



# **Conception optimale d'une chaîne de traction électrique pour une voiture de type Formule SAE**

**Mémoire**

**Simon Roy**

**Maîtrise en génie électrique**  
Maître ès sciences (M.Sc.)

Québec, Canada

© Simon Roy, 2016

# **Conception optimale d'une chaîne de traction électrique pour une voiture de type Formule SAE**

**Mémoire**

**Simon Roy**

Sous la direction de:

Jérôme Cros, directeur de recherche

# Résumé

La Formule SAE (*Society of Automotive Engineers*) est une compétition étudiante consistant en la conception et la fabrication d'une voiture de course monoplace. De nombreux événements sont organisés à chaque année au cours desquels plusieurs universités rivalisent entre elles lors d'épreuves dynamiques et statiques. Celles-ci comprennent l'évaluation de la conception, l'évaluation des coûts de fabrication, l'accélération de la voiture, etc. Avec plus de 500 universités participantes et des événements annuels sur tous les continents, il s'agit de la plus importante compétition d'ingénierie étudiante au monde.

L'équipe ULaval Racing a participé pendant plus de 20 ans aux compétitions annuelles réservées aux voitures à combustion. Afin de s'adapter à l'électrification des transports et aux nouvelles compétitions destinées aux voitures électriques, l'équipe a conçu et fabriqué une chaîne de traction électrique haute performance destinée à leur voiture 2015.

L'approche traditionnelle employée pour concevoir une motorisation électrique consiste à imposer les performances désirées. Ces critères comprennent l'inclinaison maximale que la voiture doit pouvoir gravir, l'autonomie désirée ainsi qu'un profil de vitesse en fonction du temps, ou tout simplement un cycle routier. Cette approche n'est malheureusement pas appropriée pour la conception d'une traction électrique pour une voiture de type Formule SAE. Ce véhicule n'étant pas destiné à la conduite urbaine ou à la conduite sur autoroute, les cycles routiers existants ne sont pas représentatifs des conditions d'opération du bolide à concevoir.

Ainsi, la réalisation de ce projet a nécessité l'identification du cycle d'opération routier sur lequel le véhicule doit opérer. Il sert de point de départ à la conception de la chaîne de traction composée des moteurs, de la batterie ainsi que des onduleurs de tension. L'utilisation d'une méthode de dimensionnement du système basée sur un algorithme d'optimisation génétique, suivie d'une optimisation locale couplée à une analyse par éléments-finis a permis l'obtention d'une solution optimale pour les circuits de type Formule SAE.

La chaîne de traction conçue a été fabriquée et intégrée dans un prototype de voiture de l'équipe ULaval Racing lors de la saison 2015 afin de participer à diverses compétitions de voitures électriques.

# Abstract

The Formula SAE (Society of Automotive Engineers) is a student engineering competition for which students design, build and race a single-seater racing car. Multiple events are organized every year during which the teams can compete against other universities. With more than 500 teams participating worldwide, it is the biggest student engineering competition in the world. The tests include the evaluation of the design, production costs, acceleration of the car, etc.

The ULaval Racing team participated during more than 20 years at the annual Michigan competition reserved for internal combustion racecars. In order to adapt to the electrification of transportation and to the new competitions reserved for electric cars, the team designed and manufactured a high performance electric powertrain for their 2015 car.

The traditional approach used to design an electric powertrain is to set the desired performances of the vehicle. These criteria include the maximum incline that the car must be able to climb, the desired range and a speed profile over time, also known as road cycle. Unfortunately, this approach is not suitable for the design of an electric powertrain for use in a Formula SAE racecar. Since this type of vehicle is not intended for city driving nor highway driving, the existing road cycles are not representative of the expected operating conditions.

The realization of this project required the identification of the road cycle on which the vehicle will operate. It is used as a starting point for the design of the powertrain, which includes the electric motors, the battery pack and the power inverters. The use of a genetic optimization algorithm, followed by a local optimization coupled to a finite element analysis tool yielded an optimal solution suitable for the Formula SAE type race tracks.

The drivetrain was designed, manufactured and integrated into the 2015 ULaval Racing vehicle. The car participated in various competitions intended for electric racecars and received multiple awards for its innovative design and its performance.

# Table des matières

<b>Résumé</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>iv</b>
<b>Table des matières</b>	<b>v</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>viii</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>ix</b>
<b>Liste des symboles et des abréviations</b>	<b>xiii</b>
<b>Avant-propos</b>	<b>xx</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Méthodologie de conception</b>	<b>4</b>
1.1 Conception optimale systémique . . . . .	4
1.1.1 Approche systémique . . . . .	4
1.1.2 Nécessité d'une approche système optimale . . . . .	5
1.1.3 Orientation d'un modèle pour la conception . . . . .	6
1.1.4 Modèle à granularité variable . . . . .	8
1.2 Optimisation des chaînes de traction par des algorithmes évolutionnaires . .	9
1.2.1 Optimisation multicritère . . . . .	9
1.2.2 Types d'algorithmes d'optimisation . . . . .	12
1.3 Application de la méthodologie proposée à la conception de la motorisation de la Formule SAE électrique . . . . .	16
1.3.1 Application de l'étape d'analyse au problème de conception de la Formule SAE . . . . .	17
1.3.2 Application de l'étape de modélisation au problème de conception de la Formule SAE . . . . .	17
1.3.3 Application de l'étape de simulation et d'optimisation au problème de conception de la Formule SAE . . . . .	19
1.4 Conclusion . . . . .	21
<b>2 Définition du cahier des charges de la voiture</b>	<b>22</b>
2.1 Simulateur de la dynamique de la voiture . . . . .	23
2.1.1 Équations gouvernant le simulateur . . . . .	24

2.1.2	Validation de la méthode de simulation pour le circuit de la compétition du Michigan à l'été 2013 . . . . .	28
2.2	Balayage paramétrique des caractéristiques de la voiture . . . . .	30
2.3	Analyse des résultats de simulation . . . . .	33
2.3.1	Pointage attribué à chaque épreuve . . . . .	33
2.3.2	Pointage en fonction du balayage paramétrique . . . . .	33
2.4	Création du cycle routier de la voiture . . . . .	35
2.5	Choix des objectifs d'optimisation . . . . .	36
2.5.1	Minimisation de la masse totale . . . . .	36
2.5.2	Minimisation de la température maximale . . . . .	37
2.6	Conclusion . . . . .	37
<b>3</b>	<b>Modèle de conception multi-physique analytique de la chaîne de traction</b>	<b>38</b>
3.1	Modèle magnétique . . . . .	41
3.1.1	Calcul des dimensions du moteur à partir des valeurs des variables d'optimisation . . . . .	42
3.1.2	Calcul des pertes associées au modèle magnétique . . . . .	45
3.2	Modèle électrique . . . . .	47
3.2.1	Création du modèle électrique à partir des dimensions du moteur . . . . .	47
3.2.2	Calcul des pertes associées au modèle électrique . . . . .	51
3.3	Modèle mécanique . . . . .	55
3.3.1	Calcul du modèle mécanique à partir des dimensions géométriques . . . . .	55
3.3.2	Calcul des pertes associées au modèle mécanique . . . . .	56
3.4	Modèle thermique . . . . .	58
3.4.1	Construction du modèle thermique . . . . .	60
3.4.2	Conditions aux bords du modèle thermique . . . . .	64
3.5	Bilan énergétique et évaluation du résultat des fonctions objectifs . . . . .	64
3.6	Conclusion . . . . .	66
<b>4</b>	<b>Résultats de l'optimisation génétique multicritère à l'aide du modèle analytique</b>	<b>67</b>
4.1	Analyse des résultats obtenus . . . . .	67
4.1.1	Fronts de Pareto . . . . .	68
4.1.2	Choix d'une motorisation servant de point de départ à la deuxième boucle d'optimisation . . . . .	69
4.2	Analyse de la motorisation retenue . . . . .	73
4.2.1	Dimensions de la motorisation . . . . .	73
4.2.2	Répartition de la masse . . . . .	75
4.2.3	Répartition des pertes . . . . .	75
4.2.4	Températures en régime permanent . . . . .	75
4.3	Comparaison entre les résultats obtenus et ceux d'une analyse par éléments finis . . . . .	76
4.3.1	Comparaison de la valeur des flux et des densités de flux . . . . .	76
4.3.2	Comparaison de l'inductance cyclique . . . . .	78
4.3.3	Comparaison de la courbe couple-courant . . . . .	79
4.3.4	Comparaison de la force électromotrice à vide . . . . .	80
4.4	Conclusion . . . . .	81

<b>5</b>	<b>Optimisation locale de la solution retenue à l'aide d'un outil d'analyse par éléments finis</b>	<b>82</b>
5.1	Description du modèle par éléments finis . . . . .	83
5.1.1	Entrées du modèle par éléments finis . . . . .	83
5.1.2	Conditions limites du domaine d'analyse . . . . .	83
5.2	Analyse d'un moteur à l'aide du modèle par éléments finis . . . . .	85
5.2.1	Mesure du flux permanent à vide . . . . .	85
5.2.2	Mesure de l'inductance cyclique . . . . .	86
5.2.3	Identification du courant et de l'angle de commande . . . . .	87
5.2.4	Mesure des pertes aux points d'opération . . . . .	89
5.3	Résultats de la deuxième optimisation . . . . .	90
5.3.1	Comparaison avec la motorisation initiale . . . . .	90
5.3.2	Analyses supplémentaires . . . . .	95
5.4	Conclusion . . . . .	98
<b>6</b>	<b>Réalisation et validation de la motorisation</b>	<b>100</b>
6.1	Réalisation du moteur prototype . . . . .	100
6.1.1	Modèle 3D du moteur prototype . . . . .	101
6.1.2	Fabrication du moteur prototype . . . . .	102
6.2	Réalisation des onduleurs de tension . . . . .	105
6.2.1	Algorithme de contrôle du moteur . . . . .	106
6.2.2	Simulation de l'onduleur de tension . . . . .	107
6.3	Réalisation d'un banc d'essai moteur . . . . .	109
6.3.1	Montage dynamométrique . . . . .	109
6.3.2	Interface de contrôle LabVIEW . . . . .	109
6.4	Comparaison des résultats expérimentaux du moteur prototype à ceux de l'analyse par éléments finis . . . . .	110
6.4.1	Résistance de phase . . . . .	111
6.4.2	Inductance de phase . . . . .	112
6.4.3	Flux permanent à vide . . . . .	112
6.4.4	Forme de la tension ligne-ligne . . . . .	113
6.4.5	Courbe couple-vitesse . . . . .	113
6.5	Réalisation de la motorisation finale et intégration dans la voiture . . . . .	114
6.5.1	Réalisation des quatre moteurs finaux et des réducteurs . . . . .	116
6.5.2	Réalisation de la batterie de la voiture . . . . .	117
6.5.3	Boîtier de contrôle des moteurs . . . . .	120
6.6	Performances de la voiture électrique . . . . .	121
6.6.1	Résultats de l'acquisition de données . . . . .	122
6.6.2	Résultats des compétitions en Europe . . . . .	124
6.7	Conclusion . . . . .	126
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>127</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>131</b>
	<b>A Démonstration de l'équation 3.44</b>	<b>135</b>
	<b>B Vérification de l'intégrité mécanique de la frette du rotor</b>	<b>138</b>

# Liste des tableaux

1.1	Lexique des algorithmes évolutionnaires [3] . . . . .	14
2.1	Efficacités estimées des différents éléments de la chaîne de traction du simulateur de dynamique de la voiture . . . . .	25
3.1	Variables d’optimisation utilisées par le modèle multi-physique pour le dimensionnement des moteurs. . . . .	41
3.2	Masses volumiques des matériaux utilisés dans le moteur (@ 21°C) . . . . .	56
3.3	Coefficients de conductivité thermique des différents matériaux du modèle thermique . . . . .	62
3.4	Coefficients de convection thermique des différentes interfaces du modèle thermique . . . . .	62
4.1	Contraintes d’optimisation utilisées pour le dimensionnement de la motorisation	68
4.2	Températures maximales d’opération des matériaux isolants selon leur classe [43][44] . . . . .	69
4.3	Performances de la chaîne de traction correspondant à la solution retenue . . . . .	73
4.4	Valeurs des variables d’optimisation correspondant à la solution retenue . . . . .	74
4.5	Valeurs des principaux paramètres d’un moteur correspondant à la solution retenue . . . . .	74
4.6	Températures en régime permanent des différentes sections d’un moteur de la motorisation retenue . . . . .	76
4.7	Comparaison des flux et des inductions dans le moteur entre le modèle analytique et l’analyse par éléments finis . . . . .	78
5.1	Dimensions du rotor imposées dès le début de la deuxième boucle d’optimisation	84
5.2	Performances de la chaîne de traction finale . . . . .	92
5.3	Valeurs des principaux paramètres des moteurs suite à la deuxième boucle d’optimisation . . . . .	92
5.4	Températures en régime permanent des différentes sections du moteur final . . . . .	92
6.1	Comparaison de la valeur de la résistance du bobinage calculée à celle mesurée sur le prototype après la prise en compte des facteurs de correction . . . . .	112
A.1	Tension ligne-neutre appliquée sur les phases d’un bobinage en étoile selon le vecteur actif . . . . .	135



