentation donnée ($I_d=0$). Il est à noter que la technique de mesure ne considère pas le couple réluctant dû à l'encoche du stator (couple

de détente) et aux harmoniques d'espaces de la force magnétomotrice (FMM) qui peuvent représenter un peu plus de 10% d'erreur. La précision du montage et de la cellule de charge utilisée représente également un risque d'erreur possible.

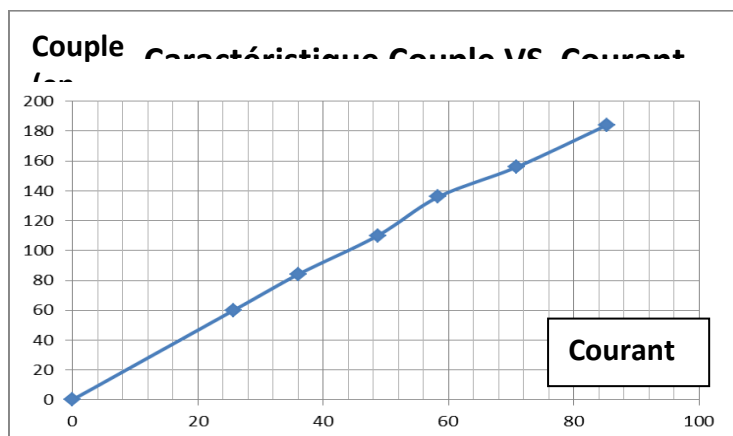


Figure 6.20 : Relevé du couple utile du prototype du moteur-roue en fonction du courant d'alimentation

6.7 ANALYSE DES RÉSULTATS

6.7.1 Paramètres électriques de la machine

Le tableau ci-dessous illustre les valeurs des paramètres électriques issus du modèle analytique, de la validation par éléments finis et des essais effectués sur le prototype. Les valeurs des paramètres inscrits dans l'avant-dernière colonne (*Prototype*) sont celles de la machine avant les modifications majeures. Considérant l'entrefer faisant environ 0.8 mm sur le prototype au lieu de 1 mm, les valeurs d'erreurs maximales permettent d'observer que les coins de becs, plus minces que les spécifications de conception, ont une influence notable sur la réduction des flux de fuites.

Tableau 6.1 : Comparaison des paramètres électriques de la solution de machine optimale

PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES		SOURCE DE VALIDATION			ERREUR MAXIMALE
Description	Unité	Analytique	Éléments finis	Prototype	
Inductance propre	mH	1.04	-	0,734	29,4%
Inductance principale	mH	0.67	-	0.636	5.07%
Inductance de fuite	mH	0,37	-	0,098	73,5%
Inductance synchrone	mH	1.38	1,33	1,059	23.2%
Flux à vide	Wb	0,125	0,129	0,132	5,60%
Résistance de phase	Ω	0,225	-	0,244	8,44%

6.7.2 Assemblage mécanique et performances de la machine

Selon la modélisation 3D effectuée pour la machine, le prototype conçu devait avoir une masse d'environ 25 kg. Cependant, le prototype fabriqué affiche pour sa part une masse de 25.3 kg. Ce léger surdimensionnement du prototype s'explique parce qu'il a dû être allongé de 3mm pour éviter les courts-circuits des soudures des bobines avec la façade d'aluminium avant et que la tuyauterie du système de refroidissement n'avait pas été modélisée.

La chute des performances de la machine relevée par la courbe du couple en fonction de la réaction d'induit est liée à plusieurs facteurs. Un couple de friction au niveau de l'entrefer peut être à l'origine d'une partie de la chute du couple de sortie, mais les conséquences liées à la modification du circuit magnétique sont plus importantes.

D'une première part, la démagnétisation localisée des aimants permanents a créé un déphasage de la fondamentale du flux à vide par rapport aux centres des aimants le rendant complètement asymétrique. D'autre part, l'élargissement de l'entrefer par l'usinage des becs a sans doute énormément affecté les réductances radiale et transversale traversées par le flux. En plus de l'entrefer élargi, l'usinage a causé une augmentation sévère de la saturation dans les becs. Le parcours du flux à l'origine du couple, soit celui résultant de la réaction d'induit et du flux à vide, a une large composante transversale dans l'entrefer. L'inductance de fuite étant déjà plus faible sur le prototype sans modification mécanique que ce qui était analytiquement attendu, la réductance du flux transversal pouvait déjà

s'estimer plus importante. La saturation élevée des coins de becs, difficilement quantifiable, a donc probablement d'importantes répercussions sur les performances du prototype.

6.8 RECOMMANDATIONS POUR LE PROTOTYPAGE DE LA MACHINE DE TRACTION

6.8.1 Bilan de la réalisation du moteur-roue

Malgré d'importants problèmes rencontrés lors de la réalisation du prototype du moteur-roue, l'utilisation d'un bobinage concentrique préformé avant une insertion sur des dents séparées a permis de bénéficier d'un assemblage très dense. Comme cette manipulation requiert déjà l'effort de fabriquer des dents séparées, il est justifié d'utiliser de l'acier à grains orientés pour ces pièces afin d'augmenter les performances de la machine.

Par contre, à cause que l'assemblage collé des dents sur la culasse statorique n'a pas tenu le coup, il est nécessaire de repenser à la stratégie d'assemblage pour éviter la destruction du stator lors des efforts importants. Par ailleurs, une attention particulière doit être portée à l'égard de la manipulation des bobines et la préparation des surfaces des encoches. En effet, les problèmes de court-circuit sont les plus fréquents dans le bas des encoches et dans le bas des chanfreins des becs. Le temps de réparation des courts-circuits et les risques associés aux manipulations que cela nécessite suggèrent de revoir le processus d'assemblage des bobines sur les dents afin d'éviter les fautes dans l'isolation.

6.8.2 Recommandations et pistes de développement suggérées

La diminution des pertes au rotor par la minimisation du contenu harmonique de la force magnétomotrice (FMM) suggère déjà une modification du type de bobinage considéré. La segmentation des aimants et la lamination de la plaque d'acier du rotor sont également des méthodes envisageables pour minimiser les pertes dans cette section de la machine.

D'un autre côté, le facteur de bobinage demeure assez faible pour la topologie à bobinage concentrique, ce qui fait pencher vers un nombre d'encoches par pôle par phase (« N_{spp} ») unitaire. L'enjeu demeurant de minimiser les têtes de bobines pour maximiser la

longueur active du stator dans un volume donné, il semble intéressant de se tourner vers le bobinage toroïdal pour une machine radiale à deux rotors [67].

L'utilisation de l'acier à grains orientés est justifiée pour les dents puisqu'il offre jusqu'à 25% plus d'espace pour le bobinage. Dans le cas d'une machine à double rotors, l'utilisation de l'acier à grains orientés dans la culasse du stator est à étudier pour la réduction de son encombrement, de sa masse et pour augmenter le couple du rotor interne. Par contre une attention particulière doit être portée afin de surdimensionner les coins de becs pour pallier à une plus faible perméabilité transversale.

L'augmentation de la fréquence d'alimentation paraît également comme une avenue très prometteuse pour se rapprocher des performances des modèles concurrents [7]. Par contre, la dimension des pièces de tôle doit faire objet d'une étude dépendamment de la fréquence. D'ailleurs, la découpe au laser est à proscrire pour le prototypage des dents considérant le long traitement lié au nombre important des manipulations sur ces pièces, la dégradation des propriétés magnétiques en pourtour des lignes de découpe et l'imprécision dans la réalisation du découpage demandant des efforts supplémentaires de triage et contrôle de la qualité. La découpe à l'EDM (machine à électroérosion) est une meilleure solution qui peut être envisagée pour réduire les efforts de prototypage.

6.8.3 Recommandations spécifiques à l'assemblage du stator

La fragilité du joint de colle à la base des dents à l'égard des chocs est un argument suffisant pour modifier la forme de la dent et la rainure dans la culasse qui l'accueille. La base de la dent doit être perpendiculaire à ses côtés. De plus, étant donné qu'un simple collage représente trop de risques de rupture, un cordage doit être prévu pour maintenir la dent sur son siège. Les dents devront ainsi être attachées par un fil de fibre de verre pour éviter l'arrachement. Une petite encoche devra être réalisée dans le milieu des becs sur toute la longueur axiale de la dent pour permettre le passage de cette corde sans augmenter l'entrefer. L'encoche aura du même coup pour effet de diminuer le couple réluctant et de

devoir augmenter l'entrefer mécanique tel que l'a nécessité la gaine de serrage utilisé pour réparer le prototype.

Dans le processus de prototypage, il est recommandé de terminer le collage du stator avant de procéder à l'usinage de la culasse rotorique de sorte que l'entrefer mécanique puisse être contrôlé.

6.8.3.1 Piste de solution pour un stator à deux entrefers

Dans l'éventualité que le projet soit orienté sur une machine à deux rotors, la diminution de la largeur des dents associée au choix d'un nombre supérieur de dents (nécessaire pour l'insertion d'un bobinage à pas polaire « $N_{spp}=1$ » et l'augmentation de la fréquence) constitue un défi de conception majeur pour l'assemblage et le moulage dans la résine du stator. La faisabilité technique de la machine étant compromise par l'augmentation du nombre de dents, il serait alors fortement suggéré de revoir l'application de la machine (cahier des charges) afin de pouvoir augmenter le diamètre de la machine pour avoir plus d'espace pour l'assemblage.

6.8.3.2 Recommandations spécifiques à l'encodeur

L'encodeur utilisé au niveau du moteur est un encodeur magnétique installé au centre du moteur (à l'intérieur du moyeu). La fusée d'encodeur, filetée pour permettre l'ajustement du jeu des roulements conique, comporte également un petit arbre au centre de l'axe menant à un accouplement dans le bouchon protecteur du roulement avant qui permet la transmission de la rotation du rotor à l'encodeur. Toute la fusée devrait être entièrement accessible depuis l'avant du moteur. Il serait donc peut-être nécessaire d'augmenter le diamètre du roulement conique avant pour permettre son insertion directe. L'utilisation d'encodeur optique, beaucoup plus fiable et résistant à la température que la plupart de ceux de type magnétique, est une avenue à étudier pour une prochaine conception. En effet, l'encodeur magnétique peut facilement perdre sa calibration, ce qui pourrait avoir des répercussions catastrophiques sur le contrôle de la machine de traction.

Par ailleurs, avec un nombre plus important de paires de pôles, il serait même pertinent de considérer un accouplement à courroie dentée avec un ratio de poulies équivalant au nombre de paires de pôles pour augmenter la résolution sans faire grimper le coût du dispositif. Une autre méthode de redondance peut aussi être utilisée et qui consisterait à machiner ou imprimer l'encodage à l'intérieur de la façade avant du moteur et fabriquer une tête de lecture optique. Une résolution d'encodeur absolu de 8 ou 9 bits serait suffisante si l'encodage est multiplié par le nombre de paires de pôles.

6.8.3.3 Pistes de solutions pour le refroidissement

Au niveau du refroidissement du moteur-roue, l'avant et l'arrière du rotor devraient comporter des ailettes obliques, à l'extérieur et à l'intérieur si l'espace le permet, pour améliorer l'efficacité de l'échange convective recherchée par la ventilation forcée. Ces ailettes devraient également permettre d'alléger les pièces structurales du moteur sans en affecter la rigidité.

Dans le cas d'une machine à deux rotors, une seule tête de refroidissement liquide placée à l'avant du moteur peut être utilisée et devrait être usinée dans une plaque épaisse d'aluminium. Les adaptateurs assurant la connexion de la tuyauterie d'alimentation en liquide s'insèreraient dans l'aluminium grâce à l'usinage de filets coniques (NPT).

L'utilité d'une ventilation forcée à l'intérieur du moteur-roue est à réévaluer. Il serait intéressant de favoriser l'utilisation d'une machine unique coaxiale au moteur qui tirerait axialement l'air de l'arrière de la machine pour le pousser contre la plaque de refroidissement sur les têtes de bobines avant comportant des ailettes. Ainsi, il serait sans doute question de concevoir un moteur sans brosse à rotor externe avec le cœur (centre) creux pour assurer une ventilation forcée efficace.

6.9 CONCLUSION

Ce chapitre a couvert la méthodologie de réalisation du prototype de moteur-roue. L'accent a surtout été porté sur la réalisation du stator magnétique (dents, culasse et bobinage) puisqu'elle représente l'enjeu de réussite le plus important. Ensuite, la démarche de caractérisation de ses paramètres électriques a également été présentée. La conception d'un banc d'essai pour des tests en charge statiques a également permis de caractériser le comportement du couple de sortie du prototype en fonction de son courant d'alimentation. Enfin, une liste de recommandations a été dressée pour la conception du stator, le choix d'encodeur et la conception du système de refroidissement. Le prochain chapitre constitue la conclusion finale du mémoire.

CHAPITRE 7. CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de recherche avait pour but de mettre en perspective l'ensemble des considérations pour améliorer l'efficacité et la puissance d'un système de traction hybride-série utilisant des moteurs-roues en traitant de son dimensionnement et de son contrôle de façon intégrée. Un regard critique a été porté quant aux besoins de performances et aux risques de dégradation de l'agrément de conduite liés à l'augmentation de la masse des machines de traction. Le développement des modèles de pertes utilisés dans le choix de la tension du système a permis de minimiser l'incertitude sur l'estimation de la consommation du véhicule afin de conserver une bonne marge par rapport aux systèmes de traction traditionnels.

Le travail a également permis de mettre en œuvre le processus de dimensionnement et d'optimisation des machines de traction synchrones à aimants permanents à rotor externe et dont le stator employait un bobinage concentrique et de l'acier à grains orientés. Une méthode de contrôle utilisant un modèle interne avec un correcteur en pseudo-cascade a été élaborée. La gestion des fautes et des modes de fonctionnement du système hybride a également été expliquée. Enfin, la réalisation d'un prototype de machine de traction ainsi que la caractérisation de ses paramètres ont été présentées.

Différents résultats ont été obtenus dans ce travail de recherche. Au niveau de l'établissement du cahier des charges, les modèles dynamiques et la méthode intégrée de dimensionnement mis en place permettent de définir les machines de traction tout en cherchant un compromis entre les performances et la masse du groupe de traction (moteur et onduleur). La minimisation de la capacité des batteries par l'utilisation de cellules de puissance permet également de jouir d'une masse globale réduite et d'une densité de puissance du groupe motopropulseur (moteur, batterie, génératrice et convertisseurs de puissance).

Au niveau du contrôle des machines de traction, les simulations utilisant une stratégie de contrôle en courant avec découplage par modèle interne, imbriquant une boucle de correction de tension en pseudo-cascade à la sortie de ce modèle, ont démontré le potentiel d'autorégulation du pilotage du convertisseur statique en fonction des limites réelles du système.

Dans l'exercice de l'implantation réelle du contrôle du prototype, les difficultés rencontrées avec la calibration des capteurs de courant et l'encodeur magnétique suggèrent différentes améliorations sur le choix et la disposition des capteurs. L'utilisation de deux capteurs de courant de plages complémentaires sur chaque phase lue et le remplacement de l'encodeur magnétique incrémental par un encodeur absolu optique à multiples remises à zéro par tour sont les principales recommandations.

Concernant la machine de traction, les paramètres électriques du prototype avant réparation respectaient sinon dépassaient les valeurs attendues par le modèle analytique et la validation par éléments finis. Les couples électromagnétiques issus du modèle analytique et de la validation par éléments finis concordent, mais la saturation importante des bords du stator semble avoir affecté grandement les performances du prototype. La situation n'a pu que se détériorer au cours des modifications qui ont été nécessaires après l'arrachement des dents du stator ayant nécessité un élargissement de l'entrefer.