# Liste des figures

1.1	Dimension optimale d'un système construit à partir des éléments 1 et 2 . . . . .	6
1.2	Modèle comportemental et modèle de conception . . . . .	7
1.3	Inversion du problème par optimisation des paramètres du modèle comporte- mental . . . . .	8
1.4	Frontière de Pareto d'une optimisation à deux critères de minimisation . . . . .	11
1.5	Frontières de Pareto globale et locale pour une optimisation à deux critères . .	11
1.6	Principe de fonctionnement itératif des algorithmes évolutionnaires . . . . .	13
1.7	Individus résultants d'une optimisation sans (a) et avec (b) nichage . . . . .	16
1.8	Méthodologie de vérification rétro-active des hypothèses initiales . . . . .	18
1.9	Méthodologie de conception de la chaîne de traction par optimisation du pro- blème inverse en deux étapes . . . . .	20
2.1	Circuit de l'épreuve d'endurance à la compétition <i>Formula Student Germany</i> à l'été 2012. . . . .	23
2.2	Représentation du système d'axes en trois dimensions dans lequel les équations de la dynamique de la voiture sont établies . . . . .	23
2.3	Représentation des points d'opération simulés de la voiture sur l'enveloppe des performances . . . . .	26
2.4	Projection de l'enveloppe de performance sur le plan $a_x$ et $a_y$ . . . . .	26
2.5	Diagramme des forces agissant sur la voiture de course . . . . .	28
2.6	Limites simulées en accélération et en freinage (circuit de l'épreuve d'endurance du Michigan 2013) . . . . .	29
2.7	Vitesse simulée de la voiture en fonction de la distance parcourue (circuit de l'épreuve d'endurance du Michigan 2013) . . . . .	29
2.8	Comparaison de la vitesse simulée à celle obtenue par l'acquisition de données (circuit de l'épreuve d'endurance du Michigan 2013) . . . . .	30
2.9	Temps au tour en fonction du balayage paramétrique pour une voiture à deux roues motrices . . . . .	31
2.10	Temps au tour en fonction du balayage paramétrique pour une voiture toutes roues motrices . . . . .	31
2.11	Énergie consommée par tour de piste en fonction du balayage paramétrique pour une voiture à deux roues motrices . . . . .	32
2.12	Énergie consommée par tour de piste en fonction du balayage paramétrique pour une voiture toutes roues motrices . . . . .	32
2.13	Pointage en fonction du balayage paramétrique pour une voiture à deux roues motrices . . . . .	34

2.14	Pointage en fonction du balayage paramétrique pour une voiture toutes roues motrices . . . . .	34
2.15	Densité filtrée des points d'opération des moteurs dans une configuration toutes roues motrices (3D) . . . . .	35
2.16	Densité filtrée des points d'opération des moteurs dans une configuration toutes roues motrices (2D) . . . . .	36
3.1	Couplages existants entre les différents domaines du modèle multi-physique [17]	39
3.2	Nomenclature des dimensions associées au stator d'un moteur . . . . .	40
3.3	Nomenclature des dimensions associées au rotor d'un moteur . . . . .	41
3.4	Modèle de Behn-Eschenburg pour une machine à pôles lisses . . . . .	47
3.5	Coude critique de la courbe B-H pour la démagnétisation d'un aimant [28] . . .	52
3.6	Diagramme des phaseurs pour le contrôle à couple maximal d'une machine à pôles lisses . . . . .	52
3.7	Diagramme des phaseurs pour le défluxage du rotor d'une machine à pôles lisses	53
3.8	Circulation de l'huile de refroidissement sur la culasse et les bobines du stator .	59
3.9	Turbine et centrifugeuse du rotor permettant la circulation de l'air extérieur dans le rotor et l'entrefer de la machine. . . . .	60
3.10	Discrétisation du modèle thermique du moteur dans le plan radial. . . . .	61
3.11	Discrétisation du modèle thermique du moteur dans le plan axial. . . . .	61
3.12	Flux de chaleur $q$ traversant un matériau cylindrique creux. . . . .	63
3.13	Exemple d'un modèle à quatre éléments finis . . . . .	64
4.1	Comparaison des fronts de Pareto pour une configuration à rotor interne et à rotor externe . . . . .	69
4.2	Énergie dans la batterie requise par les différentes solutions formant les fronts de Pareto . . . . .	70
4.3	Diamètre extérieur des moteurs des différentes solutions formant les fronts de Pareto . . . . .	70
4.4	Longueur active des moteurs des différentes solutions formant les fronts de Pareto	71
4.5	Puissance massique des moteurs correspondant aux différentes solutions formant les fronts de Pareto . . . . .	71
4.6	Rapport de réduction des réducteurs correspondant aux différentes solutions formant les fronts de Pareto . . . . .	72
4.7	Vue en coupe du moteur de la motorisation retenue . . . . .	73
4.8	Répartition de la masse dans un moteur de la solution retenue . . . . .	75
4.9	Répartition de la masse entre les différentes sections de la voiture . . . . .	76
4.10	Répartition des pertes dans un moteur de la solution retenue au point d'opération mentionné . . . . .	77
4.11	Densité de flux calculée par éléments finis dans le moteur de la solution retenue	77
4.12	Densité de flux calculée par éléments finis en fonction de l'angle électrique dans l'entrefer du moteur de la solution retenue . . . . .	78
4.13	Flux permanent induit au bobinage calculé par éléments finis en fonction de l'angle électrique du moteur de la solution retenue . . . . .	79
4.14	Inductance cyclique calculée par éléments finis en fonction de l'angle électrique du moteur de la solution retenue . . . . .	80
4.15	Relation entre le couple maximal et le courant efficace pour le modèle analytique et pour le modèle par éléments finis . . . . .	80

4.16	Forces électromotrices à vide ligne-neutre et ligne-ligne du modèle par éléments finis et du modèle analytique à 10kRPM . . . . .	81
5.1	Régions, limites et maillage du modèle d'analyse par éléments finis . . . . .	84
5.2	Représentation des lignes de champ et des densités de flux dans le moteur lors d'un essai à vide . . . . .	86
5.3	Démarche employée afin de calculer précisément les courants $I_d$ et $I_q$ permettant d'atteindre le point d'opération simulé . . . . .	88
5.4	Représentation des lignes de champ et des densités de flux dans le moteur lors d'un essai en charge . . . . .	89
5.5	Diagramme séquentiel montrant les interactions entre les deux logiciels utilisés et l'ordre d'exécution de la fonction objectif . . . . .	91
5.6	Vue en tranche d'un moteur résultant de la deuxième boucle d'optimisation (vert) superposée à celle d'un moteur de la motorisation initiale . . . . .	93
5.7	Répartition de la masse entre les différents composants du moteur final . . . . .	93
5.8	Répartition de la masse entre les différentes sections de la voiture . . . . .	94
5.9	Répartition des pertes dans le moteur final pour un régime d'opération donné . . . . .	95
5.10	Comparaison des flux à vide calculés par éléments finis dans la phase A entre le moteur initial et le moteur final . . . . .	95
5.11	Forces électromotrices à vide ligne-ligne et ligne-neutre du moteur final à 10kRPM . . . . .	96
5.12	Inductance de phase mesurée à partir du modèle par éléments finis en fonction de l'amplitude du courant et de l'angle de commande . . . . .	97
5.13	Forme et amplitude du couple de détente du moteur final . . . . .	97
5.14	Ondulation du couple électromagnétique en charge . . . . .	98
5.15	Relation entre le couple maximal et le courant efficace du moteur final . . . . .	98
6.1	Position des moteurs, de la batterie et du boîtier de contrôle des moteurs dans la voiture . . . . .	101
6.2	Vue d'ensemble du modèle par ordinateur du moteur prototype . . . . .	102
6.3	Vue en tranche radiale du modèle informatique 3D du moteur prototype . . . . .	102
6.4	Vue en tranche axiale du modèle informatique 3D du moteur prototype . . . . .	103
6.5	Acier électrique placé devant la voiture 2014 de l'équipe de la Formule SAE de l'Université Laval . . . . .	103
6.6	Empilement de tôles prêt pour la découpe par électro-érosion. . . . .	104
6.7	Stator prêt à recevoir son bobinage . . . . .	104
6.8	Stator bobiné et imprégné de vernis haute température à côté du rotor du moteur prototype . . . . .	105
6.9	Moteur prototype assemblé . . . . .	105
6.10	Carte électronique d'un onduleur connecté à son module de transistors . . . . .	106
6.11	Schéma de la simulation de l'algorithme de commande vectorielle . . . . .	107
6.12	Schéma de la simulation de la modulation spatiale vectorielle . . . . .	108
6.13	Schéma global de la simulation incluant le moteur, l'onduleur et la commande . . . . .	109
6.14	Banc d'essai moteur ainsi que les différents éléments y étant associés . . . . .	110
6.15	Interface de contrôle LabVIEW du moteur prototype et du dynamomètre . . . . .	111
6.16	Valeur efficace du fondamental du flux permanent en fonction de la vitesse du rotor . . . . .	113
6.17	Tension ligne-ligne du moteur prototype en fonction du temps à 10k RPM . . . . .	114
6.18	Courbe couple-vitesse obtenue sur le dynamomètre (sans défluxage) . . . . .	114

6.19	Architecture des systèmes haute tension et de la communication par port CAN dans la voiture électrique . . . . .	115
6.20	Photo d'un moteur arrière final . . . . .	117
6.21	Vue interne du modèle informatique 3D d'un moteur final . . . . .	117
6.22	Engrenages formant le réducteur planétaire à l'extrémité d'un moteur . . . . .	118
6.23	Vue en tranche de l'assemblage du porte moyeu . . . . .	118
6.24	Le boîtier de la batterie ainsi que ses différentes sections . . . . .	119
6.25	Circuits électroniques et composants électriques présents dans le boîtier de la batterie de la voiture . . . . .	120
6.26	Circuits esclaves de surveillance des cellules . . . . .	120
6.27	Circuit maître de surveillance des cellules . . . . .	121
6.28	Intégration de la carte de contrôle principale et des quatre onduleurs dans le boîtier de contrôle . . . . .	122
6.29	Vitesse et couples des moteurs lors de l'épreuve d' <i>autocross</i> de la compétition en Hongrie . . . . .	123
6.30	Densité des points d'opération acquisitionnés lors de l'épreuve d' <i>autocross</i> de la compétition en Hongrie (3D) . . . . .	123
6.31	Densité des points d'opération acquisitionnés lors de l'épreuve d' <i>autocross</i> de la compétition en Hongrie (2D) . . . . .	124
6.32	Voiture en action à la compétition <i>Formula Student Austria</i> lors de l'été 2015 . . . . .	130
A.1	Vecteurs de tension pouvant être appliqués par l'onduleur . . . . .	135
A.2	Tension ligne-neutre d'une phase lors de la sur-modulation à onde carrée . . . . .	136

# Liste des symboles et des abréviations

$a_x$	Accélération longitudinale	[m/s <sup>2</sup> ]
$a_y$	Accélération latérale	[m/s <sup>2</sup> ]
$A$	Charge linéique	[A/m]
$AR$	Arrière	
$ARD$	Arrière Droit	
$ARG$	Arrière Gauche	
$AV$	Avant	
$AVD$	Avant Droit	
$AVG$	Avant Gauche	
$B$	Amplitude de l'induction dans l'entrefer	[T]
$B_a$	Induction dans l'aimant	[T]
$B_{amin}$	Induction minimale aimant pour démagnétisation	[T]
$B_{bmax}$	Induction maximale dans les becs d'encoches	[T]
$B_{crmax}$	Induction maximale dans la culasse rotor	[T]
$B_{csmax}$	Induction maximale dans la culasse stator	[T]
$B_{dmax}$	Induction maximale dans une dent	[T]
$B_{max}$	Induction maximale	[T]
$BMS$	Circuit de surveillance des cellules	
$B_r$	Induction rémanente	[T]
$cart$	Coefficient de Carter	
$c_f$	Coefficient de friction	
$coilpitch$	Angle mécanique occupé par une bobine	[rad]
$coilspan$	Nombre d'encoches entourées par une bobine	
$C$	Conductivité thermique	[W/K/m]
$C'$	Coefficient de convection thermique	[W/K/m <sup>2</sup> ]
$CA$	Courant Alternatif	
$CAN$	<i>Controller Area Network</i>	
$CC$	Courant Continu	
$D$	Diamètre d'alésage du stator	[m]
$D_a$	Diamètre interne aimants	[m]