Concernant la gestion du bus CC, l'instrumentation stratégique principale implantée dans le projet d'alimentation du bus CC pour la gestion de la sécurité d'interface humain-machine est une carte de détection de l'impédance entre la batterie de puissance et le châssis puis des capteurs de détection d'une violation de la boucle d'interconnexion du système qui informe un automate de sécurité. Des capteurs de tension, de courant et de température permettent de classer l'importance des fautes rencontrées selon un ordre prioritaire, secondaire ou tertiaire. Le système peut ensuite réagir par le biais de ses contacteurs et de son dissipateur thermique.

L'algorithme de gestion de l'énergie intégrant quatre modes de conduite s'est révélé concluant sur sa capacité à minimiser l'utilisation de la génératrice, fournir de bonnes performances ou permettre un compromis entre ces deux paramètres.

Recommandations

Les principales recommandations du projet portent sur les méthodes de réalisation du stator de la machine de traction et de son instrumentation. Les dents collées doivent être attachées solidement avec un cordage qui permet un meilleur support au fond des encoches. Le prototypage devrait utiliser la découpe par fil pour jouir d'une meilleure précision et d'une simplification des manipulations d'assemblage.

Du côté de l'instrumentation, la rétroaction sur le courant est impossible en n'utilisant qu'un seul capteur par phase mesurée. La large plage de fonctionnement de la machine nécessite minimalement deux capteurs couvrant des plages complémentaires. L'encodeur devrait être du type optique et absolu, puisqu'un encodeur magnétique décalibré engendre des répercussions trop importantes pour justifier son utilisation. L'exploitation d'un entraînement mécanique multipliant la vitesse de ce capteur par le nombre de paires de pôles de la machine pourrait être considérée.

Dans l'éventualité d'une défaillance de l'encodeur, un mode de pilotage de type « DC brushless », c'est-à-dire sans encodeur et n'utilisant que deux phases à la fois, devrait être enclenché. Alimentée par des signaux MLI pilotés selon un modèle interne, la machine peut être asservie sans encodeur si des capteurs à effet hall permettent de lire la tension induite sur la phase non utilisée. Ce fonctionnement auxiliaire permettrait d'assurer la pérennité du fonctionnement de la machine malgré des problèmes de capteur de position. La redondance de la motorisation dans chaque roue pourrait éviter les difficultés de démarrage rencontrées par ce type d'asservissement en laissant les autres machines assurer le déplacement du véhicule.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] F. Magnussen, "Design and Analysis of SPMM for Field-Weakening Operation in Hybrid Electric Vehicles," Stockholm, 2004.
- [2] S. Stockar, V. Marano, M. Canova, G. Rizzoni, and L. Guzzella, "Energy-Optimal Control of Plug-in Hybrid Electric Vehicles for Real-World Driving Cycles," *IEEE*, p. 16, 2011.
- [3] S. G. Wirasingha, "System Level Analysis of plug-in hybrid electric vehicle: Electrification, Energy efficiency and Control Strategy," ed. Illinois, USA: Department of Electrical and Computer Engineering, 2010, p. 229.
- [4] B. Multon and L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (deuxième partie)," *Revue 3E.I n°5 mars 96* pp. pp.55-64., 1996.
- [5] L. Rambaladi, E. Bocci, and F. Orecchini, "Preliminary experimental evaluation of a four wheel motors, batteries plus ultracapacitors and series hybrid powertrain," ed. Sapienza University of Rome, Italie, p. 7.
- [6] J. McCraw, "Reinventing the wheel," *Electric & Hybrid Vehicle Technology International*, vol. January 2013, p. 3, 2013.
- [7] Protean-Electric. (2015, 15 sept.). <http://www.proteanelectric.com/en/white-papers/>.
- [8] <http://www.meadinfo.org>. (2012, 1 déc.). *Comparison of Gear Efficiencies - Spur, Helical, Bevel, Worm, Hypoid, Cycloid*. Available: <http://www.meadinfo.org/2008/11/gear-efficiency-spur-helical-bevel-worm.html>
- [9] S. Serveto, "Modélisation mécanique des joints de transmission automobile. Mesure et calcul des excitations vibratoires générées," ed. l'université de Maine: Faculté des Sciences et Techniques, 2008, p. 146.
- [10] T. F. Chen, D. W. Lee, and C. K. Sung, "An experimental study on transmission efficiency of rubber V-belt CVT," ed. Tsing Hua University, Hsinchu, Taiwan, China, 1998, p. 13p.
- [11] M. A. Vollers and D. Robert, "Vehicle with removable auxiliary power system," 2011.
- [12] D. L. Poirier and M. Berger, "Rapport Client - Onduleur triphasé de tension," UQAR, Ed., ed, 2012 p. 152.
- [13] L. É. Radaorozandry, "Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation," ed. Université Laval, Qc, 2007, p. 171p.
- [14] J. R. F. Barnier, "Modélisation des entraînements à grande plage de vitesse en vue de leur conception," Ph. D, Faculté des science et de Génie, Université Laval, Québec, 2007.
- [15] S. Mieier, "Theoretical design of surface-mounted permanent magnet motors with field-weakening capability," ed. Stockholm, 2001 / 2002, p. 74p.
- [16] P. Couture, B. Francoeur, J. Simard, and F.-X. Bourgeois, "Moteur-Roue Électrique," Montréal, Qc, Canada Patent, 1995.
- [17] G. Sturtzer and E. Smigiel, *Modélisation et commande des moteurs triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones Commande numérique par contrôleurs DSP*. Paris, France, 2000.

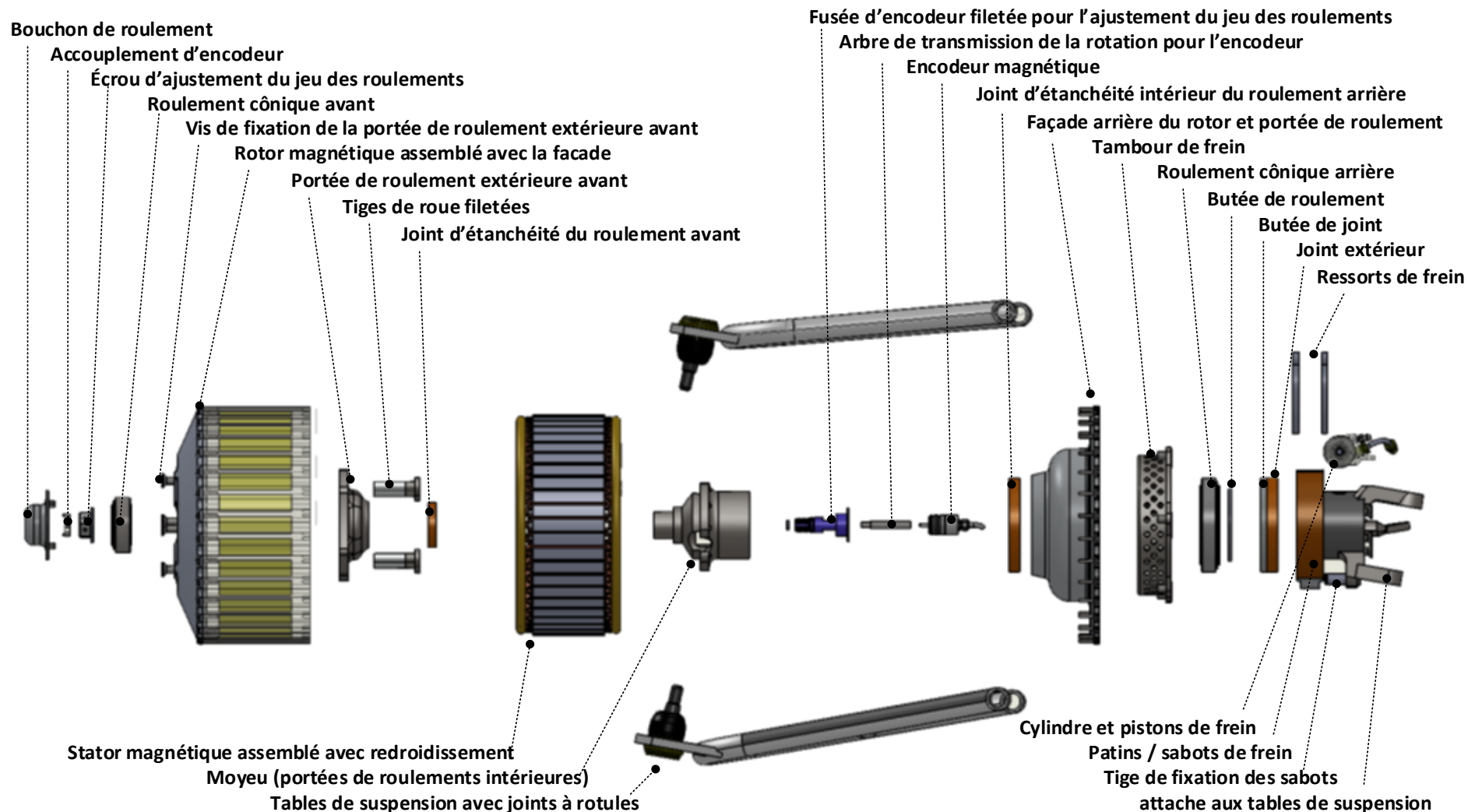
- [18] Jean-Paul Louis and C. Bergmann, "Commande numérique des machines, Systèmes triphasés: régime permanent."
- [19] D. H. Choi, B.-H. Cho, S. J. Lee, and Y. G. Yoon, "Development of Design Tool for Hybrid Power Systems of Hybrid Electric Military Combat Vehicles," ed. South Korea, 2010, p. 5.
- [20] S. E. Lyshevski, M. R. A.S.C. Sinha, M. El-Sharkawy, A. Nazarov, W. W. Peter C. Cho, and J. M. a. M. Friesen, "Analysis and Control of Hybrid-Electric Vehicles with Individual Wheel Brushless Traction Motors," ed. Chicago, Illinois, 2000, p. 5.
- [21] Rongrong Wang, Yan Chen, Daiwel Feng, Xiaoyu Huang, and J. Wang, "Development and performance characterization of an electric ground vehicle with independently actuated in-wheel motors," ed. The Ohio State University, USA, 2011, p. 10.
- [22] D. C. Hanselman, *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*. Orono (Maine), USA: McGraw-Hill, Inc, 1994.
- [23] F. Allard and S. Rioux, "Plan et Devis - CGC0346 chargeur survolteur à alimentation universelle," janvier 2014.
- [24] M. Berger, "Rapport Client - Dissipateur thermique pour freinage électrique d'un moteur-roue et gestion du bus DC," UQAR, Rimouski2014.
- [25] T. Hofman and C. H. Dai, "Energy efficiency analysis and comparison of transmission technologies for an electric vehicle," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.
- [26] M. Anderson, "Unsprung Mass with In-Wheel Motors – Myths and Realities," United Kingdom.
- [27] P. Breton, "Plan et Devis - BMS 2ème phase, balancement actif des cellules, projet Volt-Fast," UQAR, RimouskiAoût 2014.
- [28] J.-F. Pelletier and S. Rioux, "Plan et devis- balancement actif de cellules, projet volt-fast," UQAR, Rimouskijanvier 2013.
- [29] M. Berger, "Plan et devis Dissipateur thermique pour freinage électrique," UQAR, Rimouski2014.
- [30] Olivier Côté and A. Chebak, "Application Specifications Definition Methodology for serial plug-in hybrid traction system based on in-wheel motors," in *Vehicular Power and Propulsion Conference (VPPC) 2013*, Montreal, Quebec, Canada, 2015.
- [31] H. Mitlehner, P. Friedrichs, P. D. , and R. Schorner, "Switching behaviour of fast high voltage SiC pn-diodes," in *the 10th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, Kyoto, 1998, pp. 127-130.
- [32] (mai 2014). <http://www.the-blueprints.com/>.
- [33] Jeffrey M. Bergthorson and M. J. Thomson, "A review of the combustion and emissions properties of advanced transportation biofuels and their impact on existing and future engines," *Elsevier (Science Direct)*, vol. 42 Accepted 15 October 2014 2014.
- [34] Bibhuti B. Sahoo, Ujjwal K. Sahab, and N. Sahoob, "Theoretical performance limits of a syngas–diesel fueled compression ignition engine from second law analysis," *Elsevier (Science Direct)*, vol. 36, pp. 760–769, February 2011 2011.