$D_{bec}$	Diamètre de fond de bec d'encoche	[m]
$DC$	<i>Direct Current</i>	
$D_e$	Diamètre externe du rotor	[m]
$D_{es}$	Diamètre de fond d'encoche	[m]
$D_{ext}$	Diamètre extérieur de la culasse du stator	[m]
$D_{ext1}$	Diamètre intérieur du boîtier du moteur	[m]
$D_{ext2}$	Diamètre extérieur du boîtier du moteur	[m]
$D_{int}$	Diamètre de l'arbre du rotor	[m]
$D_{la}$	Diamètre externe des aimants	[m]
$D_s$	Diamètre externe de la frette du rotor	[m]
$e$	Épaisseur des laminations des tôles du stator	[m]
$e_a$	Épaisseur de l'entrefer mécanique	[m]
$e_{bec}$	Épaisseur angulaire d'un bec d'encoche	[rad]
$e_c$	Épaisseur du boîtier du moteur	[m]
$e_{cart}$	Épaisseur de l'entrefer équivalent de Carter	[m]
$e_{culr}$	Épaisseur de la culasse du rotor	[m]
$e_{culs}$	Épaisseur de la culasse du stator	[m]
$e_o$	Épaisseur du film d'huile de refroidissement du stator	[m]
$e_s$	Épaisseur de la frette du rotor	[m]
$e_t$	Épaisseur des tôles du stator	[m]
$emp$	Empattement de la voiture	[m]
$E$	Force contre électromotrice	[V]
$E_{batt}$	Énergie totale dans la batterie	[J]
$E_d$	Énergie magnétique dans un domaine d'analyse	[J]s
$E_{off}$	Énergie de blocage d'un composant	[J]
$E_{on}$	Énergie de commutation d'un composant	[J]
$EPA$	<i>Environmental Protection Agency</i>	
$E_{sLiPo}$	Énergie spécifique d'une batterie LiPo	[J/kg]
$f_f$	Facteur de forme	
$f_{sw}$	Fréquence de hachage de l'onduleur	[Hz]
$f_s$	Fréquence électrique	[Hz]
$F_{drag}$	Résistance aérodynamique	[N]
$F_j$	Fonction objectif associée au critère $j$	
$F_{lift}$	Force d'appui aérodynamique	[N]
$F_m$	Force motrice	[N]
$F_{mmax}$	Force motrice maximale	[N]
$FSA$	<i>Formula Student Austria</i>	
$FSG$	<i>Formula Student Germany</i>	
$FSH$	<i>Formula Student Hungary</i>	

$F_{xmax}$	Force motrice maximale dans l'axe X	[N]
$F_{xpm}$	Force maximale transmise au sol par les pneus dans l'axe X	[N]
$F_{ypm}$	Force maximale transmise au sol par les pneus dans l'axe Y	[N]
$g_m$	Entrefer magnétique total	[m]
$h$	Coefficient de dissipation thermique	[W/m <sup>2</sup> /°C]
$h_{bec}$	Hauteur d'un bec d'encoche	[m]
$h_{cg}$	Hauteur du centre de gravité	[m]
$h_{es}$	Hauteur des encoches du stator	[m]
$H_a$	Champ magnétique dans l'aimant	[A/m]
$H_c$	Champ coercitif	[A/m]
$H_e$	Champ magnétique dans l'entrefer	[A/m]
$I$	Amplitude du courant	[A]
$I_{batt}$	Courant sortant de la batterie	[A]
$I_{cc}$	Courant de court-circuit	[A]
$I_{ce}$	Courant collecteur-émetteur	[A]
$I_d$	Courant efficace dans la diode	[A]
	Courant efficace dans l'axe D	[A]
$I_{dc}$	Courant moyen du bus CC	[A]
$I_{demag}$	Courant démagnétisant maximal	[A]
$I_{ds}$	Courant efficace drain-source	[A]
$IGBT$	Transistor bipolaire à grille isolé	
$IPM$	<i>Intelligent Power Module</i>	
$I_q$	Courant efficace dans l'axe Q	[A]
$I_{rms}$	Amplitude du courant efficace dans une phase	[A]
$I_s$	Courant efficace dans une phase du stator	[A]
$I_t$	Courant traversant le transistor	[A]
$J$	Densité de courant efficace des conducteurs	[A/m <sup>2</sup> ]
$J_i$	Inertie du composant $i$	[kg.m <sup>2</sup> ]
$J_{tot}$	Inertie totale	[kg.m <sup>2</sup> ]
$k$	Conductance thermique	[W/K]
$k_{bec}$	Coefficient d'ouverture des becs d'encoche	
$k_d$	Facteur de distribution du bobinage	
$k_e$	Facteur d'ouverture des encoches du stator	
	Coefficient de pertes excédentaires Bertotti	
$k_p$	Facteur d'étendue du bobinage	
$k_s$	Facteur de vrillage du stator	
$k_{kg}$	Facteur de bobinage de la fondamentale	
$K_e$	Facteur de crête du fondamental du flux à vide	
	Coefficient des pertes excédentaires Bertotti	

$k_h$	Coefficient des pertes hystérésis Bertotti	$[W/T^2/Hz/m^3]$
$l$	Longueur totale du bobinage d'une phase	[m]
$l_a$	Épaisseur moyenne des aimants	[m]
$l_{amin}$	Épaisseur minimale d'aimant pour la démagnétisation	[m]
$l_f$	Facteur de lamination	
$L$	Longueur active de la machine	[m]
	Longueur d'un chemin thermique	[m]
$L_d$	Inductance de l'axe $d$ de la machine synchrone	[H]
$LiPo$	Lithium Polymère	
$L_q$	Inductance de l'axe $q$ de la machine synchrone	[H]
$L_s$	Inductance de phase d'une machine à pôles lisses	[H]
$m$	Masse	[kg]
	Nombre de phases	
$m_a$	Facteur de modulation d'amplitude de l'onduleur	
$m_{eq}$	Masse équivalente incluant l'inertie en rotation	[kg]
$M_x$	Moment dans l'axe X	[N.m]
$M_y$	Moment dans l'axe Y	[N.m]
$n$	Ratio d'engrenage entre le moteur et les roues	
$n_c$	Nombre de conducteurs par encoche	
$n_{enc}$	Nombre total d'encoches	
$n_m$	Nombre total de spires par phase	
$n_p$	Nombre de spires par pôle par phase	
$n_{pp}$	Nombre d'encoches par pôle par phase	
$n_s$	Nombre de spires par encoche	
$N_{ARD}$	Force normale au sol sur la roue arrière droite	[N]
$N_{ARG}$	Force normale au sol sur la roue arrière gauche	[N]
$N_{AVD}$	Force normale au sol sur la roue avant droite	[N]
$N_{AVG}$	Force normale au sol sur la roue avant gauche	[N]
$N_{contrainte}$	Nombre de contraintes sur les paramètres entrée	
$NEDC$	<i>New European Driving Cycle</i>	
$N_{lap}$	Nombre de tours de piste à effectuer	
$N_{obj}$	Nombre d'objectifs d'optimisation	
$N_{param}$	Nombre de paramètres d'optimisation	
$N_t$	Nombre de températures évaluées	
$N_{total}$	Poids normal total appliqué au sol	[N]
$nb_{mot}$	Nombre de moteurs dans la chaîne de traction	
$p$	Nombre de paires de pôles	
$pitch\ factor$	Rapport entre la portée de la bobine et le pas polaire	
$polepitch$	Angle mécanique occupé par un pôle	[rad]



$P$	Puissance	[W]
$P_{cd}$	Pertes par conduction dans une diode	[W]
$P_{ci}$	Pertes par conduction dans un IGBT	[W]
$P_{CRA}$	Répartition du transfert de charge latéral sur les roues avant	
$P_d$	Pertes dans une diode	[W]
$P_f$	Pertes par courants de Foucault	[W]
$P_{hyst}$	Pertes par hystérésis	[W]
$P_i$	Masse d'un composant $i$	[kg]
$P_j$	Pertes par effet Joule	[W]
$P_{mags}$	Pertes magnétiques au stator	[W]
$P_{max}$	Puissance maximale	[W]
$P_{Mav}$	Répartition de la masse vers avant	
$P_{sLiPo}$	Puissance spécifique d'une batterie LiPo	[W/kg]
$P_{swd}$	Pertes par commutation dans une diode	[W]
$P_{swt}$	Pertes par commutation dans un transistor IGBT	[W]
$P_t$	Pertes dans un transistor IGBT	[W]
$P_{tot}$	Masse totale du moteur	[kg]
$PWM$	Modulation à largeur d'impulsion	
$q$	Flux de chaleur	[W]
$Q$	Vecteur des flux de chaleur	[W]
$r_c$	Résistance de conduction d'un transistor IGBT	[ $\Omega$ ]
$r_d$	Résistance de conduction d'une diode	[ $\Omega$ ]
$r_{roues}$	Rayon des roues	[m]
$R$	Rayon de courbure	[m]
$Re$	Nombre de Reynolds	
$RPM$	Rotations Par Minute	
$R_s$	Résistance d'une phase du stator	[ $\Omega$ ]
$R_{th}$	Résistance thermique	[ $m^2.K/W$ ]
$R_{thc}$	Résistance thermique de contact	[ $m^2.K/W$ ]
$s_c$	Section d'un conducteur	[ $m^2$ ]
$S$	Surface	[ $m^2$ ]
$SAE$	<i>Society of Automotive Engineers</i>	
$S_{cu}$	Section totale de cuivre au stator	[ $m^2$ ]
$S_{cu0}$	Section de cuivre d'un conducteur	[ $m^2$ ]
$S_{cu1}$	Section de cuivre totale par spire	[ $m^2$ ]
$S_e$	Surface totale de l'encoche	[ $m^2$ ]
$S_{ext}$	Surface extérieure du moteur	[ $m^2$ ]
$S_k$	Vrillage du stator	[encoches]
$t$	Temps	[s]

$T$	Couple	[N.m]
	Température	[°C]
$T$	Vecteur des températures	[°C]
$T_a$	Température ambiante	[°C]
$T_{air}$	Température de l'air dans l'entrefer	[°C]
$T_{cu}$	Température moyenne du cuivre	[°C]
$T_{em}$	Couple électromagnétique	[N.m]
$T_{ext}$	Température extérieure du moteur	[°C]
$T_{max}$	Couple maximal	[N.m]
	Température maximale	[°C]
$T_{mec}$	Couple mécanique au rotor	[N.m]
$T_{oil}$	Température de l'huile de refroidissement	[°C]
$u_{ce}$	Tension collecteur-émetteur	[V]
$u_d$	Tension aux bornes d'une diode en polarisation directe	[V]
$U_{dc}$	Tension du bus CC	[V]
$UDDS$	<i>Urban Dynamometer Driving Schedule</i>	
$U_e$	Tension d'entrée du système	[V]
$U_t$	Tension aux bornes du transistor	[V]
$v$	Vitesse	[m/s]
$v_d$	Tension induite dans l'axe d	[V]
$v_q$	Tension induite dans l'axe q	[V]
$v_t$	Vitesse tangentielle à une surface	[m/s]
$V_{AV}$	Voie avant de la voiture	[m]
$V_{AR}$	Voie arrière de la voiture	[m]
$V_{aim}$	Volume d'aimants	[m <sup>3</sup> ]
$V_{cu}$	Volume de cuivre de l'encochage	[m <sup>3</sup> ]
$V_{cutb}$	Volume de cuivre des têtes de bobines	[m <sup>3</sup> ]
$V_{cutotal}$	Volume de cuivre total	[m <sup>3</sup> ]
$V_{ferculr}$	Volume de fer dans la culasse du rotor	[m <sup>3</sup> ]
$V_{ferculs}$	Volume de fer dans la culasse du stator	[m <sup>3</sup> ]
$V_{ferdent}$	Volume de fer dans les dents du stator	[m <sup>3</sup> ]
$V_{ferr}$	Volume de fer dans le rotor	[m <sup>3</sup> ]
$V_{fers}$	Volume de fer dans le stator	[m <sup>3</sup> ]
$V_s$	Valeur efficace du fondamental de la tension ligne-neutre	[V]
$V_{sleeve}$	Volume de la frette du rotor	[m <sup>3</sup> ]
$V_{smax}$	Valeur maximale du fondamental de la tension ligne-neutre	[V <sub>rms</sub> ]
$V_{va}$	Volume de vernis au stator	[m <sup>3</sup> ]
$X_s$	Impédance $\omega_s L_s$ d'une phase du stator	[Ω]
$Y$	Nombre de bobines en parallèle	