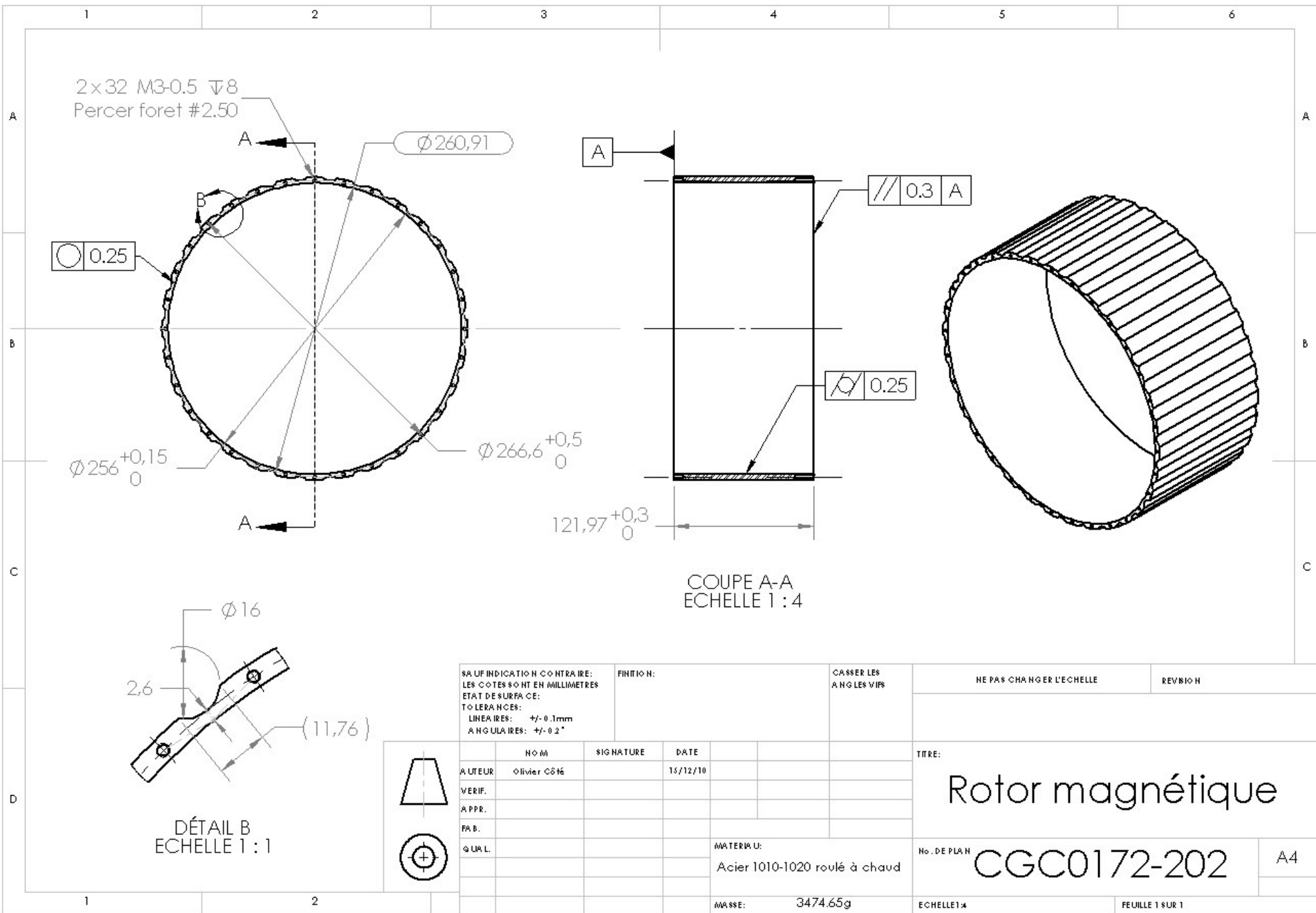
- [35] K. Naima and A. Liazid, "Waste oils as alternative fuel for diesel engine: A review " *Journal of Petroleum Technology and Alternative Fuels* vol. 4 (3), pp. pp. 30-43, March 2013 2013.
- [36] R. Prakash, R.K. Singh, and S. Murugan., "Comparison of Performance and Emission Parameters of a Diesel Engine Fueled with Biodiesel and Wood Pyrolysis Oil Emulsions," *International Energy Journal* vol. 13 pp. 123-132 2012.
- [37] K. v. Mitzlaff, *Engines for biogas*. Federal Republic of Germany: Deutsches Zentrum für Entwicklungstechnologien - GATE 1988.
- [38] Andrew Burke and M. Miller, "Performance Characteristics of Lithium-ion Batteries of Various Chemistries for Plug-in Hybrid Vehicles " presented at the EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Stavanger, Norway, 2009.
- [39] Altairnano. (june 2008). <http://www.altairnano.com/>.
- [40] O. Bonnet. (juin). <http://www.linternaute.com/auto/magazine/les-routes-de-tous-les-records/la-route-la-plus-pentue.shtml>.
- [41] M. Electric, "CM200DX-24S," in *MITSUBISHI IGBT MODULES*, ed, Feb. 2011.
- [42] P. P. Hofbauer, A. Soman, I. Ridley, and A. Wang. (2014, 6 juin). <http://www.ecomotors.com/>.
- [43] Dr. Dušan Graovac and M. Pürschel, "IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters ", I. T. AG, Ed., ed. 85579 Neubiberg, Germany, 2009.
- [44] Powerex. (2011, 26 oct.). <http://www.pwr.com/pwr/app/Driving-IGBT-Modules.pdf>
- [45] B. A. Russel, "Energy efficient wheel system " United States Patent, 6 mars 2012.
- [46] O. Cote, A. Chebak, and J. F. Methot, "Design and Optimization of a high torque in-wheel surface-mounted PM synchronous motor using concentrated winding," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*, 2013, pp. 863-870.
- [47] F. Magnussen, P. Thelin, and C. Sadarangani, "Design of Compact Permanent Magnet Machine for a Novel HEV Propulsion System," *The 20th International Electric Vehicle Symposium and Exposition*, p. 11, 2003.
- [48] G. R. Slemon and R. Bonert, "Modeling of Iron Losses of Permanent-Magnet Synchronous Motors," presented at the IEEE transaction on industry applications,, 2003.
- [49] H. Polinder, M.J. Hoeijmakers, and M. Scuotto, "Eddy-Current Losses in the Solid Back-Iron of PM Machines for different Concentrated Fractional Pitch Windings," *IEEE*, vol. 1, pp. p. 652-657, may 2007.
- [50] H. Polinder and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-Current Losses in segmented surface-mounted magnets of a PM Machine " *IEE Proce-Electr. Power Appl.*,, vol. Vol. 146, No 3, May 1999, pp. p. 261-266, 1999.
- [51] L. Ningbo Ketian Magnet Co., "NIM-200C Hysteresigraph test report," ed. Ningbo, Zhejiang, China (Mainland), 2009.
- [52] D. Fodorean, *Global Design and Optimization of a Permanent Magnet Synchronous Machine Used for Light Electric Vehicle*. Technical University of Cluj-Napoca, Electrical Engineering Department, Romania, 07-2010.

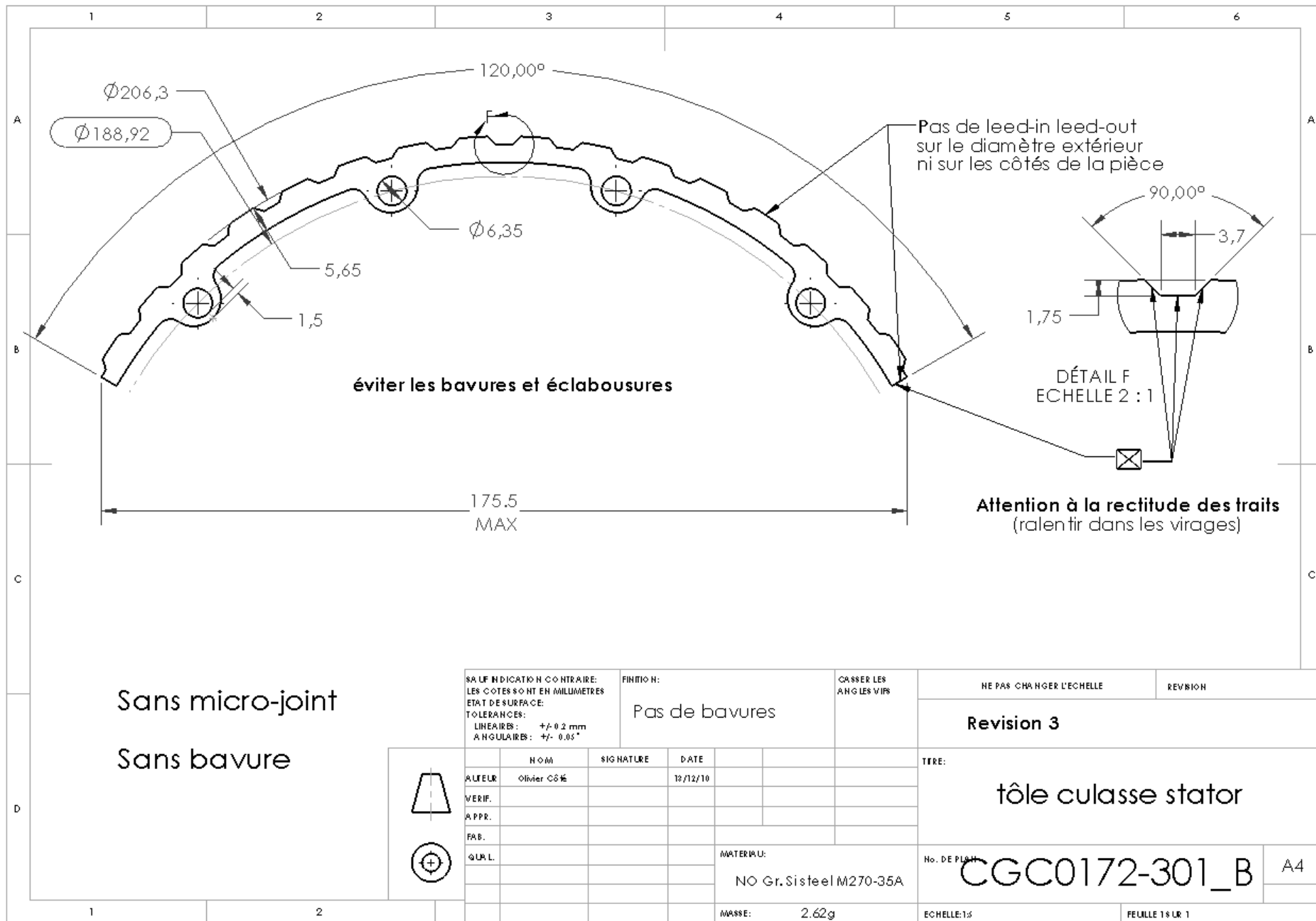
- [53] G. J. Wakileh, "Harmonics in rotating machines," vol. Electric Power Systems Research 66, ed. Western Kentucky University, USA, 2003, p. 7.
- [54] A. Chebak, "Modélisation, Conception et Optimisation des Machines Sans Encoches à Aimants Permanents à Haute Vitesse," Doctorat Dissertation, Département de Génie Électrique et de Génie Informatique, Université Laval, Faculté des Sciences et de Génie de l'Université Laval, 2013.
- [55] N. Madhu Kumar, B. Vasanth Reddy, and B. R. Narendra, "Analysis of different Current Control Techniques for Grid Connected Inverter System," *International Journal of Emerging trends in Engineering and Development*, vol. 5, July 2012.
- [56] A. Schoppa, H. Louis, F. Pude, and C. v. Rad, "Influence of abrasive waterjet cutting on the magnetic properties of non-oriented electrical steels," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 254–255, pp. 370–372, 2003.
- [57] H. Polinder, M.J. Hoeijmarkers, and M. Scuotto, "Eddy-Current Losses in the Solid Back-Iron of PM Machines for different Concentrated Fractional Pitch Windings," *IEEE*, pp. p. 717-722, 2007.
- [58] F. Brédard, "Rapport de stage Banc d'essai éolien," Université du Québec à Rimouski 8 décembre 2009 2009.
- [59] D. A. Neamen, *Microelectronics, Circuit Analysis and Design*, 4th ed. University of New Mexico: McGraw Hill, 2010.
- [60] E. Poulin and A. Pomerleau, "Unified PID design method based on a maximum peak resonance specification," *Control Theory and Applications, IEE Proceedings -*, vol. 144, pp. 566-574, 1997.
- [61] F. Brédard, "Modélisation et contrôle d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable connectée au réseau et utilisant une machine asynchrone," Maîtrise, Département de Mathématique, d'Informatique et de Génie, Université du Québec à Rimouski, Rimouski, Qc, 2014.
- [62] W. S. Levine, *Control System Fundamentals*, second edition ed. University of California, Davis: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2011.
- [63] L. NI, "Energy Storage and Management for a small serie plug-in hybrid Electric Vehicle,," ed. Lincoln, Nebraska, USA, 2010, p. 112.
- [64] R. Lestage, A. Pomerleau, and A. Desbiens, "Improved constrained cascade control for parallel processes," *Control Engineering Practice* 7, pp. pp. 969-974., 1999.
- [65] A. Chebak, "Notes de cours Électronique de Puissance," ed. UQAR, 2010.
- [66] Maxime Berger, Olivier Côté, and A. Chebak, "Development of a DC-Link Protection System for Regenerative Braking of Electric Vehicle Using a Pseudo-Cascade Controlled IGBT Chopper," in *ITEC 2015*, Detroit, 2015.
- [67] P. Gottipati, "Comparative Study on Double-Rotor PM Brushless Motors with Cylindrical and Disc type Slot-less Stator," Master of Science in Electrical Engineering The Department of Electrical & Computer Engineering, Graduate Faculty of the Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College 2007.

ANNEXE 1. Plans mécaniques du moteur-roue

La figure ci-dessous présente la topologie mécanique de la machine par le biais d'une vue de profil explosée. Les prochaines figures ne traiteront que de la conception finale du circuit magnétique.







Sans micro-joint

Sans bavure

SAUF INDICATION CONTRAIRE:
 LES COTES SONT EN MILLIMETRES
 ETAT DE SURFACE:
 TOLERANCES:
 LINEAIRES: +/- 0.2 mm
 ANGULAIRES: +/- 0.05°

FINITION:
 Pas de bavures

CASSER LES
 ANGLES VIFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION

Revision 3

TITRE:

tôle culasse stator



	NOM	SIGNATURE	DATE
AUTEUR	Olivier C&E		12/12/10
VERIF.			
APPR.			
FAB.			
QUAL.			

MATERIAU:
 NO Gr. Sisteel M270-35A

No. DE PLAN:

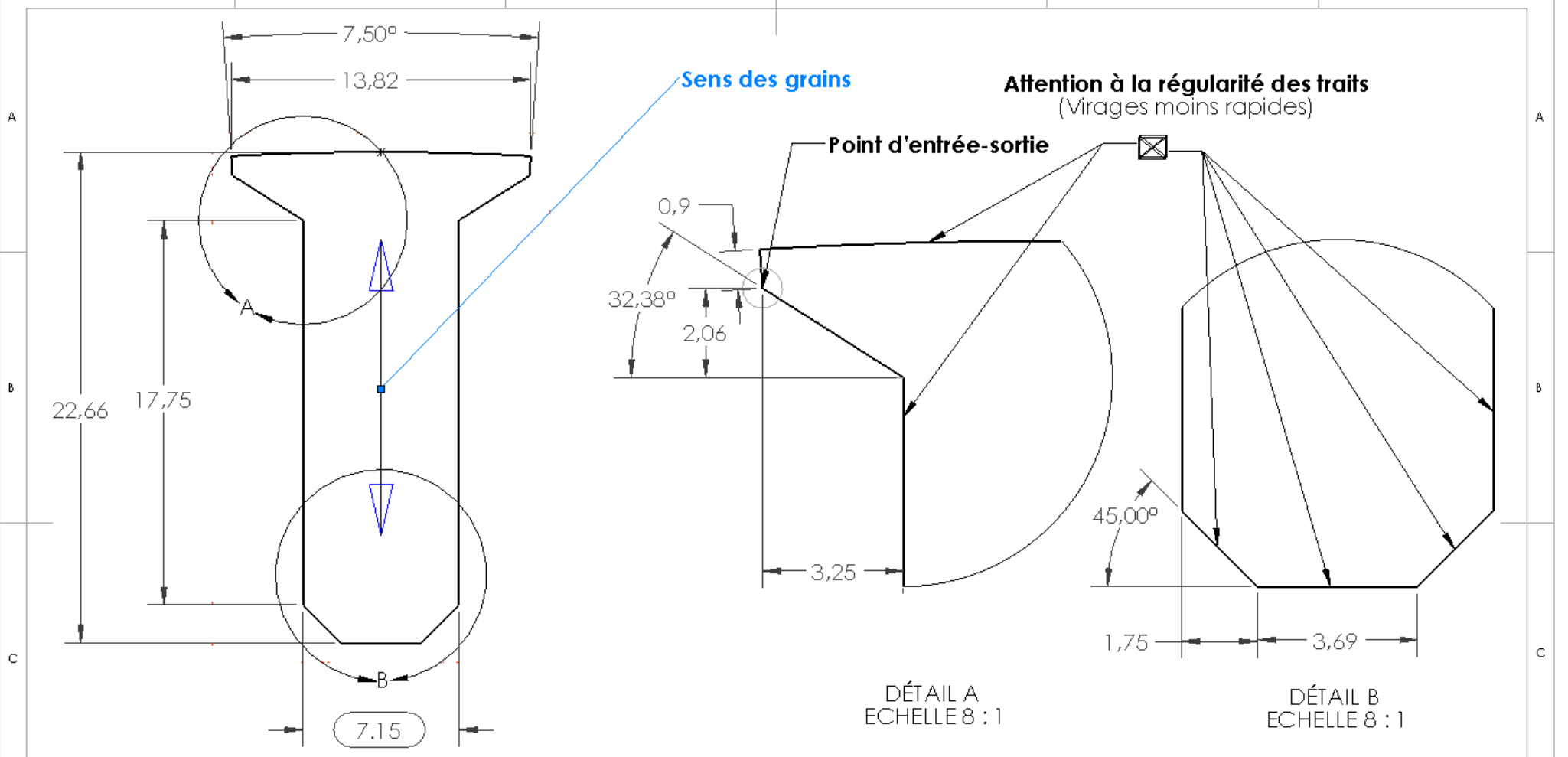
CGC0172-301_B

A4

MASSE: 2.62g

ECHELLE: 1:1

FEUILLE 1 SUR 1



Sans micro-joint
Sans bavure

SAUF INDICATION CONTRAIRE:
LES COTES SONT EN MILLIMETRES
ETAT DE SURFACE:
TOLERANCES:
LINEAIRES: +/- 0.2 mm
ANGULAIRES: +/- 0.5 deg