$\alpha$	Coefficient de remplissage des encoches	
$\alpha_{cu}$	Coefficient en température de la résistivité du cuivre	[1/K]
$\beta$	Ratio d'arc polaire couvert par les aimants	
$\gamma$	Vrillage du stator	[rad]
$\gamma$	Valeur intermédiaire du calcul de <i>cart</i>	
$\delta_x$	Élément de longueur dans l'axe X	
$\eta$	Rendement	
$\eta_{red}$	Rendement du réducteur	
$\theta$	Angle d'un pas d'encoche	[rad]
	Angle entre $E$ et $V_s$	[rad]
$\theta_{bec}$	Angle d'ouverture des becs d'encoches	[rad]
$\theta_d$	Angle d'une dent du stator	[rad]
$\theta_e$	Angle d'une encoche	[rad]
$\mu$	Perméabilité du milieu	[H/m]
	Efficacité d'un élément ou d'un système	
	Viscosité dynamique de l'air	[Pa.s]
$\mu_0$	Perméabilité du vide	[H/m]
$\mu_r$	Perméabilité relative d'un matériau	
$\mu_x$	Coefficient de friction dans l'axe X	
$\mu_y$	Coefficient de friction dans l'axe Y	
$\nu$	Viscosité cinématique de l'air	[Pa.s]
$\xi$	Rapport de saillance	
$\rho$	Résistivité électrique	[ $\Omega.m$ ]
$\rho$	Densité massique d'un matériau	[ $kg/m^3$ ]
$\rho_{cu20}$	Résistivité du cuivre à 20°C	[ $\Omega.m$ ]
$\rho_{cu}$	Résistivité du cuivre	[ $\Omega.m$ ]
$\Phi_d$	Flux dans l'axe $d$	[Wb]
$\Phi_{pm}$	Flux maximal sous un aimant	[Wb]
$\Phi_p$	Flux efficace du fondamentale des aimants	[Wb]
$\Phi_q$	Flux dans l'axe $q$	[Wb]
$\Phi_v$	Flux efficace à vide	[Wb]
$\varphi$	Angle entre $V_s$ et $I_s$	[rad]
$\Psi$	Angle entre $E$ et $I_s$	[rad]
$\omega_r$	Fréquence de rotation du rotor	[rad/s]
$\omega_s$	Fréquence électrique au stator	[rad/s]
$\Omega_l$	Vitesse de rotation mécanique en lacet	[rad]
$\Omega_r$	Vitesse de rotation mécanique des roues	[rad]

# Avant-propos

La rédaction de ce mémoire marque la fin d'une importante étape de ma vie, soit la fin de mon parcours académique ainsi que la fin de mon implication dans le projet étudiant de la Formule SAE. Ce projet a été pour moi une expérience extrêmement enrichissante, tant au point de vue professionnel que personnel. Mes quatre années d'implication en tant qu'étudiant sous-gradué m'ont permis d'acquérir des compétences sans lesquelles il m'aurait été impossible de mener ce projet à terme.

Par la présente, je tiens à remercier toutes les personnes suivantes :

- Mes parents, qui m'ont supporté durant tout mon cheminement académique et qui ont accepté de m'héberger deux années supplémentaires afin de réaliser ce projet.
- Jérôme, mon directeur de recherche. Au début de l'année 2013, j'ai discuté avec lui de l'idée de développer une motorisation électrique pour une Formule SAE en tant que projet de maîtrise. À ce moment, je n'avais aucun financement externe et je sous-estimais grandement l'ampleur de la tâche qui m'attendait. Étant un passionné du domaine, Jérôme a accepté de me diriger malgré tous les obstacles qui m'attendaient.
- Paul-André Hébert, superviseur des projets étudiants de génie mécanique. Paul-André a su me supporter pendant les moments de grande difficulté et de stress vécus lors de la réalisation de ce projet.
- Simon Paradis et Olivier Bélair, mes deux principaux collègues de travail. L'idée de concevoir et fabriquer une voiture électrique avait attirée près d'une dizaine d'étudiants finissants au cours de l'année précédant le début du projet. La majorité de ceux-ci se sont désistés, à l'exception de M. Paradis et de M. Bélair, sans qui il aurait été impossible de compléter les tâches liées au génie mécanique (elles sont beaucoup plus nombreuses que les tâches liées au génie électrique).
- André Souza, pour son travail de conception sur le circuit de surveillance des cellules maître.
- Philippe Létourneau, pour son travail de conception sur le circuit de surveillance des cellules esclave.

- Rémi Rousseau Pinard, pour sa contribution à la conception et à la fabrication du banc d'essai dynamométrique.
- Les membres actuels de l'équipe ULaval Racing, principalement ceux ayant participé au voyage en Europe. Leur présence et leur motivation m'ont fait réaliser que la Formule SAE de l'Université Laval a encore de très belles années devant elle.
- Tous les commanditaires du projet, sans qui il aurait été impossible de réaliser ce projet.

La fabrication de cette voiture électrique a permis la participation de notre équipe aux compétitions Européennes. Ce voyage, d'une durée d'un mois dans plusieurs pays, fût une expérience remarquable et entraîna de nombreuses péripéties, forgeant d'avantage les liens au sein de notre équipe.

Je tiens à souhaiter le meilleur des courages à Pierre-Olivier Cimon, mon successeur en tant que coordonnateur du groupe électronique de la Formule SAE. Sa poursuite à la maîtrise permettra de faire revivre et d'améliorer cette voiture électrique qui conservera à tout jamais une place importante dans ma mémoire.

# Introduction générale

La Formule SAE (« Society of Automotive Engineers »), aussi connue sous le nom de « Formula Student » en Europe, est une compétition universitaire étudiante pour laquelle les équipes conçoivent et fabriquent une voiture de course dans le but de participer à divers événements internationaux. Un cahier des règlements est disponible en ligne<sup>1</sup> et mis à jour annuellement. Celui-ci impose les dimensions maximales ainsi que divers critères de sécurité auxquels les voitures doivent se conformer afin d'être éligible à participer à la compétition. L'événement a vu le jour en 1981 au Michigan. Six équipes ont participé à cette première édition. Depuis lors, le monde de la Formule SAE n'a cessé de grandir. Lors de l'été 2015, 120 équipes étaient inscrites à la compétition ayant lieu annuellement au Michigan et 110 équipes étaient inscrites à l'événement « Formula Student Germany ».

Durant la compétition, les voitures sont évaluées selon des épreuves statiques et dynamiques. Les épreuves statiques consistent en l'évaluation des coûts de la voiture, l'évaluation de la conception par des juges provenant de l'industrie de l'automobile ainsi que l'évaluation d'une présentation d'un modèle d'affaires fictif visant à commercialiser le prototype de voiture construit. Seules les équipes ayant passé l'inspection technique de la voiture sont admises aux épreuves dynamiques. Celles-ci comprennent l'évaluation de l'accélération (0-75 mètres), la tenue en virage (« skidpad »), une épreuve d'« autocross » et une évaluation de l'efficacité énergétique. Finalement, une épreuve d'endurance, au cours de laquelle les voitures roulent et rivalisent pendant près de 30 minutes, évalue la fiabilité du véhicule.

Depuis l'été 2010, les voitures électriques, sont admises aux compétitions européennes. La compétition américaine « Formula SAE Lincoln » ouvrait également ses portes aux voitures électriques pour la première fois à l'été 2012. En 2015, plus de 39 équipes participaient dans la catégorie des voitures électriques de la compétition « Formula Student Germany ». Afin de s'adapter à l'électrification des transports et à l'importance croissante qu'occupe la catégorie électrique de cette compétition, l'équipe de la Formule SAE de l'Université Laval a décidé de construire pour la première fois de son histoire une voiture électrique afin de participer aux compétitions européennes lors de l'été 2015.

---

1. Disponible à l'adresse <http://students.sae.org> [1].

Cette transition a nécessité une quantité de travail colossale de la part de l'équipe. Alors que la voiture employant un moteur à combustion interne bénéficie d'un bagage technique et matériel accumulé au cours des nombreuses années d'existence de l'équipe, la voiture employant une motorisation électrique devait être conçue et construite à neuf. Afin d'assurer le succès de cette transition, quelques d'étudiants gradués de l'équipe de l'Université Laval ont décidé de poursuivre des études supérieures. Le travail de maîtrise faisant l'objet de ce mémoire a été dédié à la conception de la première chaîne de traction électrique de cette voiture.

Le premier chapitre décrit la méthodologie de conception employée afin de concevoir la motorisation de la voiture. Comme les éléments constituant la chaîne de traction possèdent une forte interdépendance, l'approche de conception réductionniste n'est pas appropriée et une approche systémique est utilisée afin de résoudre le problème étudié. Une méthode employant un algorithme évolutionnaire multicritère couplé à un modèle multi-physique analytique pour la conception des chaînes de traction électriques est présentée. Finalement, l'application d'une deuxième étape de conception utilisant un algorithme d'optimisation local couplé à un outil de calcul des champs par éléments finis est présentée.

Le deuxième chapitre traite de l'élaboration du cahier des charges de la voiture. Un simulateur de la dynamique de la voiture est développé et appliqué à un circuit typique de la Formule SAE. Celui-ci permet de prédire les temps au tour, la consommation énergétique de la voiture ainsi que la courbe couple-vitesse en fonction des paramètres de la voiture tels que sa masse et la puissance de sa chaîne de traction. Un balayage paramétrique est effectué afin de comparer les différentes architectures systèmes de la motorisation. Une fois l'architecture choisie, le cahier des charges est construit à partir des données de la simulation et de l'autonomie désirée pour la voiture. Deux objectifs d'optimisation sont établis, soit la minimisation de la masse totale de la voiture et la minimisation de la température de fonctionnement maximale des composants de la motorisation.

Le troisième chapitre présente en détails le modèle multi-physique analytique de la chaîne de traction utilisé lors de la première étape de conception ainsi que les équations le gouvernant. Le modèle multi-physique est constitué de quatre sous-modèles :

- Le modèle électrique ;
- Le modèle magnétique ;
- Le modèle thermique ;
- Le modèle mécanique ;

Le quatrième chapitre présente les résultats obtenus suite à la première boucle d'optimisation employant le modèle multi-physique analytique. Une motorisation candidate jugée prometteuse par le concepteur est choisie parmi les solutions disponibles. Celle-ci sert de point de départ à la deuxième boucle d'optimisation décrite au chapitre suivant. La dernière section de ce

chapitre vérifie la validité des modèles électrique et magnétique en comparant leurs résultats à ceux obtenus à l'aide d'un outil de calcul des champs employant la méthode des éléments finis.

Le cinquième chapitre décrit le développement d'une deuxième boucle d'optimisation employant un outil de calcul des champs par analyse par éléments finis. Le candidat retenu lors du chapitre précédent est utilisé comme point de départ de cette deuxième optimisation. La solution obtenue est présentée et analysée. Elle représente la solution finale du problème de conception.

Finalement, le dernier chapitre décrit la validation et la réalisation de la motorisation. Un moteur prototype a d'abord été fabriqué afin de valider la conception et corriger les problèmes de fabrication et de fiabilité rencontrés. Un banc d'essai est réalisé afin de mesurer les performances du moteur prototype. Finalement, une motorisation finale est fabriquée et intégrée dans la voiture 2015 de l'équipe de la Formule SAE de l'Université Laval.



# Chapitre 1

## Méthodologie de conception

La méthodologie employée, connue sous le nom de conception systémique par résolution du problème inverse de conception, consiste à développer un modèle causal permettant de calculer un comportement à partir des entrées et des paramètres du système, tel qu'expliqué à la section 1.1. Ce modèle est ensuite couplé à un algorithme d'optimisation génétique (section 1.2) afin d'identifier la valeur des paramètres nécessaires à l'atteinte de l'objectif d'optimisation fixé [2][3]. La première section de ce chapitre est donc dédiée à l'étude et à la description de cette méthodologie de conception. La section 1.3 présente l'application de cette méthodologie au problème de conception de la motorisation de la Formule SAE électrique.

### 1.1 Conception optimale systémique

La conception optimale systémique est une méthodologie de conception orientée vers la conception du système dans son entier. Sa combinaison avec des algorithmes d'optimisation permet de trouver la solution optimale pour un cahier des charges donné. Les thèses [2], [3] et [4] expliquent en détail l'approche systémique et son utilisation dans le cadre d'une optimisation.

#### 1.1.1 Approche systémique

Une approche de conception classique en ingénierie sépare le problème à résoudre en sous-problèmes, chacun ayant une complexité inférieure au système complet. Cette approche réductionniste permet ensuite de concevoir chaque sous-système de façon indépendante. Quant à elle, l'approche systémique considère le système complet comme un tout. Elle force le concepteur à concevoir le système en fonction de sa finalité et des objectifs qui justifient l'existence du système. Trois étapes caractéristiques de cette démarche sont identifiées [4] :

**Analyse :** Cette première étape consiste à analyser l'environnement du système, c'est-à-dire à définir les limites du système, cibler les éléments importants et identifier les interactions entre les éléments importants. Cette étape permet d'analyser le fonctionnement global du système.

**Modélisation :** Cette deuxième étape utilise les principaux éléments identifiés lors de l'analyse de façon à guider la création d'un modèle. Celui-ci permet de calculer le comportement du système défini lors de l'étape d'analyse.

**Simulation et optimisation :** La troisième étape exécute le modèle élaboré lors de l'étape de la modélisation afin d'en simuler les performances. À partir d'un cahier des charges à atteindre, l'utilisation d'un algorithme d'optimisation permet de trouver les caractéristiques dimensionnelles et structurelles du système à concevoir.