FINITION:

CASSER LES ANGLES VFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION

Révision 2

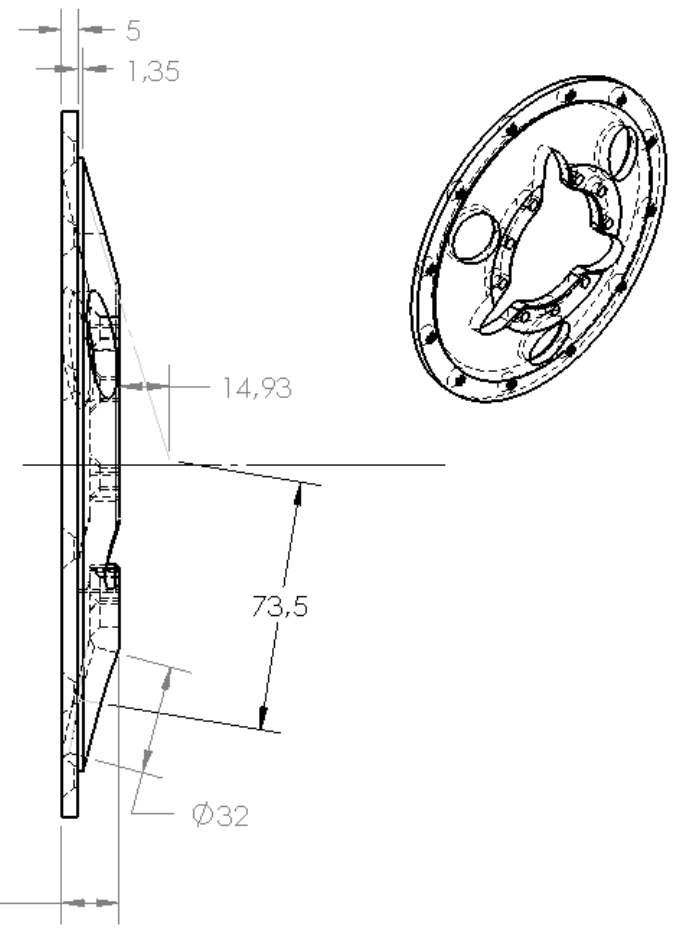
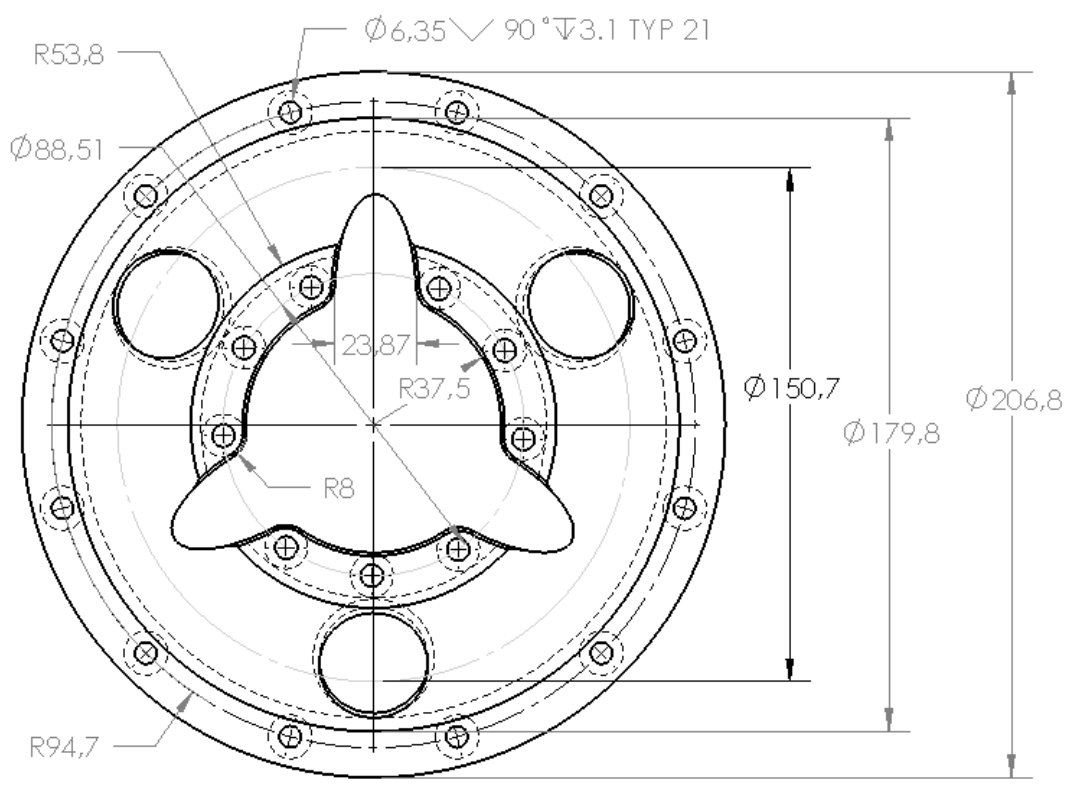
NOM	SIGNATURE	DATE
AUTEUR: Olivier Côté		13/12/10
VERIF.		
APP.		
FAB.		
QUAL.		

MATERIAU:
GO Si steel M103-27P

TITRE:
dent à grains orientés

No. DE PIÈCE: **CGC0172-301_A**

A4



SAUF INDICATION CONTRAIRE:
 LES COTES SONT EN MILLIMETRES
 ETAT DE SURFACE:
 TOLERANCES:
 LINEAIRES: $\pm 0,05$
 ANGULAIRES: $\pm 0,1$

FINITION:

CASSER LES
 ANGLES VIFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION B



	NOM	SIGNATURE	DATE
AUTEUR	olivier côté		11/11/2011
VERIF.			
APP. PR.			
FAB.			
QUAL.			

TITRE:

Support de stator

NO. DE PLAN

CGC0172-304

A4

MATERIAU:

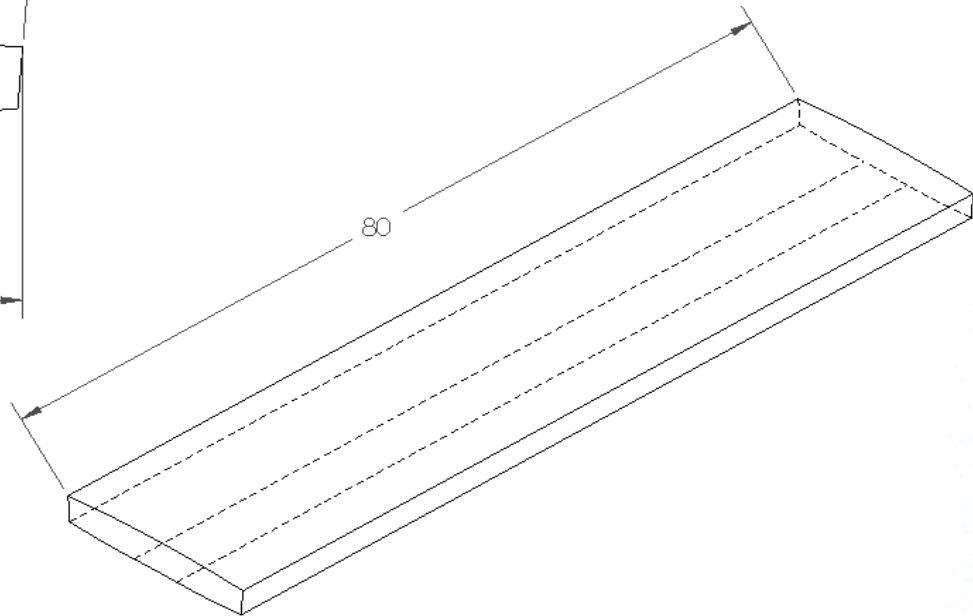
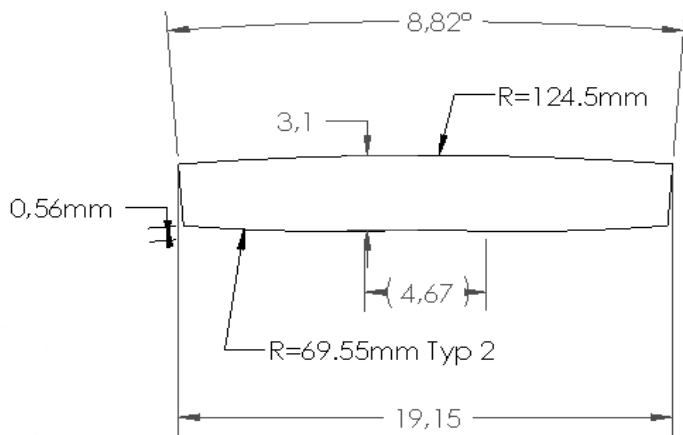
6061-T6 (SS)

MASSE:

459.66g

ECHELLE: 1:5

FEUILLE 1 SUR 1



SAUF INDICATION CONTRAIRE:
 LES COTES SONT EN MILLIMETRES
 ETAT DE SURFACE:
 TOILERACB:
 LINEAIRES:
 ANGULAIRES:

FINITION:

CASSER LES
 ANGLES VIFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION

	NOM	SIGNATURE	DATE		
AUTEUR					
VERIF.					
APPR.					
FAB.					
QUAL.					

TITRE:

Aimant sur mesures NeFeB 45SH

No. DE PLAN

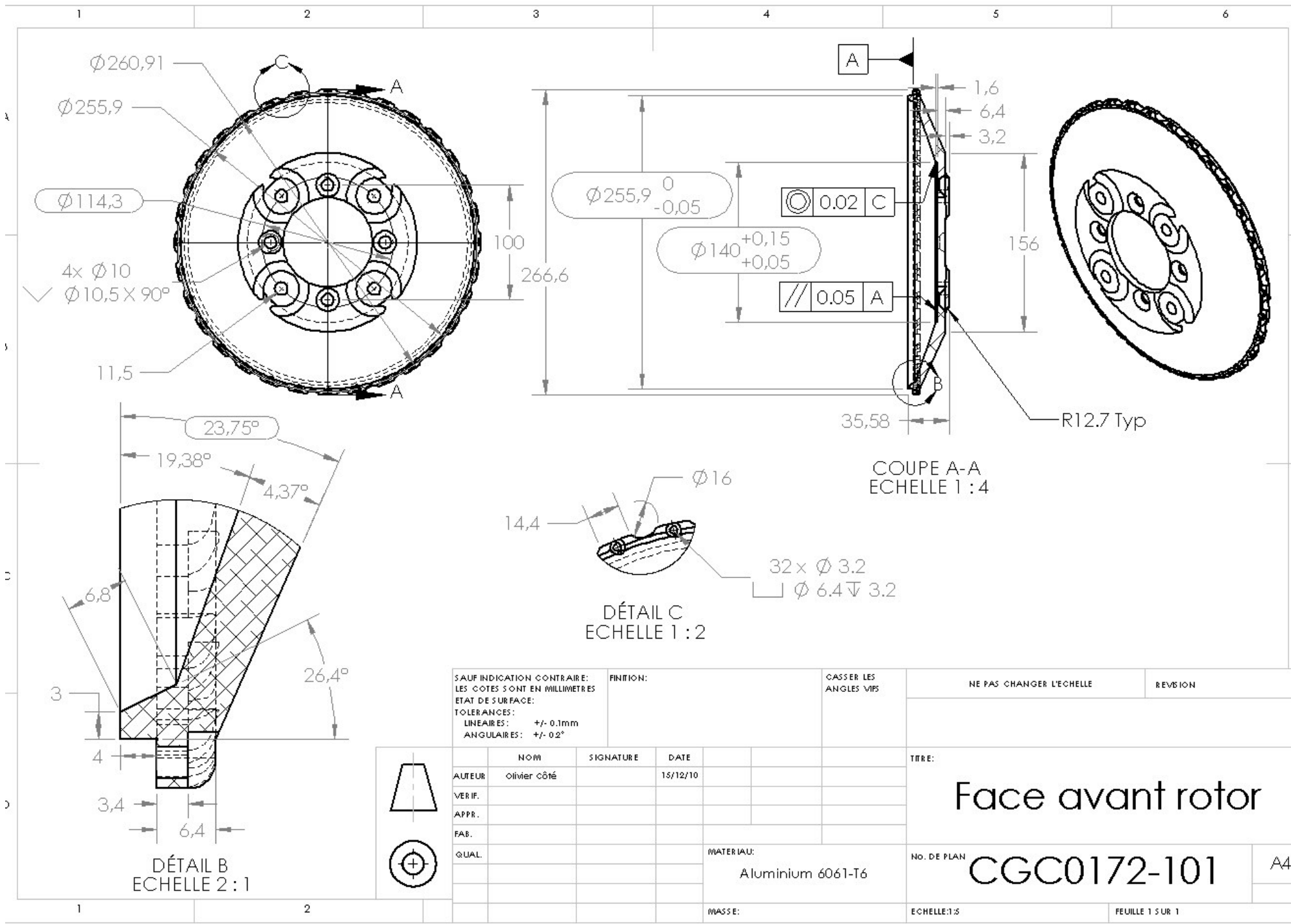
CGC0172-204

A4

MASSE:

ECHELLE:1:1

FEMME 1 SUR 1



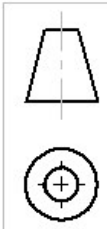
SAUF INDICATION CONTRAIRE:
LES COTES SONT EN MILLIMETRES
ETAT DE SURFACE:
TOLERANCES:
LINEAIRES: +/- 0.1mm
ANGULAIRES: +/- 02°

FINITION:

CASSER LES ANGES VPS

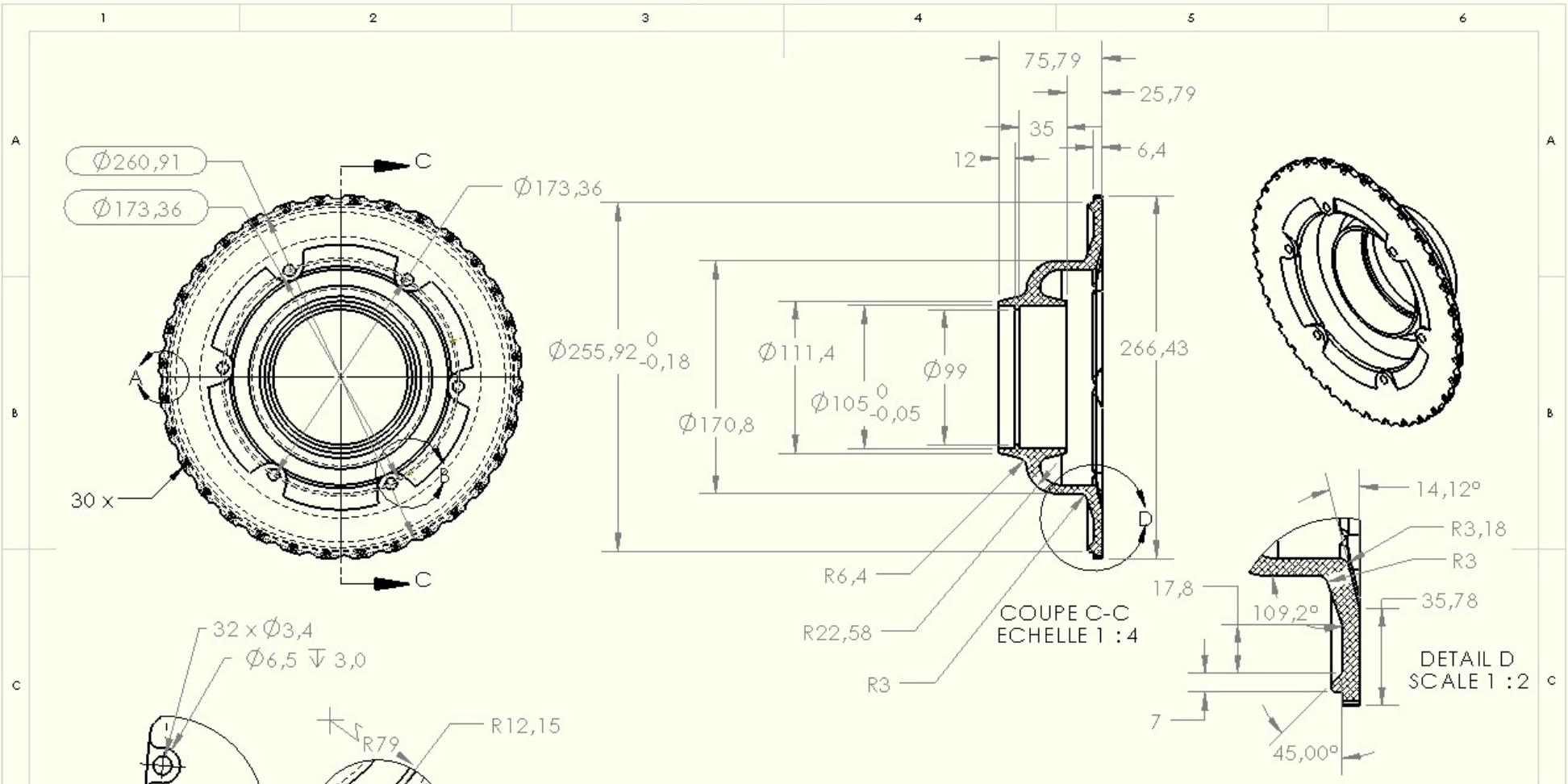
NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION

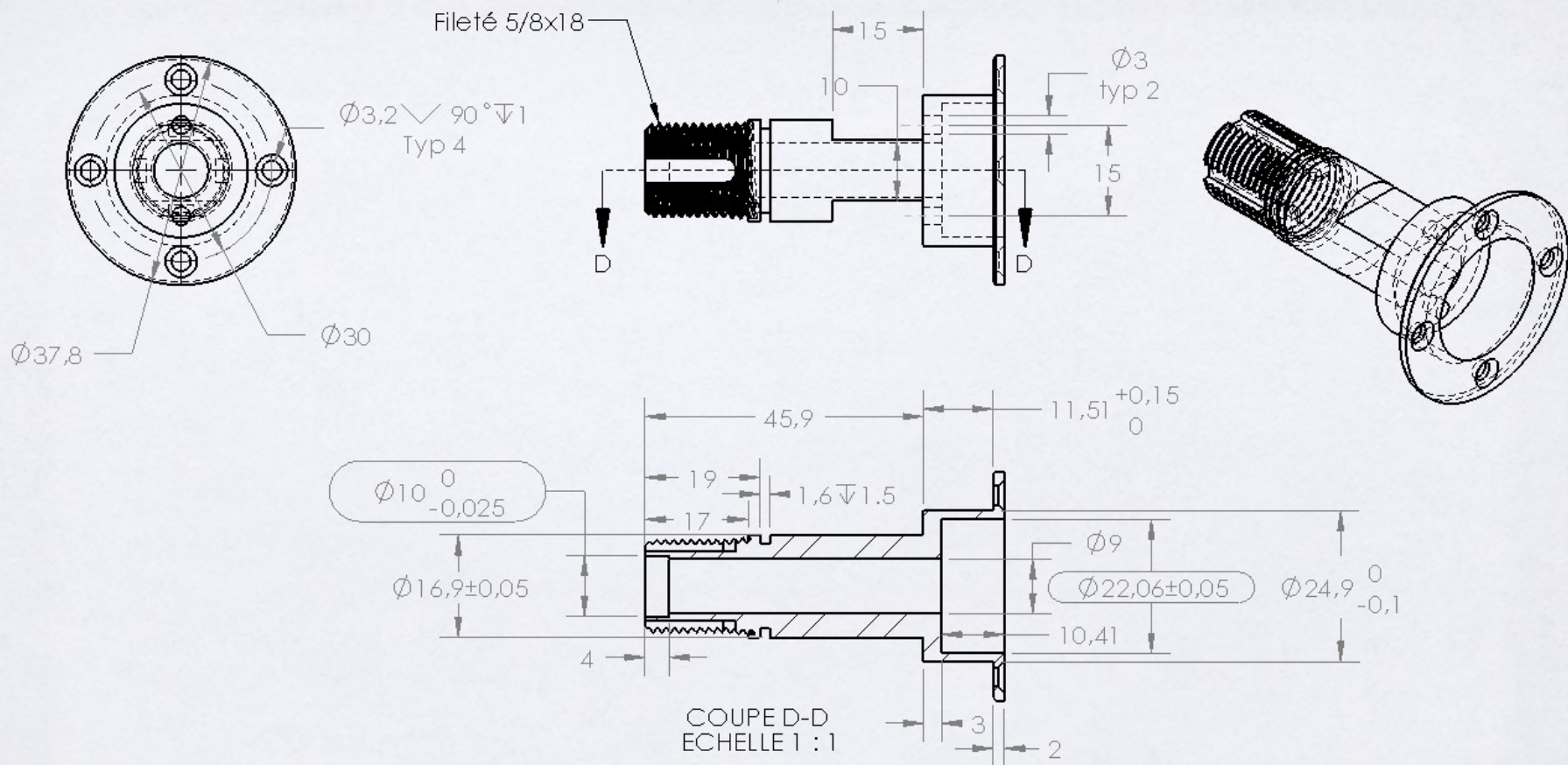


NOM	SIGNATURE	DATE		
AUTEUR	olivier côté	15/12/10		
VER IF.				
APPR.				
FAB.				
QUAL.				

TITRE:		Face avant rotor	
NO. DE PLAN			
MATERIAU:		Aluminium 6061-T6	
MASSE:		ECHELLE:1:5	
		FEUILLE 1 SUR 1	



SAUF INDICATION CONTRAIRE: LES COTES SONT EN MILLIMETRES ETAT DE SURFACE:		FINITION:	CASSER LES ANGLES VIFS		NE PAS CHANGER L'ECHELLE	REV B K H
TOLERANCES: LINEAIRES: $\pm 0,12$ mm ANGULAIRES: $\pm 0,5$ deg					TITRE: Arrière rotor aluminium	
NOM	SIGNATURE	DATE			No. DE PLAN CGC0172-203	
AUTEUR Olivier Côté		14/12/10			A4	
VERIF.					Echelle: 1:5	
APPR.					FEUILLE 1 SUR 1	
FAB.						
QUANT.				MATERIAU:		
				MASSÉ:	1.79 kg	



SAUF INDICATION CONTRAIRE:
LES COTES SONT EN MILLIMETRES
ETAT DE SURFACE:
TOLERANCES:
LINEAIRES: 0.1mm
ANGULAIRES: 0.05deg

FINITION:

CASSER LES
ANGLES VRS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION



	NOM	SIGNATURE	DATE		
AUTEUR	olivier côté				
VERIF.					
APPR.					
FAB.					
QUAL.					

TITRE:

Fusée d'encodeur

No. DE PLAN

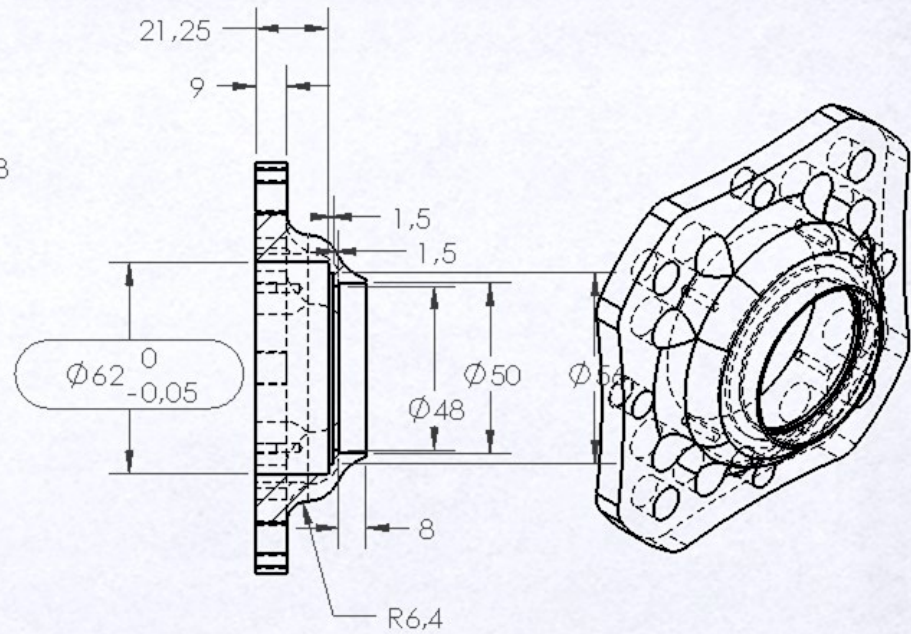
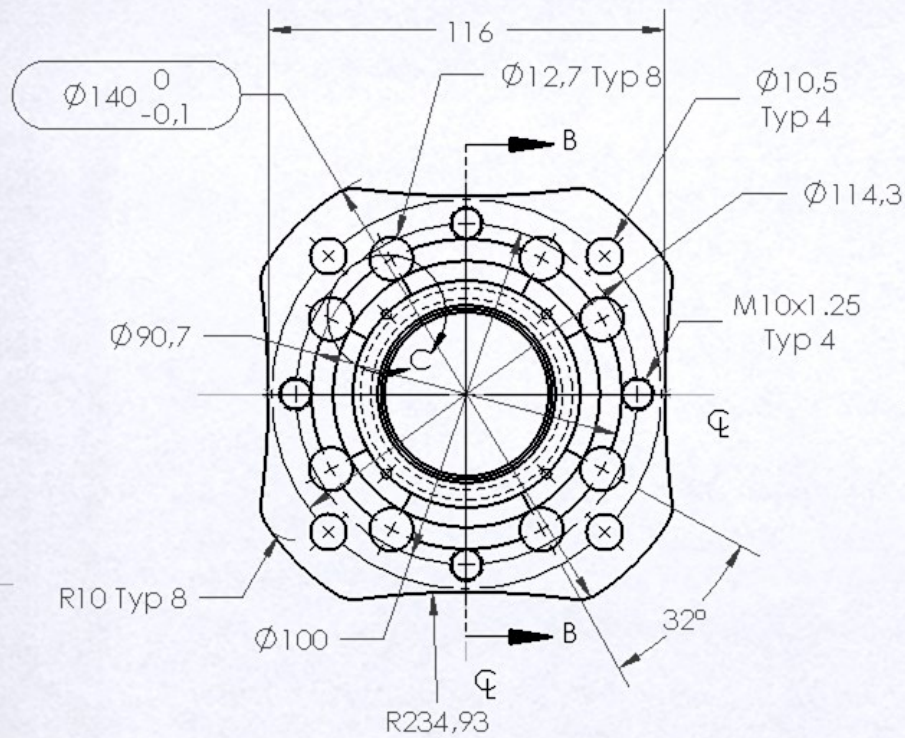
CGC0172-307

A4

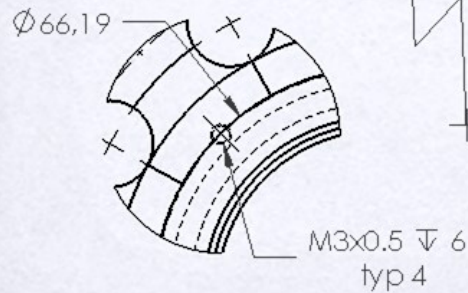
MASSE: 61.53

ECHELLE:1:5

FEUILLE 1 SUR 1



COUPE B-B



DÉTAIL C
ECHELLE 1 : 1

SAUF INDICATION CONTRAIRE:
LES COTES SONT EN MILLIMETRES
ETAT DE SURFACE:
TOLERANCES:
LINEAIRES: ± 0.15 mm
ANGULAIRES: 0.5 deg

FINITION:

CASSER LES
ANGLES VIFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION B

NOM	SIGNATURE	DATE			
AUTEUR	olivier côté				
VERIF.					
APP.R.					
FAB.					
QUAL.					
MATERIAU:			Acier 4340 (brut 6")		
MASSE:			851.19g		

TITRE:

Support roulement avant

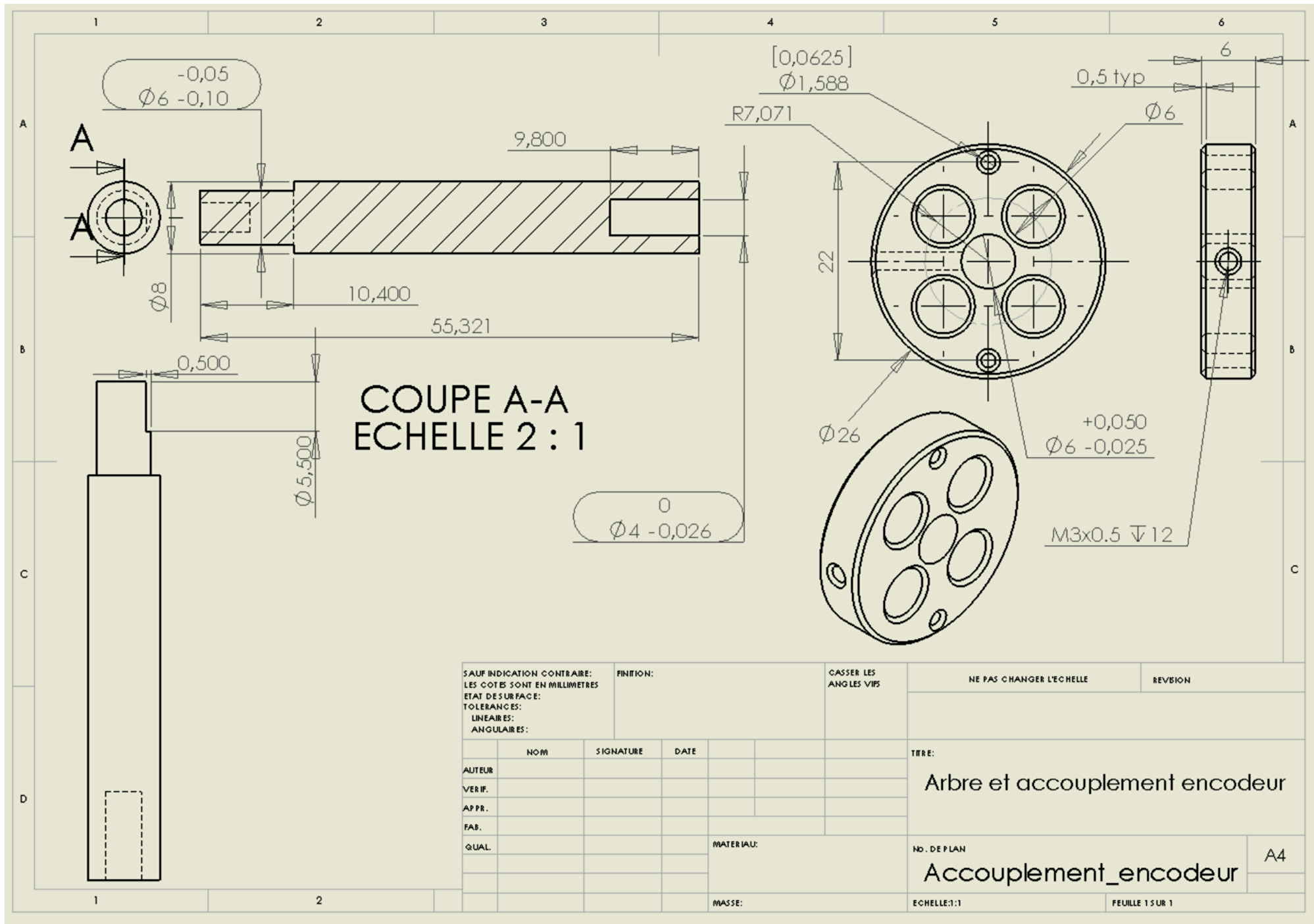
NO. DE PLAN

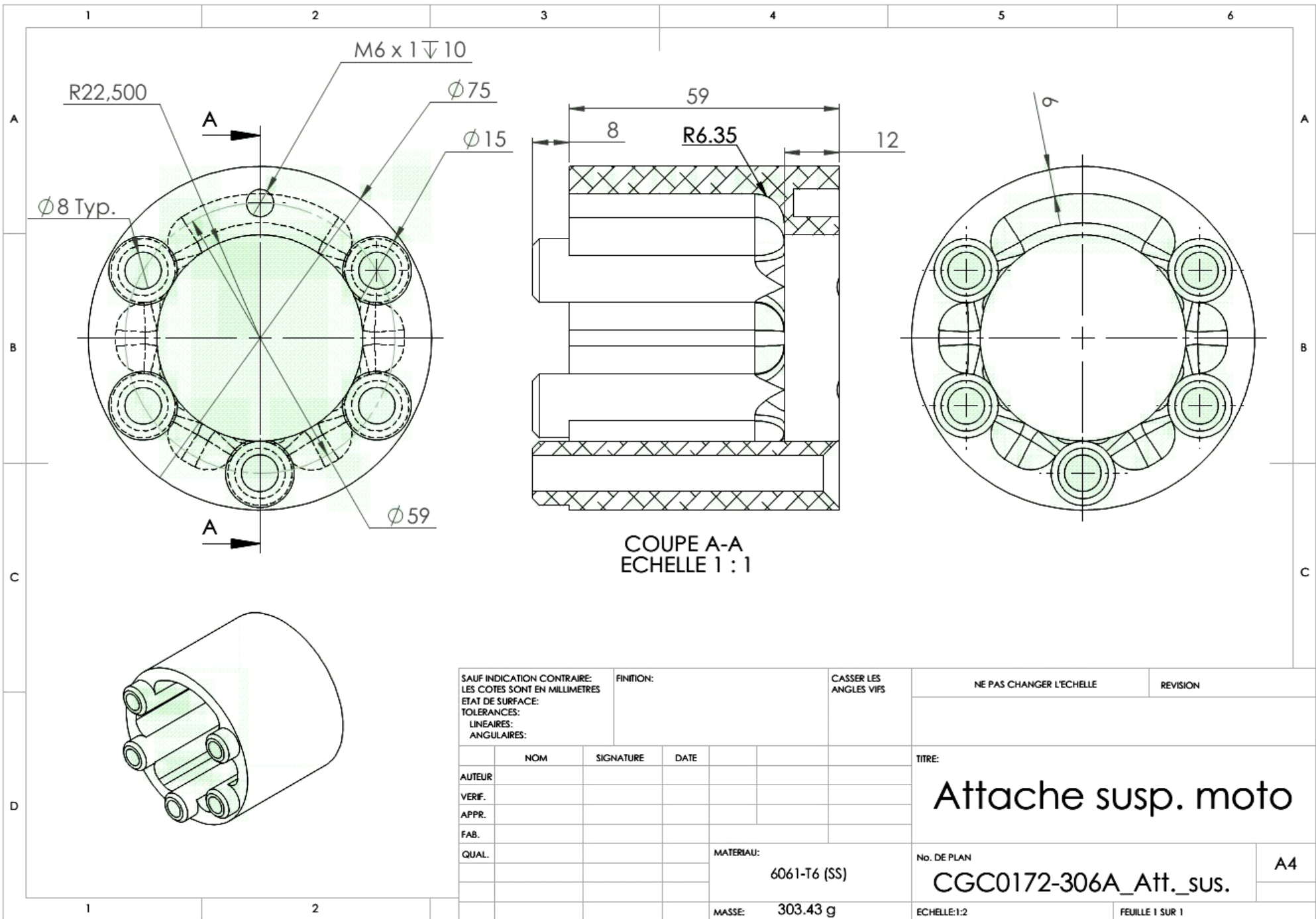
CGC0172-102

A4

ECHELLE: 1:2

FEUILLE 1 SUR 1



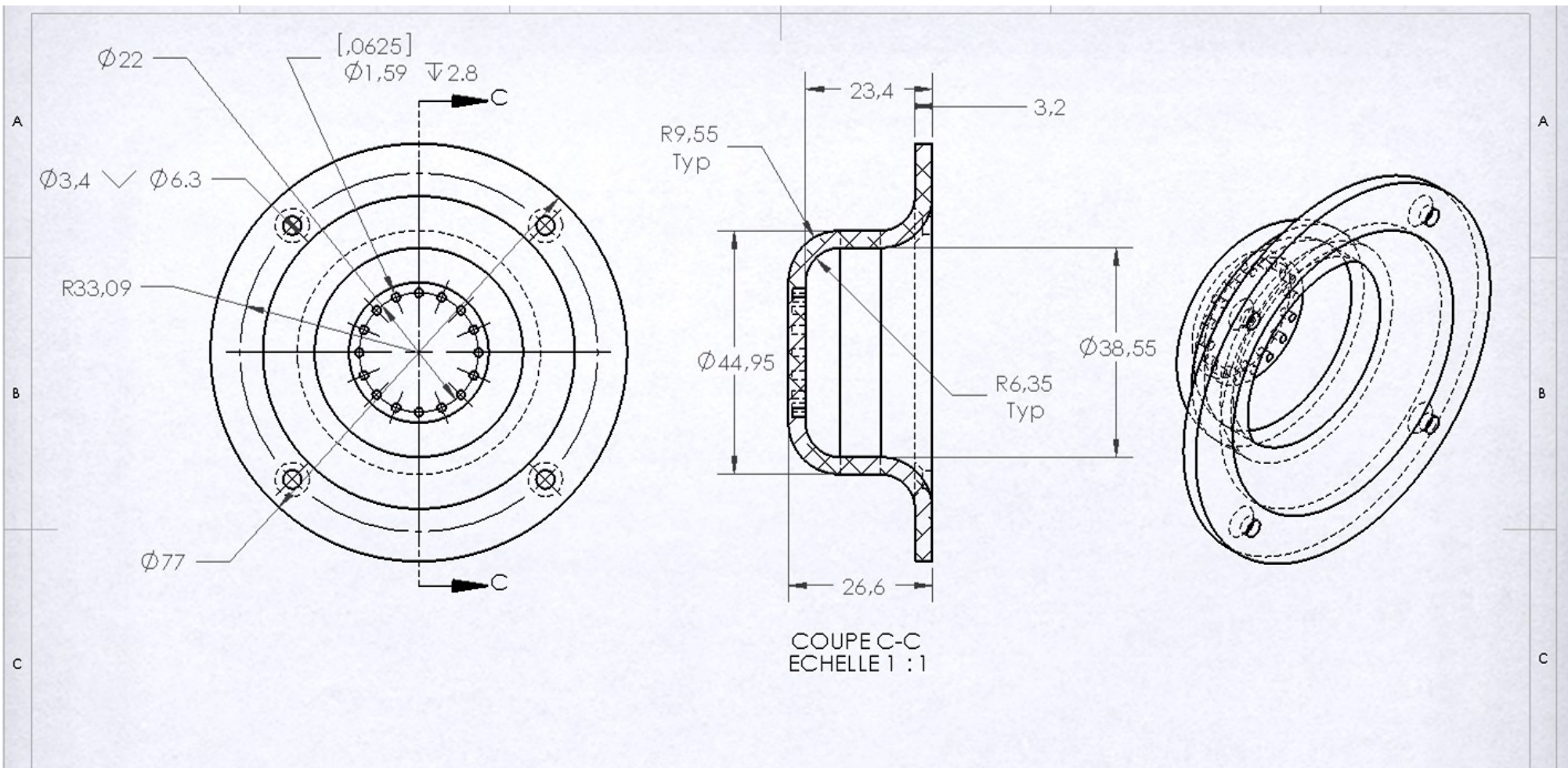


COUPE A-A
ECHELLE 1 : 1

SAUF INDICATION CONTRAIRE: LES COTES SONT EN MILLIMETRES ETAT DE SURFACE: TOLERANCES: LINEAIRES: ANGULAIRES:		FINITION:	CASSER LES ANGLES VIFS	NE PAS CHANGER L'ECHELLE	REVISION																		
<table border="1"> <thead> <tr> <th>NOM</th> <th>SIGNATURE</th> <th>DATE</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>AUTEUR</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>VERIF.</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>APPR.</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>FAB.</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>QUAL.</td><td></td><td></td></tr> </tbody> </table>			NOM	SIGNATURE	DATE	AUTEUR			VERIF.			APPR.			FAB.			QUAL.			TITRE:		
NOM	SIGNATURE	DATE																					
AUTEUR																							
VERIF.																							
APPR.																							
FAB.																							
QUAL.																							
			MATERIAU:																				
			6061-T6 (SS)																				
			MASSE:																				
			303.43 g																				
				No. DE PLAN	A4																		
				CGC0172-306A_Att._sus.																			
				ECHELLE:1:2	FEUILLE 1 SUR 1																		

Attache susp. moto

CGC0172-306A_Att._sus.



COUPE C-C
ECHELLE 1 : 1

SAUF INDICATION CONTRAIRE:
LES COTES SONT EN MILLIMETRES
ETAT DE SURFACE:
TOLERANCES:
LINEAIRES:
ANGULAIRES:

FINITION:

CASSER LES
ANGLES VIFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION

Révision B



	NOM	SIGNATURE	DATE
AUTEUR			
VERIF.			
APPR.			
FAB.			
QUAL.			

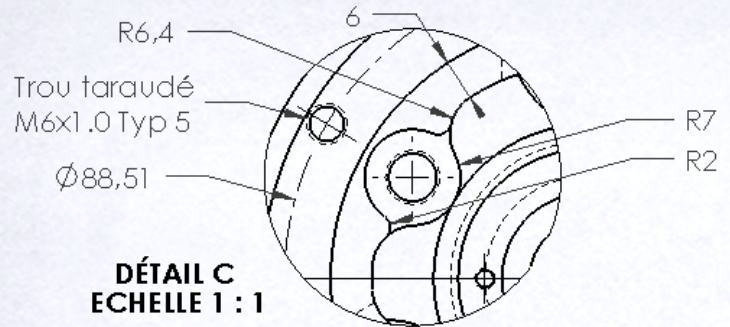
MATERIAU:
6061-T6 (SS)

MASSE: 58.33

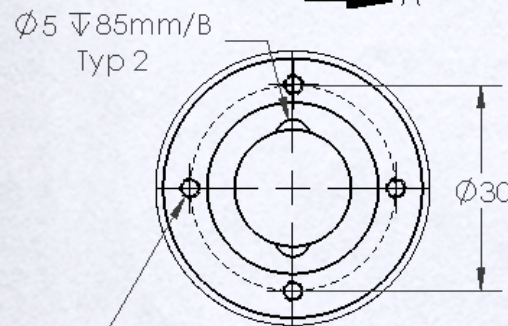
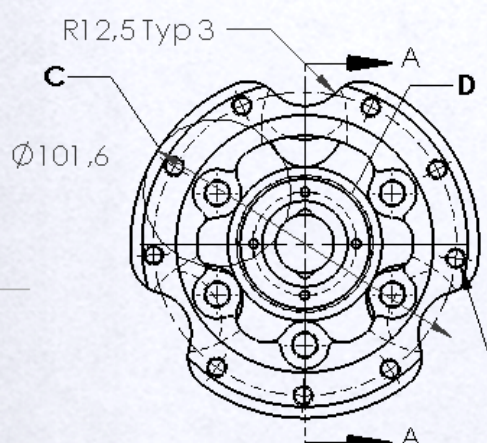
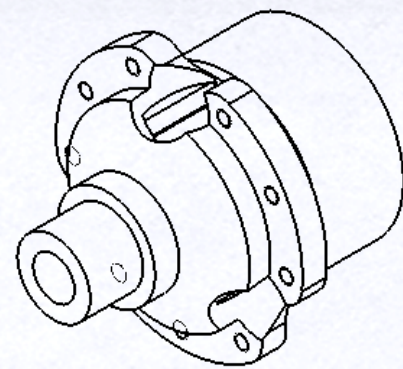
TITRE:
Bouchon (cap) avant moteur

NO. DE PLAN
CGC0172-103

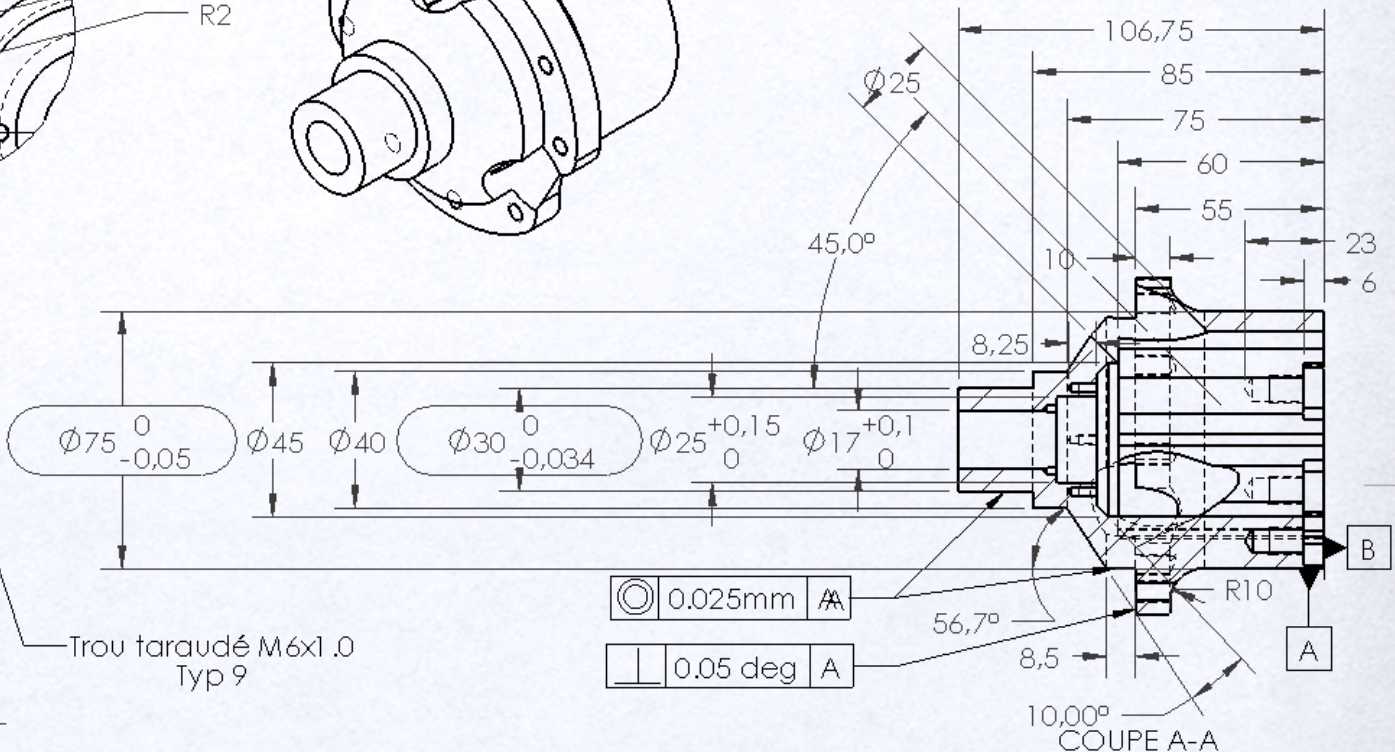
A4



DÉTAIL C
ECHELLE 1 : 1



Trou taraudé
 M3x0.5 Typ 4
DÉTAIL D
ECHELLE 1 : 1



	0,025mm	
	0,05 deg	A

SAUF INDICATION CONTRAIRE:
 LES COTES SONT EN MILLIMETRES
 ETAT DES SURFACE:
 TOLERANCES:
 LINEAIRES: 0.05mm
 ANGULAIRES: 0.01deg

FINITION:

CASSER LES
 ANGLES VIFS

NE PAS CHANGER L'ECHELLE

REVISION

	NOM	SIGNATURE	DATE
	AUTEUR	Olivier côté	
	VERIF.		
	APPR.		
	FAB.		
	QUAL.		