### 1.1.2 Nécessité d'une approche système optimale

Les voitures électriques actuelles sont principalement limitées par les technologies de stockage de l'énergie dans leurs accumulateurs. Contrairement aux automobiles à combustion interne, où une grande quantité d'énergie peut facilement être entreposée sous forme de combustibles fossiles, la densité énergétique relativement faible des accumulateurs chimiques nécessite une chaîne de traction optimalement efficace dans sa plage d'utilisation afin de limiter le gaspillage de l'énergie disponible. Cette nécessité provient du fait que le stockage problématique de l'énergie pénalise la voiture électrique au niveau de son autonomie, de sa masse et de son coût (prix élevé par unité d'énergie). Ces pénalités rendent la voiture électrique moins attrayante par rapport à la voiture thermique, d'où la nécessité de l'optimiser d'un point de vue énergétique pour son application spécifique.

En gardant cet objectif en tête, la pertinence de la conception systémique prend tout son sens. En considérant le système comme un tout, une conception optimale pour le système en entier peut être trouvée. Une conception optimale pour les sous-composants individuels peut causer un fonctionnement système non optimal, tel qu'observable sur la figure 1.1. Sur cet exemple, le rendement de deux éléments d'un système en fonction d'une dimension quelconque est tracé en bleu (élément 1) et en vert (élément 2). La courbe tracée en rouge représente le rendement du système complet, c'est-à-dire le produit  $\eta_1 \cdot \eta_2$ . Dans cet exemple, le rendement maximal n'est pas atteint à la dimension optimale de l'élément 1, ni à la dimension optimale de l'élément 2, mais plutôt à un point intermédiaire entre les deux dimensions optimales. Il s'agit de la dimension optimale du « système ». Une approche de dimensionnement systémique utiliserait ce dernier point comme solution du problème de conception. Le développement d'un véhicule électrique, dont les composants ont une forte dépendance les uns aux autres, bénéficie grandement de l'utilisation d'une telle approche pour trouver la solution optimale d'un système entier.

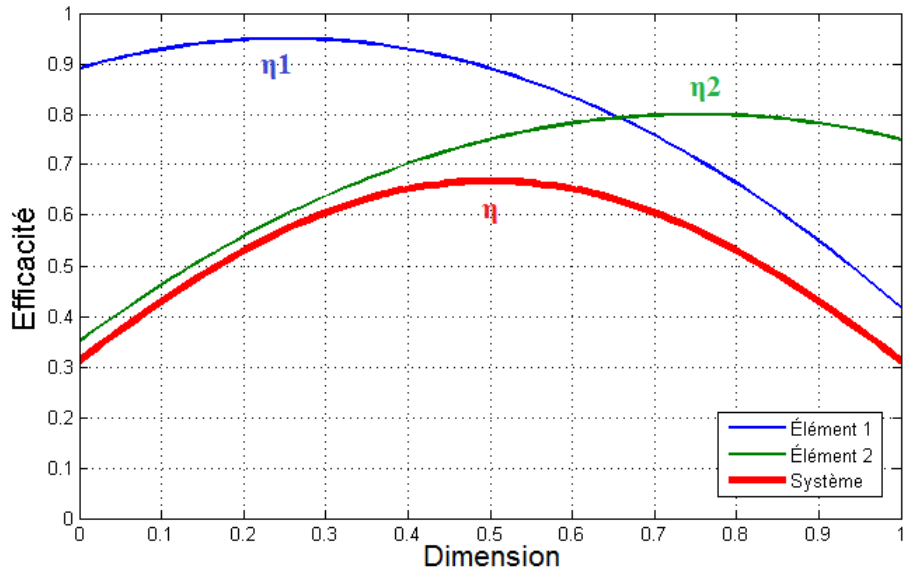


FIGURE 1.1 – Dimension optimale d’un système construit à partir des éléments 1 et 2

### 1.1.3 Orientation d’un modèle pour la conception

La science et l’ingénierie s’appuient sur le principe de la causalité, un principe premier<sup>1</sup> afin d’analyser la nature et développer des modèles décrivant son comportement. Les modèles ainsi développés sont appelés « modèles de comportement », dans le sens où ils décrivent le comportement d’un système à partir des causes (connues) lui donnant naissance. Ces modèles sont aussi appelés « modèles directs ».

Cependant, un processus de conception implique généralement de trouver les caractéristiques ou les dimensions (causes) d’un système lui permettant d’atteindre un certain cahier des charges ou critères de performance (effets). Ce problème va à l’encontre de la démarche naturelle suivant le principe de causalité, c’est-à-dire que les causes doivent être déterminées à partir des effets souhaités. Dans cette situation, les modèles comportementaux ne peuvent pas être directement employés. Il faut utiliser un « modèle de conception », aussi nommé modèle inverse.

#### La conception comme un problème inverse

La figure 1.2 illustre les relations entre les causes, les effets et les modèles directs et inverses. Alors que le problème direct emploie les lois de la physique issues de l’observation pour décrire le comportement, la résolution du problème inverse nécessite une démarche moins commune et requiert une certaine part de créativité, car le problème de conception peut être classifié comme un problème « mal posé ».

1. Un principe premier est la base de la connaissance. Il s’agit d’un principe indéniable ou déductible de l’évident sur lequel d’autres principes sont élaborés.

Soit un modèle de comportement  $A$ , les causes  $u$  et les effets  $f$ . Le problème direct s'écrit :

$$Au = f \tag{1.1}$$

alors que le problème inverse (ou conception idéale) s'écrit :

$$u = A^{-1}f \tag{1.2}$$

Pour qu'un problème soit dit « bien posé », trois conditions doivent être remplies :

1. La solution doit exister ;
2. La solution doit être unique ;
3. La solution doit être stable vis-à-vis des faibles variations des paramètres d'entrée.

La conception d'une chaîne de traction pour un véhicule électrique est un problème mal posé, car des solutions n'existent pas pour tous les cahiers des charges et plusieurs solutions peuvent satisfaire un même cahier des charges. De plus, la grande complexité des systèmes interagissant dans une chaîne de traction électrique rendent, dans la plupart des cas, l'inversion du modèle direct complet impossible. Il devient alors pratique d'utiliser des algorithmes d'optimisation afin de trouver une solution optimale satisfaisant les performances (ou effets) requis par le cahier des charges.

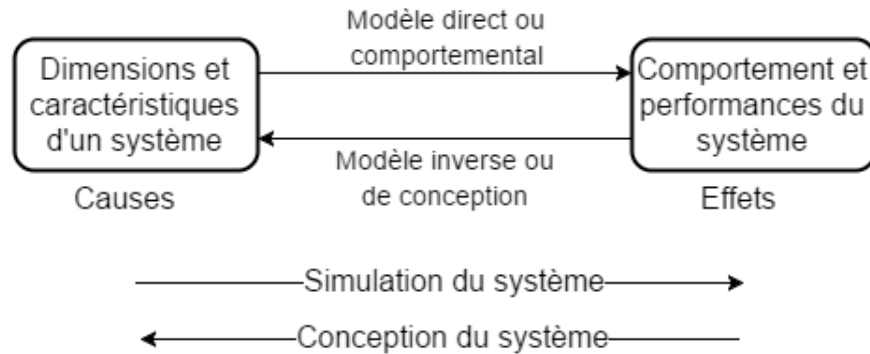


FIGURE 1.2 – Modèle comportemental et modèle de conception

### Inversion du modèle par optimisation

Tel qu'expliqué précédemment, il peut être difficile d'obtenir un modèle inverse trouvant la solution définissant un système entier. L'utilisation d'un algorithme d'optimisation couplé à un modèle direct (ou simulateur), permet l'inversion du problème par essais et erreurs. Cette méthode est mieux connue sous le nom de la « conception par la résolution du problème inverse de conception » et est illustrée à la figure 1.3. Plutôt que de calculer analytiquement les

paramètres du système à résoudre, un algorithme d'optimisation effectue une grande quantité d'itérations en variant les paramètres d'entrée du modèle comportemental jusqu'à ce que les effets souhaités soient atteints, que la solution optimale soit trouvée ou que les paramètres d'entrée entrent en butée sur les contraintes imposées par le concepteur. Malheureusement, elle a le désavantage d'être très coûteuse en temps de calcul, le calcul d'un modèle inverse idéal en une seule itération étant généralement plus rapide. Il est possible d'inverser partiellement le modèle comportemental de façon à obtenir un modèle de conception partiel. Le reste de l'inversion du modèle s'effectue alors par l'optimisation.

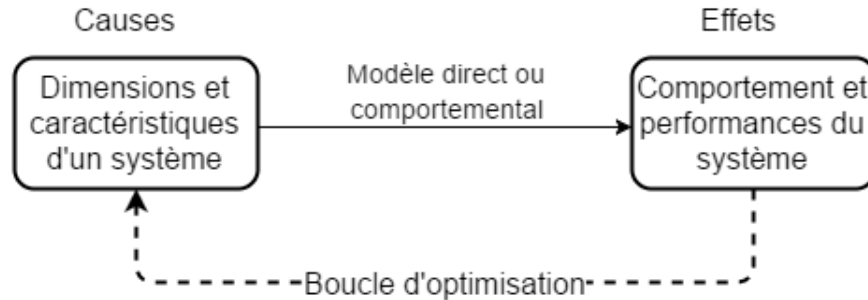


FIGURE 1.3 – Inversion du problème par optimisation des paramètres du modèle comportemental

#### 1.1.4 Modèle à granularité variable

Tel que mentionné à la section 1.1.1, l'approche réductionniste employée lors d'une conception classique permet la conception indépendante de sous-composantes faisant partie d'un assemblage complet. La notion de réductionnisme est aussi employée dans une approche système. Cependant, tous les sous-systèmes doivent être conçus simultanément<sup>2</sup> de façon à atteindre un optimum global tel qu'expliqué à la section 1.1.2. La séparation du modèle complet de la voiture permet de séparer un modèle qui serait volumineux en sous-modèles plus simples. Cette opération peut s'effectuer de façon récursive, c'est-à-dire qu'un sous-modèle peut lui aussi être séparé en plusieurs autres sous-modèles de complexité physique grandissante. Il s'agit de la « granularité » du modèle. Un modèle à granularité fine comportera plusieurs niveaux de modélisation. Cela lui conférera une bonne fidélité de simulation des processus physiques, mais augmentera sa complexité de modélisation et d'exécution. À l'opposé, un modèle à granularité grossière comportera peu de niveaux de modélisation, lui conférant une faible complexité et une bonne rapidité d'exécution, mais pouvant compromettre la précision des résultats calculés.

Il revient au concepteur d'adapter la granularité de chacun des composants du système principal en fonction des phénomènes physiques à évaluer et des objectifs du cahier des charges à atteindre. Différentes catégories de granularité sont identifiées par V. Mester [2].

2. La conception systémique est aussi connue sous le nom de conception simultanée.

- **Modèle en « O »** : Il s'agit du modèle le plus complexe. Il tente de modéliser finement chaque composante et devient lourd et complexe.
- **Modèle en « I »** : Il s'agit du modèle modélisant finement un seul composant et ignorant les autres. Le modèle cesse alors d'être systémique.
- **Modèle en « - »** : Il comporte une modélisation simple de chaque sous-système. Il est systémique.
- **Modèle en « A »** : Le composant principal est modélisé en détail. Plus un composant est éloigné du composant principal, plus sa modélisation devient simple.
- **Modèle en « T »** : Il consiste à modéliser en profondeur un composant (tel le modèle en I) et à modéliser de façon simple les composants l'entourant (l'environnement de la composante principale), de façon à respecter la notion système.
- **Modèle en «  $\pi$  »** : Modélisation en profondeur de deux composants et de leurs interactions mutuelles, tout en modélisant simplement les autres composants (l'environnement).

## 1.2 Optimisation des chaînes de traction par des algorithmes évolutionnaires

Les sections précédentes ont montrées que les algorithmes d'optimisation sont favorables à la conception systémique des chaînes de traction électrique en fonction de :

- leur capacité à trouver un compromis idéal entre les composants du système, de façon à développer une solution optimale au sens système ;
- leur capacité à compenser l'absence d'un modèle de conception en inversant le modèle direct par une série d'itérations.

Une bonne connaissance des capacités et des limitations des algorithmes d'optimisation est nécessaire lors de la conception d'un véhicule électrique. La section 1.2.1 résume les notions importantes liées à l'optimisation multicritère, alors que la section 1.2.2 explique l'utilisation des algorithmes évolutionnaires pour la conception, tel que décrit dans les thèses [3] et [4].

### 1.2.1 Optimisation multicritère

Une optimisation multicritère est employée lorsque plusieurs paramètres doivent être optimisés. Par exemple, pour une chaîne de traction électrique sur un circuit donné, l'efficacité moyenne sur tout le cycle de fonctionnement peut être un paramètre à maximiser. D'un autre côté, la masse totale du système peut être un inconvénient à minimiser. Ce type de problème est très bien détaillé par J. Regnier [3]. Un problème d'optimisation multicritère peut se formuler comme suit :

$$\min[\mathbf{F}(\mathbf{X})] = \min \begin{bmatrix} F_1(\mathbf{X}) \\ F_j(\mathbf{X}) \\ \dots \\ F_{N_{obj}}(\mathbf{X}) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

où  $N_{obj}$  est le nombre d'objectifs (ou critères) d'optimisation,  $F_j$  est la fonction associée à l'objectif  $j$  et  $\mathbf{X} = [X_1 \dots X_i \dots X_{N_{param}}]$  est l'ensemble des  $N_{param}$  paramètres d'optimisation. Ces variables d'optimisation (ou paramètres d'entrée du système) sont généralement associés à des contraintes d'égalité  $g_k(\mathbf{X}) = 0$  ou d'inégalité  $g_k(\mathbf{X}) \leq 0$  où  $k$  prend une valeur de 1 à  $N_{contrainte}$  et représente une contrainte sur les paramètres d'entrée. L'espace généré par les valeurs possibles de  $\mathbf{X}$  doit respecter l'ensemble des contraintes  $\mathbf{G}$  afin de générer des solutions réalisables. Ces solutions remplissent ensuite les objectifs  $\mathbf{F}$ . On dit alors que  $F_1, F_2 \dots$  sont des fonctions objectifs.

Contrairement à une optimisation monocritère dans laquelle il n'existe qu'une seule solution globalement optimale, un problème multicritère comporte rarement une solution unique satisfaisant tous les critères d'optimisation. En effet, il se peut que certains critères soient contradictoires. En prenant l'exemple de l'optimisation d'une chaîne de traction électrique, une motorisation ayant un haut rendement électromagnétique nécessite le surdimensionnement des composants (plus particulièrement le moteur) de façon à diminuer la densité de courant dans les conducteurs ainsi que la densité de flux dans les circuits magnétiques. Cependant, ce surdimensionnement augmente la masse de la chaîne de traction. Au contraire, la diminution des dimensions de la même chaîne de traction diminue son efficacité énergétique. La notion de compromis doit ainsi être considérée. L'ensemble des solutions minimisant au moins un critère constitue alors l'ensemble des meilleurs compromis. Lorsqu'il devient impossible d'optimiser un critère sans en détériorer un autre, la solution est alors localisée sur une limite nommée le « Front de Pareto » (voir la figure 1.4).

La frontière de Pareto contient l'ensemble des solutions dominantes<sup>3</sup>. Cette limite est tracée à la figure 1.4 pour un problème à deux critères. Dans cette situation, elle est placée sur la frontière entre les solutions réalisables et non réalisables, entre les solutions optimales pour les critères 1 et 2. On dit alors que les solutions situées sur cette frontière sont optimales au sens de Pareto. Ces frontières peuvent être optimales globalement ou localement, tel qu'illustré sur la figure 1.5.

### Difficultés des problèmes d'optimisation multicritère

Certaines particularités d'un problème d'optimisation peuvent nuire à la convergence des algorithmes vers le front de Pareto global. Le concepteur doit alors faire preuve de jugement

---

3. Une solution est dite « dominante » s'il n'existe pas de solutions dont les résultats de toutes les fonctions objectifs sont inférieurs (meilleures).

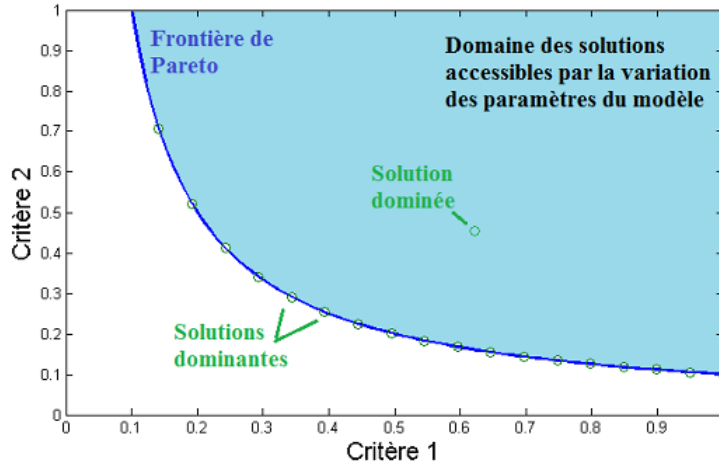


FIGURE 1.4 – Frontière de Pareto d’une optimisation à deux critères de minimisation

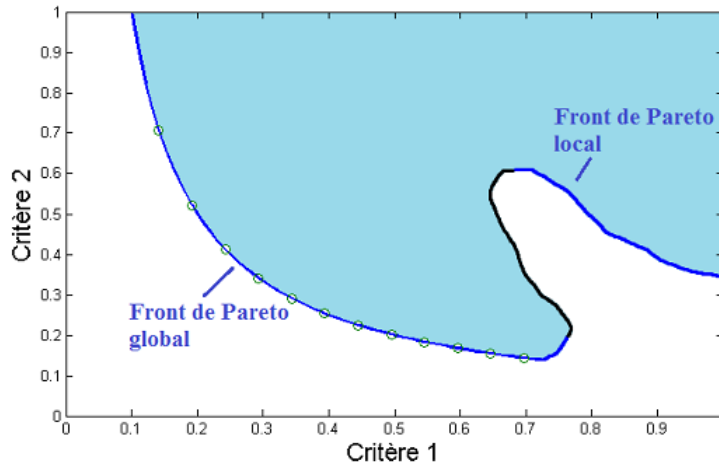


FIGURE 1.5 – Frontières de Pareto globale et locale pour une optimisation à deux critères

et s’assurer que de telles conditions ne limitent pas l’opération d’optimisation. Celles-ci sont présentées dans les paragraphes ci-dessous.

**Convexité - Concavité :** Un front de Pareto est dit « convexe » si, en considérant deux points sur le front, les points situés sur un segment de droite reliant ces deux points sont situés dans l’ensemble des solutions réalisables. Il s’agit de la convexité au sens géométrique. Le front est dit « concave » dans la situation inverse. Ce dernier type peut être problématique pour certains algorithmes d’optimisation, car la concavité entraîne l’existence de zones d’optimalité locale. Cette particularité peut piéger certains algorithmes d’optimisation.

**Continuité - Discontinuité :** Une fonction objectif peut être discontinue pour plusieurs raisons :



- Évaluation de conditions logiques dans les fonctions objectifs ;
- Non-linéarité dans les fonctions (ex : fonction rationnelle) ;
- Paramètres d'entrée soumis à des contraintes ;
- Paramètre(s) d'entrée entier(s) ;
- etc.

Ces discontinuités peuvent créer un front de Pareto qui est lui aussi discontinu. Cette particularité peut complexifier la résolution du problème d'optimisation et piéger certains algorithmes moins robustes.

**Multimodalité :** Un front de Pareto est multimodal lorsqu'il existe d'autres fronts de Pareto locaux successifs non dominants. Ces fronts peuvent piéger l'algorithme d'optimisation en agissant comme des « attracteurs », prévenant l'atteinte du front optimal.

**Non uniformité des solutions :** Lorsque la distribution des solutions dans l'espace des objectifs  $\mathbf{F}$  n'est pas homogène, des régions denses situées loin des fronts optimaux peuvent se former. Dans ces situations, il peut être plus difficile pour un algorithme d'optimisation de converger vers le front optimal.

### 1.2.2 Types d'algorithmes d'optimisation

Il existe plusieurs méthodes d'optimisation, ayant chacune un champ d'application plus ou moins spécifique [3].

**Méthodes statistiques et plans d'expérience :** Ces méthodes sont utilisées lorsque le nombre d'itérations à effectuer est très restreint. Cependant, ces méthodes sont limitées et ne permettent pas une convergence précise vers l'optimum global.

**Méthodes de subdivision d'intervalles :** Elles trouvent l'optimum en réduisant progressivement l'intervalle de recherche. Ces méthodes sont coûteuses pour un nombre de paramètres à optimiser élevé.

**Méthodes analytiques :** Ces méthodes utilisent le gradient de la fonction à minimiser/-maximiser<sup>4</sup> pour estimer la position du point optimal. Ce point devient la position de l'itération suivante. Ces méthodes sont rapides, mais nécessitent des fonctions différentiables.

---

4. Généralement appelée « Fonction Objectif ».

**Méthodes heuristiques géométriques :** Il s'agit de méthodes explorant l'espace de recherche par des essais successifs. Ces méthodes sont plus robustes que les méthodes analytiques lorsque la fonction objectif est discontinue. Cependant, ces méthodes sont locales (ne trouvent pas nécessairement l'optimum global) et sont coûteuses pour un nombre de paramètres à optimiser élevé.

**Méthodes heuristiques stochastiques :** Ces méthodes explorent l'espace de recherche grâce à des processus aléatoires. Leurs avantages principaux sont leur capacité à converger vers l'optimum global tout en étant robustes aux discontinuités de la ou les fonction(s) objectif(s). Les algorithmes évolutionnaires sont classés dans cette catégorie.

### Algorithmes évolutionnaires

Plus spécifiquement, les algorithmes évolutionnaires se basent sur la théorie de l'évolution des espèces développée par Charles Darwin au 19<sup>e</sup> siècle [3]. Telle la nature, cet algorithme converge vers une solution optimale à son environnement en reproduisant les principes de l'évolution sur des individus (ou solutions possibles) et en créant une génération suivante basée sur des critères d'élitisme et de mutation. Ce principe est illustré à la figure 1.6, où le processus itératif de sélection, croisement et dominance est mis en évidence.

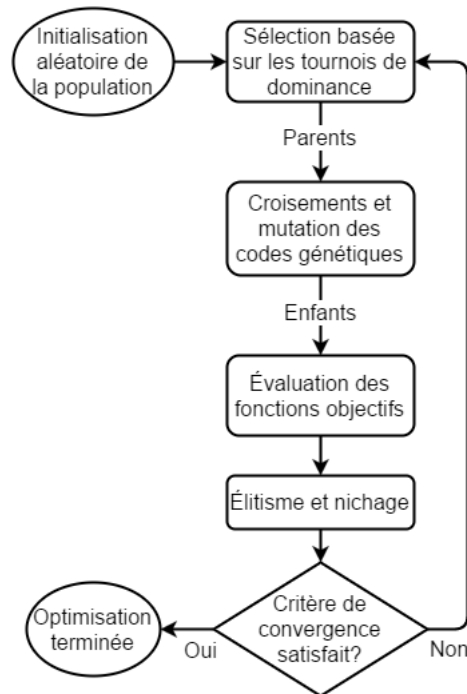


FIGURE 1.6 – Principe de fonctionnement itératif des algorithmes évolutionnaires

La population initiale est créée aléatoirement à partir de l'espace de recherche des paramètres d'optimisation. L'analogie entre cette méthode et le lexique évolutionnaire est présenté dans le tableau 1.1.

Nature	Optimisation mathématique
Individu ou candidat	Solution unique définie par la valeur de ses paramètres
Population	L'ensemble des individus d'une génération
Environnement	Espace de recherche
Écosystème	Région locale dans l'espace de recherche
Adaptation	Fonction objectif
Espèces	Ensemble de configurations similaires
Différence biologique	Distance au sens mathématique
Génération	Itération

Tableau 1.1 – Lexique des algorithmes évolutionnaires [3]

Pour la conception des chaînes de traction électrique, il est donc favorable d'utiliser des algorithmes évolutionnaires afin d'optimiser leurs dimensions. En effet, la grande non-linéarité des phénomènes impliqués, la présence de paramètres entiers (ou topologiques) et la présence probable de discontinuités dans la ou les fonction(s) objectif(s) nécessitent une méthode à la fois robuste à ces caractéristiques et à la fois capable de converger vers l'optimum global du problème.

### Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont parmi les algorithmes évolutionnaires les plus connus. Ils se basent sur les mécanismes génétiques observés dans la nature pour faire progresser les populations. Les deux phénomènes évolutionnaires principaux des algorithmes génétiques sont :

1. Le croisement ;
2. La mutation.

Analogiquement aux organismes biologiques présent dans la nature, cet algorithme implique que chaque individu (ou solution) possède un chromosome définissant son identité. Son chromosome est en fait un vecteur formé par la concaténation de la valeur des variables d'optimisation identifiant l'individu. Chaque génération est générée par l'accouplement des individus de la population précédente selon les critères d'élitisme, de mutation et de croisement propres à l'algorithme.

**Le croisement :** Le croisement est une opération effectuée entre différents individus d'une population (ou « parents ») créant les individus d'une génération suivante (ou « enfants »). Lors de l'opération, des segments de chromosome sont échangés, déplacés et alternés suivant différentes stratégies, créant ainsi les chromosomes des enfants.

**La mutation :** La mutation est une opération s'effectuant sur un individu d'une génération. Elle n'est pas nécessairement liée à son passé génétique (ses parents). Elle consiste, par

exemple, à inverser aléatoirement un bit du chromosome, à permuter des gènes, à basculer les branches d'un arbre (si programmation génétique).

**L'élitisme :** L'élitisme consiste à conserver les meilleurs individus de la génération actuelle afin de les transférer à la génération suivante. Ceci permet d'éviter la perte de ces individus dû aux processus aléatoires et par conséquent une régression de l'algorithme d'optimisation.