TITRE:	Moyeu moteur-roue	
NO. DE PLAN	CGC0172-302	
MATERIAL:	Acier 4340	
MASSE:	1333,90g	

A4

ECHELLE:1:2

FEUILLE 1 SUR 1

ANNEXE 2. Réalisation du contrôleur de la machine synchrone

A2.1 RAPPEL DE LA STRATÉGIE DE COMMANDE

Pour asservir la machine de traction étudiée, le système de contrôle doit pouvoir effectuer certaines rétroactions sur cette machine. De plus, pour l'implantation physique, il est essentiel de distribuer les tâches associées à la carte FPGA et celles laissées au microcontrôleur du système embarqué CompactRIO. Cette section fait objet de ces deux implantations.

A2.1.1 STRUCTURE DE COMMANDE

La structure de commande de la machine implantée est celle présentée à la Figure 4.4 du présent mémoire. Ainsi, la loi de commande définie précédemment permet de quantifier les courants à commander sur chacun des axes du plan de Park par rapport à la commande de l'utilisateur. La loi de commande nécessite la valeur de la tension d'alimentation ainsi qu'une rétroaction sur la vitesse du moteur.

En ce qui a trait aux valeurs de courants issues de la loi de commande, elles sont ensuite comparées aux valeurs réelles ramenées dans le référentiel de Park. Ainsi les valeurs triphasées sont lues puis passées dans une matrice de transformation pour les rendre dans un référentiel diphasé. Les erreurs entre les commandes de courants et les valeurs diphasées passent ensuite dans deux contrôleurs. L'influence mutuelle entre les axes et la tension induite par le flux à vide est ensuite prises en compte dans le découplage, puis les valeurs de tensions diphasées sont retransformées dans un référentiel triphasé et comparées avec un signal triangulaire pour produire la modulation par largeur d'impulsion (MLI).

A2.2 RÉPARTITION DE L'EFFORT DE CALCUL

Les sections à implanter stratégiquement dans la carte FPGA du CompactRIO sont les calculs de la transformation matricielle de Park (inverse et direct) présentés à la Figure A2.3, les correcteurs PI sur les deux axes, la rétroaction sur la position de l'encodeur ainsi que la lecture des courants, puis la génération des six signaux MLI pour le déclenchement des gâchettes des transistors IGBT présentée à la Figure A2.5.

Pour qu'une section de programme puisse être implantée efficacement dans le microcontrôleur, elle doit pouvoir s'exécuter à plus faible fréquence ou avec des

interruptions sans influencer le bon fonctionnement du système. Surtout, une fréquence d'exécution irrégulière ne doit pas impliquer de risques pour la fiabilité du système. Il est donc préférable d'effectuer les calculs arithmétiques et logiques relativement complexes liés à l'évaluation du point d'opération qui ne changent pas régulièrement dans le microprocesseur et laisser l'exécution des opérations simples régulières et rapides pour la carte FPGA. Par exemple, les sections du programme assurant l'exécution de la loi de commande et celle de l'interface utilisateur seront avantageusement implantées dans le microprocesseur.

A2.3 IMPLANTATION ET PROGRAMMATION LABVIEW SUR LE SYSTÈME EMBARQUÉ COMPACTRIO

A2.3.1 PRÉSENTATION DE L'ENVIRONNEMENT PROJET

L'environnement projet utilise des variables définies pour la communication entre le microprocesseur et la carte FPGA. Il est important de mentionner que toutes les entrées et les sorties du système transigent par la carte FPGA. Donc, bien que certaines sections du programme ne touchent que le microcontrôleur, la communication vers la carte FPGA demeure essentielle.

De plus, la seule interface accessible par l'utilisateur est implantée dans le microprocesseur. Ainsi, pour modifier les paramètres de réglage du contrôleur implanté dans la carte FPGA, il est nécessaire de transmettre l'information par le biais de variables dites «Host to FPGA ». Pour ce qui est de l'affichage de l'instrumentation du système sur l'interface utilisateur, il est nécessaire de définir des variables dites «FPGA to Host» puisque l'ensemble des entrées du système transige par la carte FPGA. Un exemple typique est la fréquence électrique issue d'un calcul de dérivé de la position dans la carte FPGA et qui doit être retournée à la loi de commande implantée dans le microprocesseur.

A2.3.2 IMPLANTATION DANS LE MICROPROCESSEUR

La programmation implantée dans le microprocesseur touche, dans le cadre de cette application, l'interface des informations du banc d'essai tout comme des fonctions primaires décisionnelles sur la commande de la machine. La loi de commande est la fonction prioritaire du microprocesseur. Les aspects décisionnels en ce qui a trait à la

gestion du système de traction en entier (génératrice, chargeur, dissipateur et système de refroidissement) lui seront confiés dans le véhicule équipé du moteur-roue. Par contre, les routines de bas niveau (la génération des signaux MLI, lecture d'encodeur et le contrôle PI) demeureront implantées dans le FPGA.

La Figure A2.1 présente une routine établie provisoirement pour assurer l'ensemble des fonctions du microprocesseur. Dans un premier temps, les réglages du contrôleur du moteur-roue sont envoyés à la carte FPGA. Éventuellement, les paramètres de ceux du chargeur et du dissipateur thermique seront implantés de la même façon. Dans un deuxième temps, les paramètres de la machine électrique sont envoyés à une sous-routine « loi de commande » qui s'exécute d'un seul jet avant de retourner les valeurs de courant à commander sur la machine. Le découplage des axes est précalculé dans le microprocesseur pour être retourné dans la carte FPGA qui se charge du contrôle de bas niveau de la machine. Une dernière section de ce programme, qui a été retirée de l'illustration, assure l'affichage de l'ensemble des informations d'importance pour l'opérateur. Toutes les informations physiques affichées par le microprocesseur proviennent de la carte FPGA.

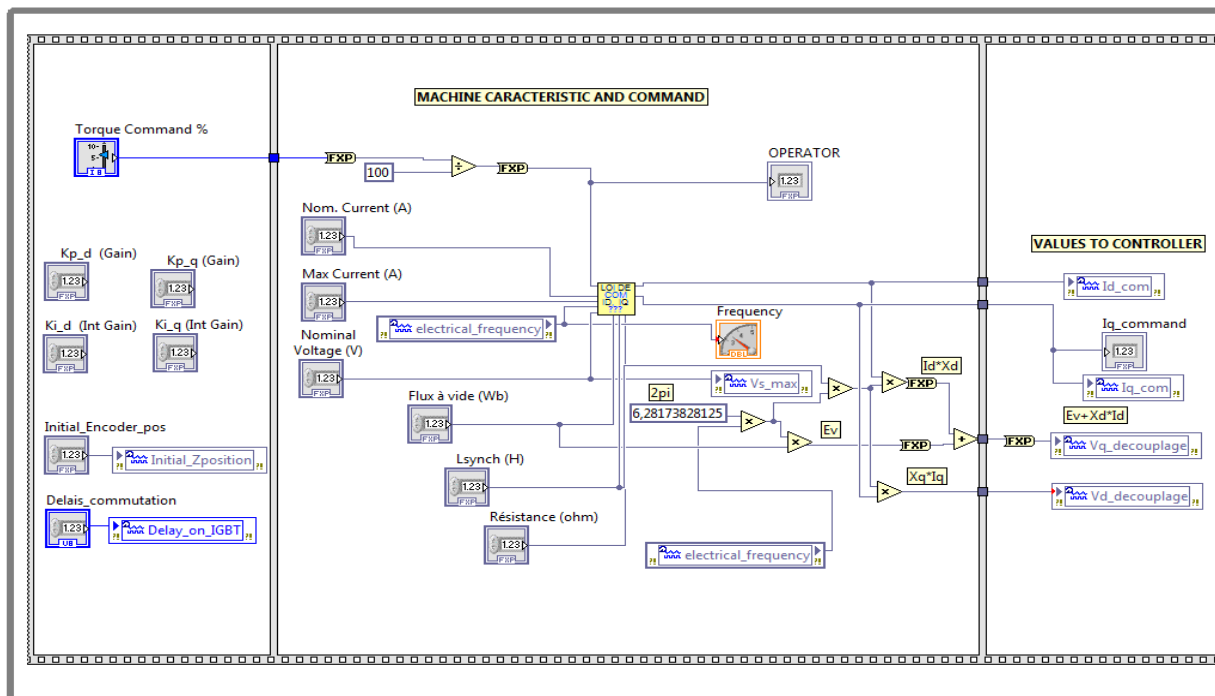


Figure A2.1: Implantation du programme principal dans le microcontrôleur

La Figure A2.2 présente la loi de commandes issues de la section 4.6 et qui est utilisée dans la Figure A2.1 pour envoyer la valeur des courants diphasés « I_d » et « I_q » en fonction du point d'opération de la machine, de ses limites thermiques (courant nominal et courant maximal) et des limites de la tension d'alimentation.

DÉFINITION DE LA VITESSE DE BASE à flux constant (Inom)

DÉFINITION DE LA VITESSE MAX SANS RÉDUCTION DU COURANT

DÉFINITION DU COURANT MAX (sans défluxage)

CONDITIONS DE DÉFLUXAGE: $I_{q_reduce} \leq I_{nom} \leq I_{com}$

calcul de la constante de linéarisation

LINEARISATION DU PSY DANS LE RANGE $w \leq 1$

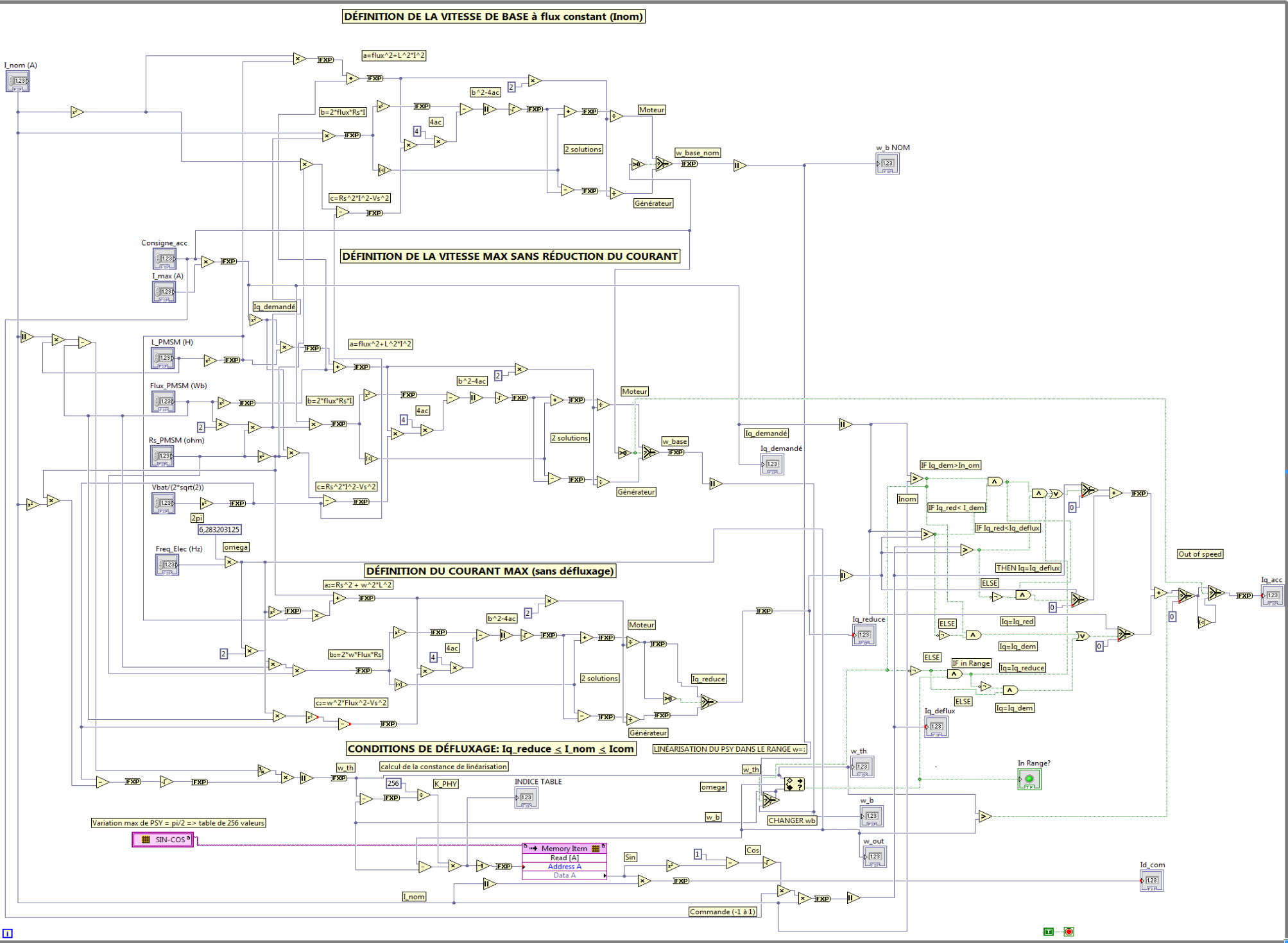


Figure A2.2 : Implantation de la loi de commande dans le microcontrôleur

A2.3.3 IMPLANTATION DANS LA CARTE FPGA

L'implantation dans la carte FPGA comprend un ensemble de routines nécessaires au fonctionnement. Pour l'instant, comme aucun asservissement n'a été rendu possible en l'absence d'une machine, seule une boucle ouverte de génération des signaux MLI en phase avec ceux issus de l'encodeur avec une amplitude et une phase variables a été implantée à des fins de test. La Figure A2.3 présente la structure prête à accueillir la rétroaction sur le courant de phase. L'ensemble des sous-routines est présenté plus loin.