### **Le concept de nichage**

Le caractère élitiste des algorithmes évolutionnaires conduit à une « migration génétique ». Dans le cas d'une convergence prématurée vers un optimum local, les possibilités d'évolution sont réduites. En effet, la diversité de la population est insuffisante et les méthodes de mutation standard ne peuvent pas toujours permettre la découverte d'espèces nouvelles. De plus, l'existence de plusieurs individus identiques est sans intérêt dans un algorithme évolutionnaire, car l'existence d'une seule solution au point optimal global est suffisante dans le contexte d'une optimisation. Or, l'atout principal des méthodes évolutionnaires réside dans la diversité des populations permettant de trouver des optima. Afin de prévenir un tel phénomène, certains algorithmes intègrent le concept de « nichage ». Il s'agit d'une méthode similaire au concept des écosystèmes dans la nature. Cette technique favorise l'adaptation des individus pour leur écosystème respectif, ce qui favorise la convergence de la population vers les optima locaux (appelés niches). Ainsi, la dispersion de la population à la fin de l'opération d'optimisation donne des informations claires et pertinentes sur la position des optima locaux et de l'optimum global.

La figure 1.7 illustre l'influence du nichage dans un algorithme d'optimisation évolutionnaire. Les cercles sur les figures (a) et (b) indiquent la position des individus dans l'environnement. La figure de gauche (a) indique la répartition de la population à la fin d'une optimisation standard n'employant pas le principe de nichage. Tous les individus ont convergés vers l'optimum global, ce qui n'est pas utile puisque la présence d'un seul individu à cet endroit est suffisant. La figure de droite (b) illustre la répartition de la population pour des algorithmes utilisant le principe de nichage. Des individus sont présents sur l'optimum global ainsi que sur les optima locaux. Cette répartition est beaucoup plus intéressante, car elle indique la position du point globalement optimal, de même que des possibilités de compromis localisés ailleurs dans l'environnement. Dans le contexte d'une conception, ces informations peuvent être très pratiques. En effet, supposons que la solution globalement optimale soit difficilement réalisable, le concepteur possède malgré tout des alternatives de conception moins optimales, mais probablement plus simples à réaliser.

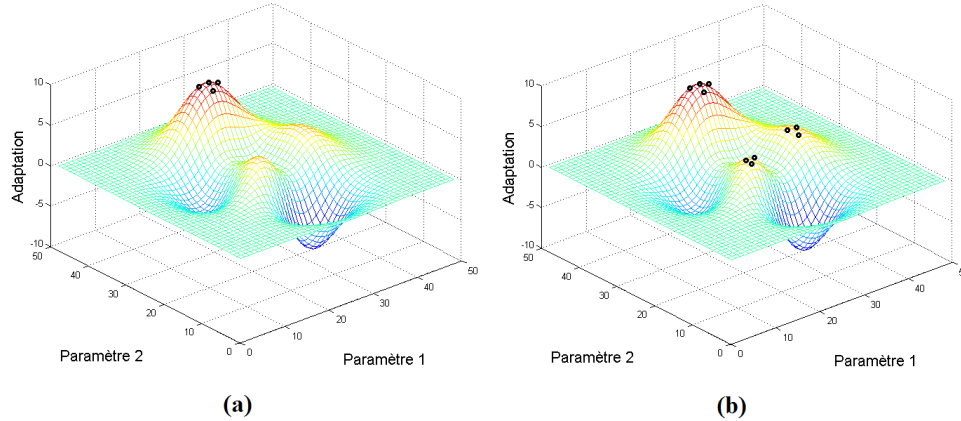


FIGURE 1.7 – Individus résultants d’une optimisation sans (a) et avec (b) nichage

### Algorithmes évolutionnaires multicritères

Ces algorithmes sont particulièrement bien adaptés à la conception des chaînes de traction électrique, car ils combinent les avantages décrits à la section 1.2.1 et ceux décrits au début de la section 1.2.2. Ils utilisent les notions d’élitisme, de nichage, de « clustering »<sup>5</sup> et d’archivage<sup>6</sup>. Dans le logiciel *Matlab*, la fonction *gamultiobj* implémente l’algorithme génétique multicritère NSGA-II.

**NSGA-II :** Cette méthode classe les individus en fonction du front auquel ils appartiennent. Pour chaque individu, une fonction de proximité avec ses voisins du même front est évaluée (fonction d’isolement). L’archive est peuplée en fonction de l’isolement de chaque individu.

**SPEA2 :** Contrairement à la méthode NSGA-II qui utilise une fonction d’isolement pour calculer la force des solutions à archiver, la méthode SPEA2 évalue la force d’un individu par le nombre de solutions (de l’archive et de la population actuelle) qu’il domine. L’archive est remplie en conservant les individus dont les indices de force sont les plus élevés.

## 1.3 Application de la méthodologie proposée à la conception de la motorisation de la Formule SAE électrique

La section 1.1.1 a montrée qu’une approche de conception systémique s’effectue en trois étapes principales. Les sections suivantes détaillent l’application concrète de ces étapes à la conception

5. Le « clustering » est une opération décimant les individus similaires situés sur le front de Pareto. Elle permet d’étendre la diversité des populations et d’homogénéiser la distribution du front Pareto-optimal.

6. L’archivage conserve les solutions non-dominées (ou Pareto-optimales) dans un registre de taille limitée nommé archive. Cette archive est mise à jour en fonction des nouvelles solutions explorées dans la génération suivante.

de la motorisation de la Formule SAE électrique.

### **1.3.1 Application de l'étape d'analyse au problème de conception de la Formule SAE**

L'analyse de la compétition de la Formule SAE révèle que le classement des équipes s'effectue à l'aide d'un système de pointage. Ce système est standardisé et est disponible dans le cahier des règlements [1]. Les points sont distribués en fonction de la performance des équipes et de leur voiture à diverses épreuves statiques et dynamiques. Les épreuves statiques comprennent l'évaluation des coûts, de la mise en marché fictive et du processus de conception. Les points obtenus lors de ces épreuves dépendent majoritairement de la préparation des membres de l'équipe et de la rigueur employée lors de la conception et de la fabrication du bolide. L'impact qu'offre la motorisation sur le classement de l'équipe se manifeste principalement lors des épreuves dynamiques au cours desquelles la voiture doit faire preuve de performance sur divers circuits de course.

Les épreuves dynamiques sont divisées en une épreuve d'accélération, une épreuve de « skid-pad » visant à évaluer la tenue latérale ainsi qu'une épreuve d'« autocross ». L'épreuve maîtresse de la compétition est l'épreuve d'endurance. Celle-ci est menée simultanément avec une épreuve d'efficacité énergétique. Ces deux épreuves valent 400 points parmi les 1000 points pouvant être obtenus lors de la compétition. La masse totale, le nombre de roues motrices, le couple maximal appliqué aux roues et finalement la puissance maximale d'une motorisation affecte les performances de la voiture et par conséquent le pointage obtenu.

Le chapitre 2 est dédié à l'analyse de la sensibilité du pointage obtenu dans l'ensemble des épreuves dynamiques en fonction des facteurs énumérés ci-dessus. Cette analyse est utilisée afin d'élaborer un cahier des charges ainsi que les objectifs d'optimisation. Cependant, la création de ce cahier des charges nécessite quelques hypothèses sur la masse et l'efficacité finale de la voiture. Une charte décisionnelle, présentée à la figure 1.8, est utilisée afin de vérifier que les hypothèses posées initialement n'influencent pas la validité du cahier des charges créé.

### **1.3.2 Application de l'étape de modélisation au problème de conception de la Formule SAE**

La réalisation d'un modèle analytique du système est détaillé au chapitre 3. Celui-ci permet de calculer l'efficacité énergétique de la chaîne de traction à un régime moteur donné. La chaîne de traction comprend les moteurs, la batterie, les onduleurs de tension ainsi que les réducteurs de vitesse. Le modèle est séparé en plusieurs sous-modèles évaluant chacun le comportement du système dans un domaine physique impliqué, soit le modèle électrique, le modèle magnétique, le modèle thermique et le modèle mécanique.

Un modèle de granularité en  $A$  est choisi. Cette décision s'appuie sur les contraintes de temps

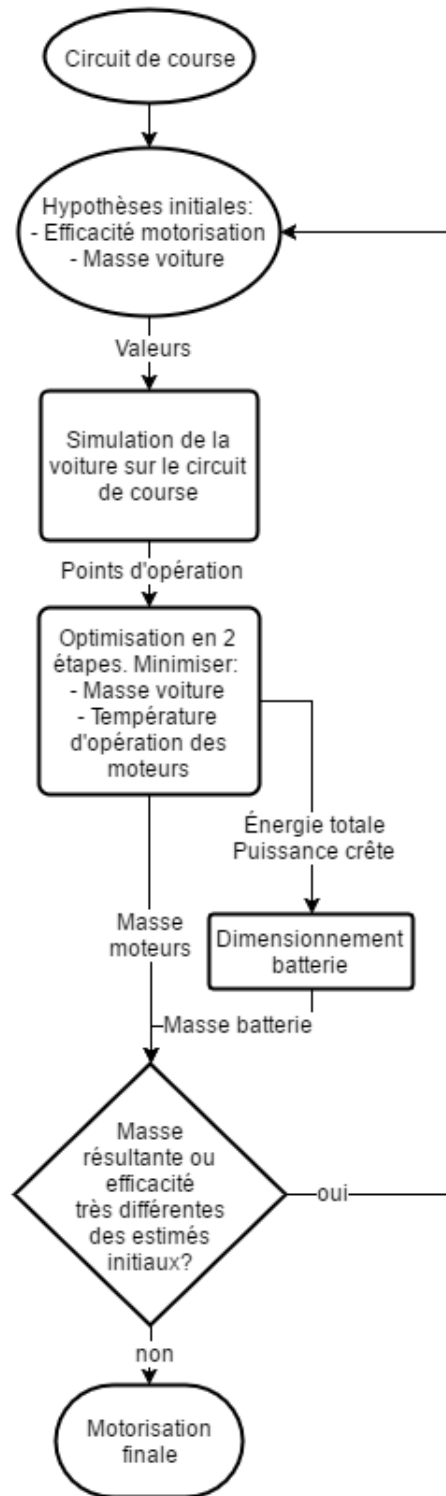


FIGURE 1.8 – Méthodologie de vérification rétro-active des hypothèses initiales

limitant la durée pendant laquelle la période de conception peut s'échelonner. Les éléments les plus complexes ayant la plus grande influence sur les performances du système seront détaillés plus en profondeur, alors que les éléments plus simples ou achetés chez un manufacturier

auront une granularité de modélisation plus grossière. Ainsi, le modèle des moteurs aura la modélisation la plus fine. Le modèle des onduleurs sera légèrement moins détaillé. Finalement, les modèles de la batterie et des réducteurs sont les éléments de la chaîne de traction ayant la modélisation la plus grossière.

### **1.3.3 Application de l'étape de simulation et d'optimisation au problème de conception de la Formule SAE**

La simulation emploie le modèle développé lors de l'étape précédente afin de calculer le résultat des fonctions objectifs correspondant à une motorisation quelconque. Tel qu'élaboré à la section 1.2, un algorithme génétique multicritère est utilisé afin d'inverser le problème. L'optimisation permet de trouver les dimensions et les caractéristiques du système remplissant les objectifs établis par le cahier des charges.

Plusieurs techniques de conception n'utilisent que des modèles analytiques ou incluent systématiquement un modèle par éléments finis dans la boucle d'optimisation, réduisant considérablement la vitesse des calculs [5][6]. D'autres approches consistent à évaluer le résultat de la conception analytique à l'aide d'outils d'analyse par éléments finis afin d'ajuster les équations de départ [7].

Dans le cadre de cette maîtrise, cette phase de conception comportera une étape supplémentaire. Le modèle direct employé par l'algorithme d'optimisation génétique se calcule entièrement et directement à partir d'équations analytiques. Ceci lui confère l'avantage de s'exécuter rapidement. La taille de la population évaluée à chaque génération peut ainsi être augmentée, mettant à profit les bénéfices procurés par les processus aléatoires de l'algorithme génétique. Les opportunités de converger vers un front de Pareto global sont dès lors plus élevées. Cependant, les équations employées reposent sur des hypothèses simplificatrices dont la validité peut affecter la performance réelle d'une motorisation évaluée. Dans le cas des moteurs électriques, ceci est particulièrement vrai à fort couple et à haute vitesse puisque le modèle employé à la section 3.1 ne tient pas compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques.

L'étape supplémentaire consiste à effectuer une deuxième optimisation de la chaîne de traction en utilisant un outil de calcul des champs par éléments finis dans la boucle. Cette méthodologie est illustrée à la figure 1.9. D'abord, un individu membre du front de Pareto obtenu suite à l'optimisation génétique est retenu et sert de point de départ à cette deuxième boucle de conception. Celui-ci est choisi par le concepteur en fonction du compromis qu'il offre entre les différents objectifs d'optimisation. Les modèles électrique et magnétique précédemment développés sont remplacés par l'outil de calcul des champs. Ceci permet de calculer avec une précision supérieure leur comportement.