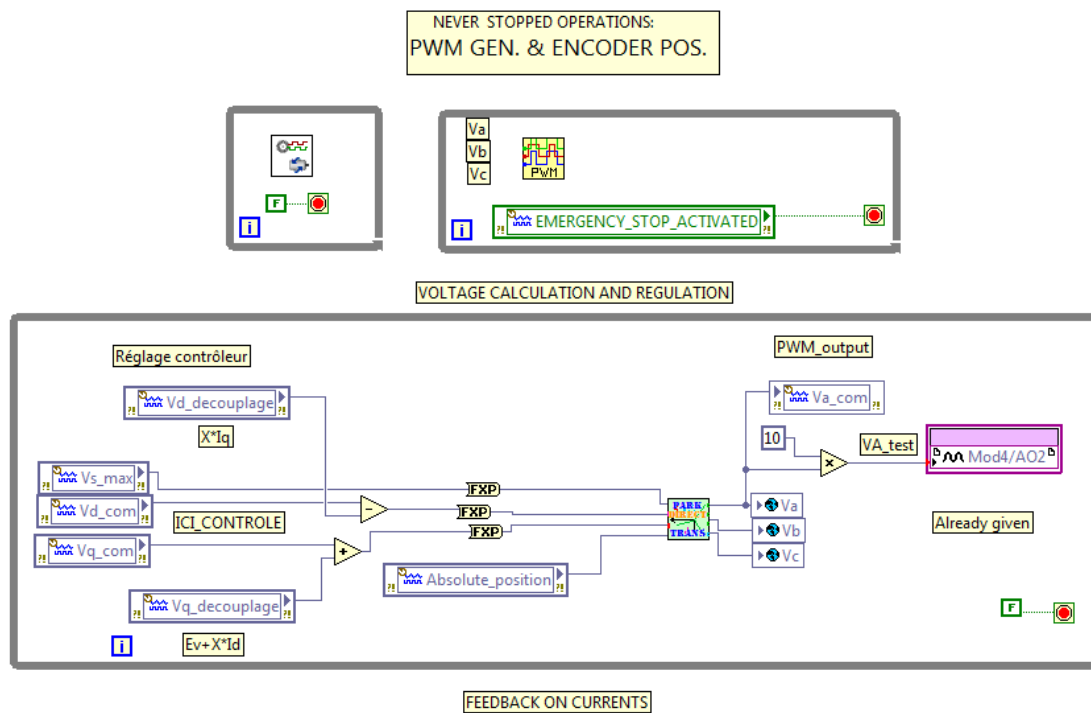


Figure A2.3 :Structure d'implantation des routines dans la carte FPGA

Les deux encadrés supérieurs illustrent des sous-routines tournant en parallèle pour ne jamais perdre d'information sur l'encodeur d'une première part, et sur la précision de la génération des signaux MLI avec une fréquence de hachage d'environ 12 kHz. Une fois l'instrumentation complétée, la conversion analogique numérique et la transformation matricielle des courants seraient également effectuées en parallèle.

A2.3.3.1 TRANSFORMATIONS DIRECTE ET INVERSE DE PARK

Les valeurs des trois tensions sont calculées depuis la boucle inférieure de la Figure A2.3. La transformation inverse de Park s'effectue par le programme illustré à la Figure A2.4. Un bloc mémoire « SIN » partagé est utilisé pour déterminer les valeurs de sinus de l'angle fourni par l'encodeur sur une précision de 0.7° électrique (512 valeurs pour 360°). Un décalage de 128 positions dans la table de mémoire indique l'utilisation d'une valeur de cosinus (90°) alors qu'un décalage de 171 positions indique un déphasage de 120° . Il s'agit simplement de l'implantation de la matrice de transformation directe.

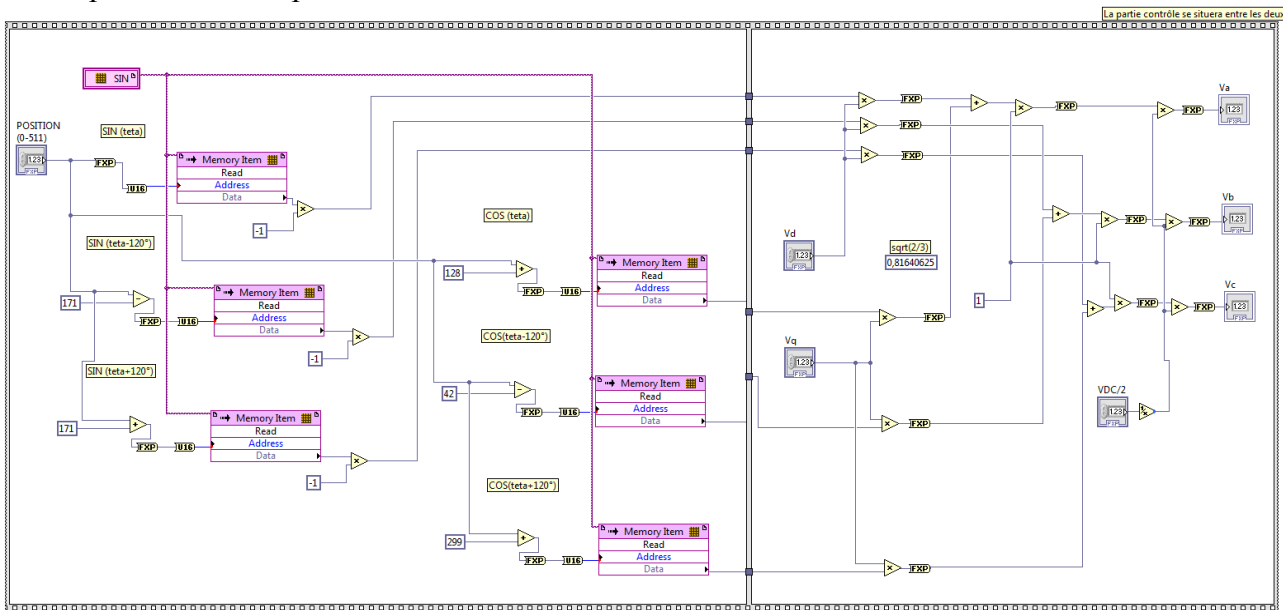


Figure A2.4 : Structure d'implantation de la transformé inverse de Park (dans la carte FPGA)

A2.3.3.2 CRÉATION DES SIGNAUX MLI

La modulation sinusoïdale de la largeur d'impulsion des signaux envoyés à l'onduleur pour contrôler le moteur-roue est créée suite au calcul des tensions triphasées issues de la transformation inverse de Park. La génération d'un signal triangulaire symétrique, et non en dent de scie, est nécessaire pour hacher le signal. La fréquence de hachage est dépendante de la vitesse d'exécution de la boucle d'incrémention et de décrémention puis la valeur entre chaque pas. Ainsi, la grandeur des pas devient de moins en moins raffinée à mesure que la fréquence de hachage augmente. Ici 4096 points ascendants et 4096 points descendants définissent la précision.

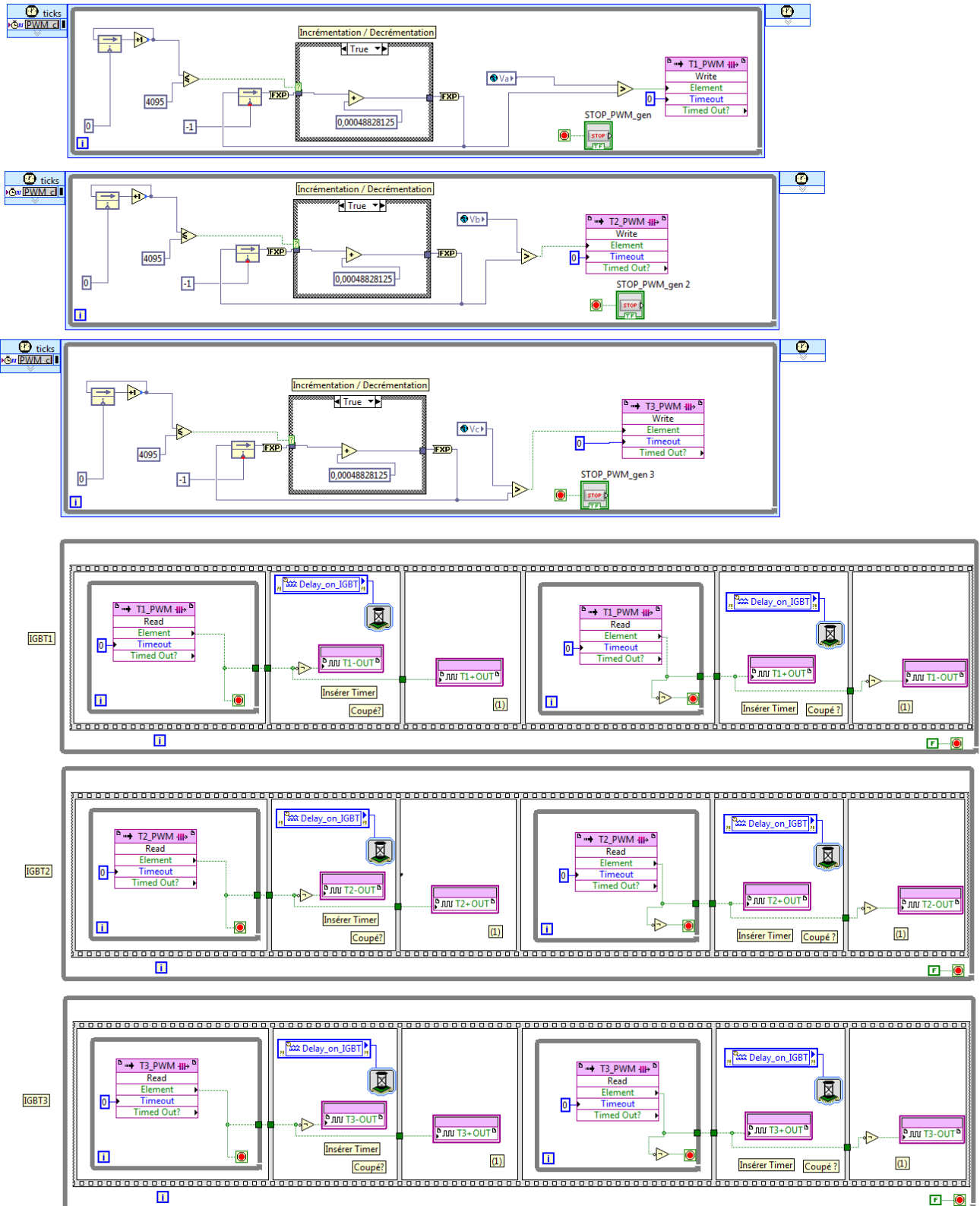


Figure A2.5 : Implantation du générateur des signaux MLI

ANNEXE 3. Modèle global de simulation

A3.1 PRÉSENTATION DU MODÈLE GLOBAL POUR LES SIMULATIONS

Les simulations sur l'asservissement du système de même que celles démontrant le fonctionnement de l'algorithme de gestion de la génératrice présentée dans la section 5.7.3 du mémoire se basent sur le modèle présenté par la Figure A3.1. Pour poursuivre la logique de représentation instaurée à la Figure 1.2 du mémoire, voici la légende des couleurs utilisées dans le schéma qui suit :

- En vert sont illustrées les informations circulant dans le système;
- En bleu sont illustrés les signaux de commandes;
- En orange sont illustrés les signaux de puissance et les grandeurs électriques physiques;
- En rouge est représenté le seul élément de sécurité qui influe sur la puissance du système, en l'occurrence le dissipateur thermique;
- En magenta est ajouté le modèle mécanique discuté à la Figure 2.2 du mémoire;
- Les entrées et les sorties du système, respectivement la commande de couple simulant une consigne provenant de l'opérateur et les informations sur le système (couple, vitesse, puissances, efficacité, seuil de charge de la batterie, etc.), sont illustrées en noir.

Ainsi, on observe le couplage des éléments de puissance sur le bus CC par les connexions illustrées en orange. Pour simplifier la simulation, seul le bilan de ces puissances fait réagir la batterie, qui impose pour sa part la tension du bus CC, puis ses informations sont transmises à l'ensemble du système de contrôle. La majeure partie des informations circulant dans le modèle de simulation sont liées à la machine électrique pour assurer son contrôle, tel que discuté au 0. On remarque à cet égard que les signaux de contrôle de l'onduleur sont également utilisés pour assurer la rétroaction du correcteur de tension en calculant la tension efficace injectée sur la machine électrique.

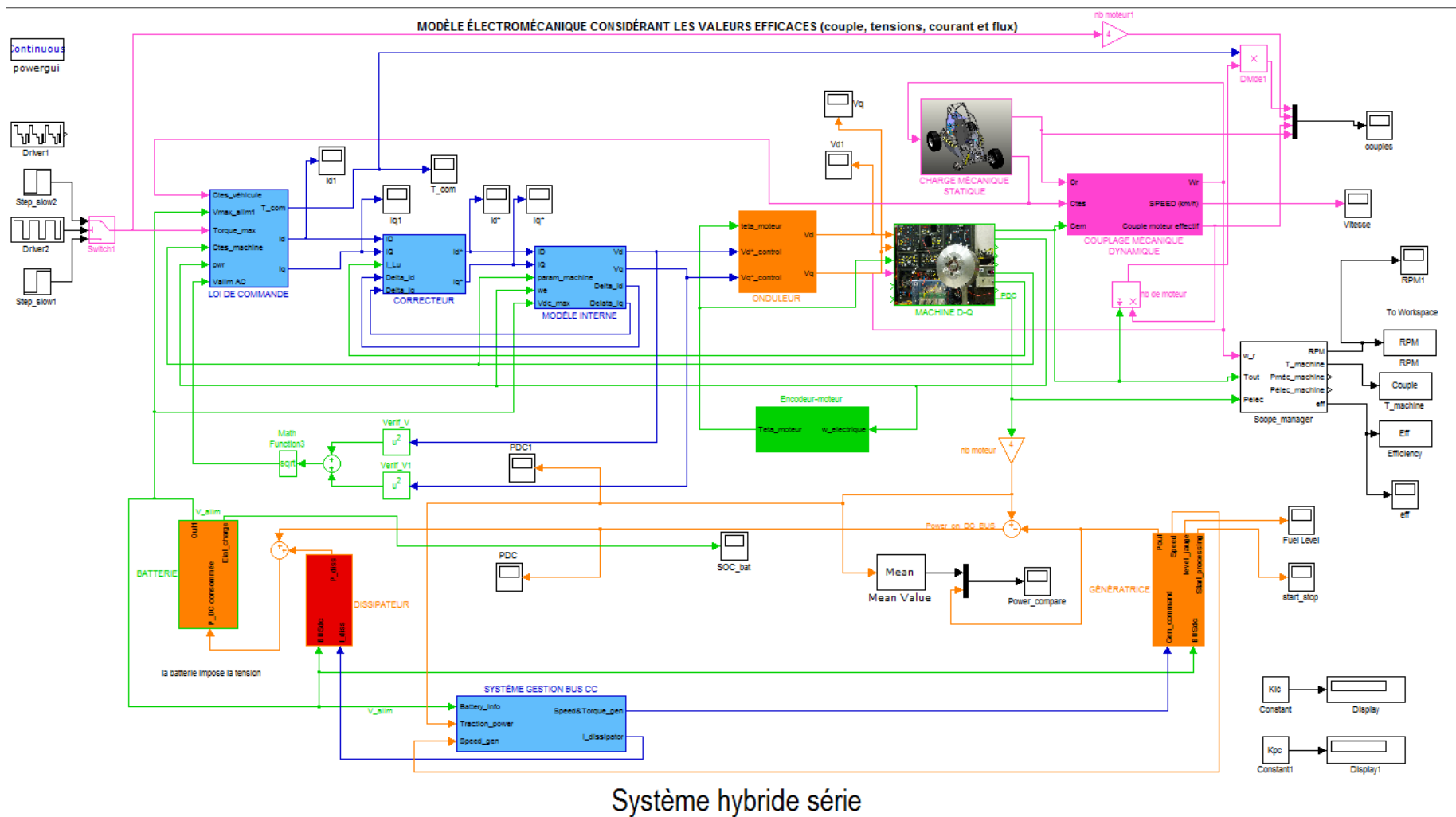


Figure A3.1 : Modèle global de simulation