Cependant, le calcul des champs par éléments finis nécessite une puissance de calcul beaucoup plus grande que l'équivalent employant le modèle analytique précédemment développé. L'éva-



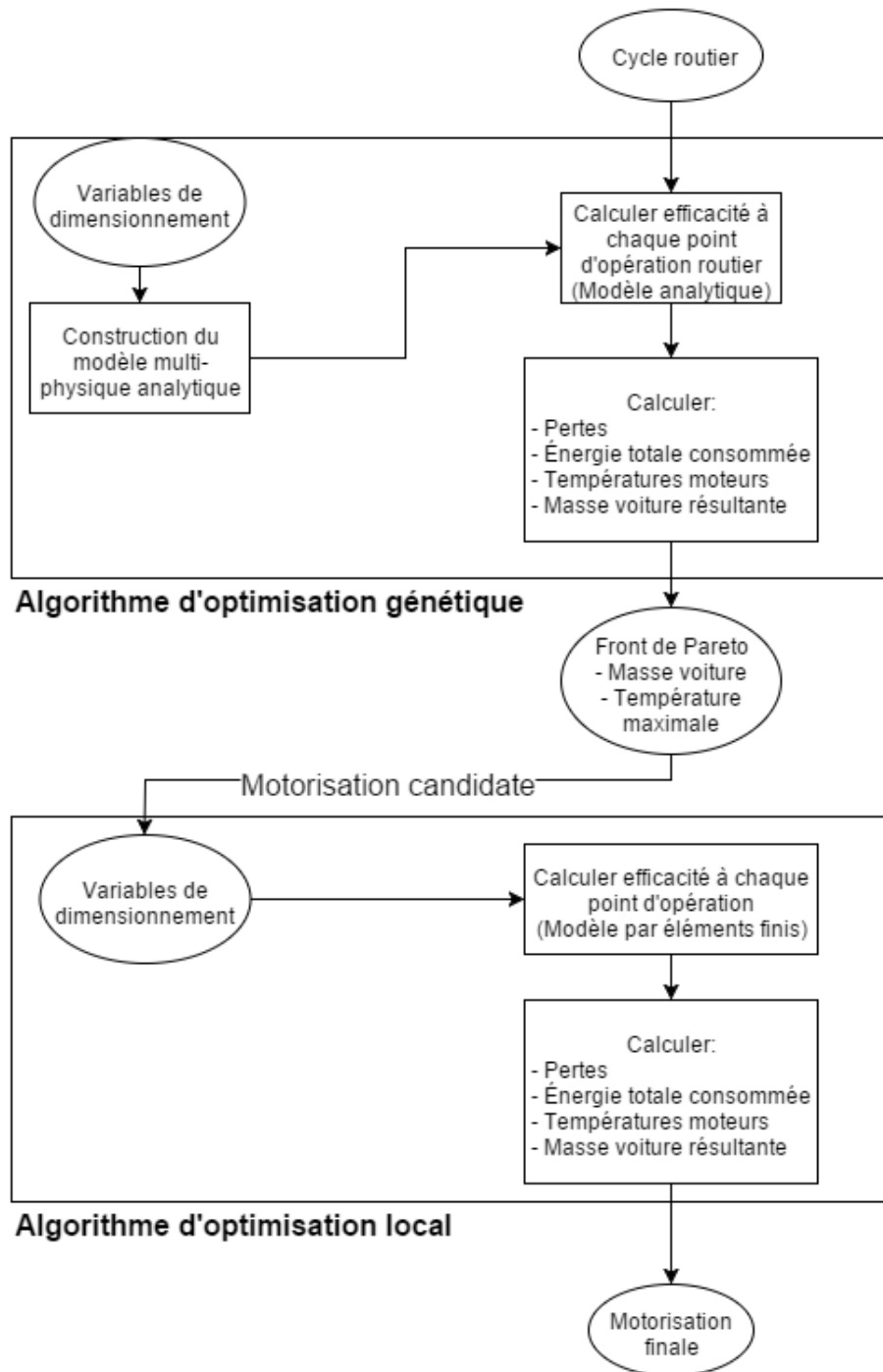


FIGURE 1.9 – Méthodologie de conception de la chaîne de traction par optimisation du problème inverse en deux étapes

luation des fonctions objectifs pour chaque individu est beaucoup plus lente et une quantité restreinte d'itérations peuvent être effectuées. Par conséquent, un algorithme d'optimisation local est employé lors de cette étape. Contrairement à l'algorithme génétique, l'algorithme local ne repose pas sur des processus aléatoires et ne converge pas nécessairement vers l'op-

timum local du problème de conception. Cependant, puisqu'une solution initiale provenant du modèle analytique est utilisée comme point de départ, le concepteur est déjà près de la solution optimale et l'algorithme converge rapidement. Cette deuxième boucle d'optimisation permet de corriger les erreurs de modélisation retrouvées dans le modèle analytique.

## 1.4 Conclusion

L'approche systémique est essentielle à la conception d'une motorisation électrique dû à la forte dépendance entre les systèmes formant la chaîne de traction. Le système doit être optimisé dans son ensemble afin de maximiser sa performance vis-à-vis de son objectif final. Cette opération est effectuée à l'aide d'une approche de conception par l'optimisation du modèle comportemental. Certains problèmes d'optimisation requièrent la minimisation simultanée de plusieurs objectifs. Dans la plupart des cas, ces objectifs sont contradictoires et ils requièrent qu'un compromis soit effectué par le concepteur. Il s'agit alors d'un problème d'optimisation multicritère. Les algorithmes évolutionnaires s'appliquent bien à ce type de problème puisqu'ils ont la capacité d'explorer un large domaine de solutions. L'approche de conception proposée est appliquée à la conception de la chaîne de traction de la motorisation de la Formule SAE électrique. D'abord, l'analyse du cahier des règlements et d'un circuit de course typique permet la détermination d'un cahier des charges de la voiture. L'élaboration d'un modèle multi-physique analytique comportemental permet de prédire la performance d'une motorisation à partir de la valeur de ses variables de dimensionnement. Finalement, une optimisation en deux étapes permet la conception d'une chaîne de traction électrique optimale pour un circuit typique de la Formule SAE.

## Chapitre 2

# Définition du cahier des charges de la voiture

L'approche traditionnelle employée pour définir le cahier des charges d'une chaîne de traction électrique consiste à imposer les performances désirées. Les critères de performances généralement spécifiés comprennent l'inclinaison maximale que la voiture doit pouvoir gravir, l'autonomie désirée ainsi qu'un profil de vitesse en fonction du temps, ou tout simplement un cycle routier (EPA US06, EPA UDDS, NEDC ou autre) [2][8][9][10].

Cette approche n'est malheureusement pas appropriée pour la conception d'une chaîne de traction électrique d'une voiture du type Formule SAE. Ce type de voiture n'étant pas destiné à la conduite urbaine ou à la conduite sur autoroute, les cycles routiers existants ne sont pas représentatifs des conditions d'opération du bolide à concevoir.

De plus, les performances désirées pour la motorisation sont elles-mêmes inconnues. Les performances de la voiture sur piste dépendent de nombreux facteurs additionnels tels que la suspension de la voiture, sa direction, la capacité du pilote à contrôler la voiture et à la pousser à ses limites physiques, son ensemble aérodynamique, sa masse ainsi que de nombreux facteurs additionnels. Une motorisation plus puissante implique une masse plus élevée et n'améliore pas nécessairement les performances globales de la voiture.

L'approche proposée consiste à employer un simulateur de Formule SAE sur un circuit typique de la compétition. Un balayage paramétrique de la voiture ainsi que des variations topologiques sont effectuées. Les résultats obtenus sont analysés vis-à-vis les règlements de la compétition et de son système de pointage. La topologie de la motorisation sélectionnée est celle permettant d'obtenir le plus grand nombre de points. Finalement, le cahier des charges de la motorisation est établi en fonction du cycle d'opération résultant du simulateur de course et des objectifs d'optimisation suite au balayage paramétrique. Un rapport d'engrenage de 11.5 :1 est préalablement fixé en fonction des contraintes géométriques dans lesquelles les réducteurs doivent

être installés.

## 2.1 Simulateur de la dynamique de la voiture

La figure 2.1 présente un circuit typique de Formule SAE. Il s'agit du circuit de l'épreuve d'endurance de la compétition *Formula Student Germany* lors de l'été 2012. Ce circuit est discrétisé en plusieurs fragments caractérisés par une longueur  $\delta x$  et un rayon de courbure  $R$ . Le système d'axes dans lequel les équations de la dynamique de la voiture sont développées est illustré à la figure 2.2. Une accélération longitudinale positive correspond à une propulsion, alors qu'une accélération négative correspond à un freinage.

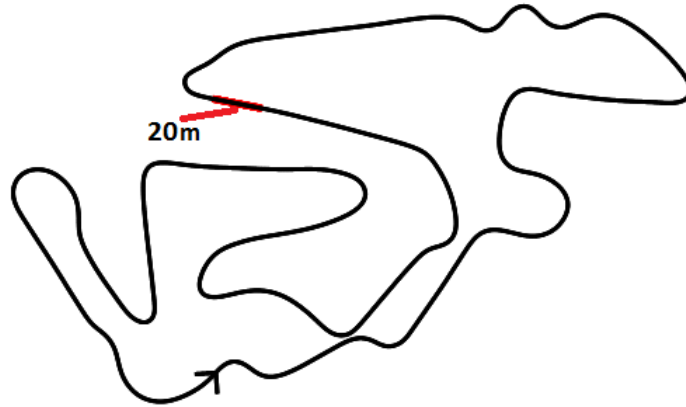


FIGURE 2.1 – Circuit de l'épreuve d'endurance à la compétition *Formula Student Germany* à l'été 2012.

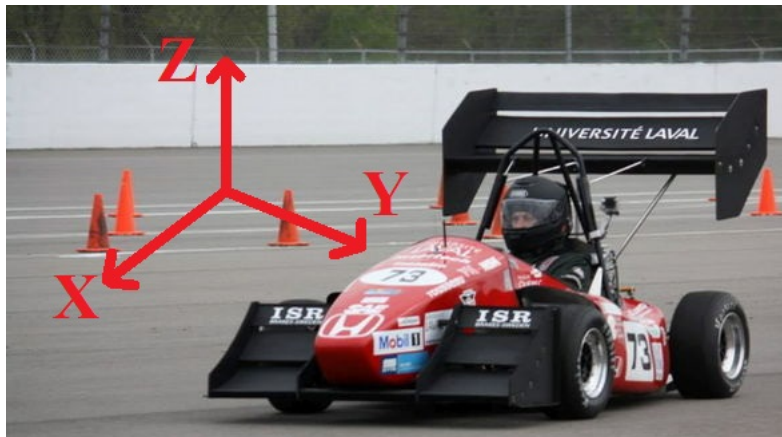


FIGURE 2.2 – Représentation du système d'axes en trois dimensions dans lequel les équations de la dynamique de la voiture sont établies

Le simulateur développé dans le cadre de ce projet est inspiré de ceux décrits par [11] et [12]. Quelques hypothèses sont posées afin de simplifier l'analyse. D'abord, la voiture est assimilée à un point massique localisé en son centre de masse. Le pilote est supposé idéal, c'est-à-dire qu'il

est capable d’opérer en permanence la voiture à la limite de ses performances. La répartition active du couple en virage n’est pas considérée dans le cadre de cette maîtrise. Il a été démontré par C. Patton [13] que l’inertie en rotation de la voiture influence peu les temps au tour de la voiture. Son effet est donc négligé.

### 2.1.1 Équations gouvernant le simulateur

L’accélération longitudinale ( $a_x$ ) et latérale ( $a_y$ ) de la voiture sont limitées par la force maximale pouvant être transmise au sol par les pneus dans l’axe X  $F_{xpmax}$  et l’axe Y  $F_{ypmax}$  (équations 2.1 et 2.2). La variable  $nb_{mot}$  indique le nombre de roues motrices et est utilisée dans une condition logique modifiant la traction totale disponible selon la configuration. Dans le cas de l’accélération longitudinale, une limite supplémentaire est ajoutée en fonction de la puissance électrique maximale  $P_{max}$  pouvant être délivrée par la batterie de la voiture (équation 2.4). L’efficacité des différents éléments constituant la chaîne de traction sont approximés par les valeurs présentées dans le tableau 2.1. Ces valeurs d’efficacité sont multipliées entre elles afin de fournir l’efficacité totale estimée de la chaîne de traction  $\eta$ . La puissance maximale en freinage est supposée illimitée, car le système de freinage est conçu de façon à permettre au pilote de bloquer les roues de la voiture à n’importe quelle vitesse. Il est assumé que la différence entre la puissance de freinage totale et la puissance électrique maximale régénérée dans la batterie est dissipée en chaleur dans le système de freinage mécanique.

$$F_{xpmax} = \mu_x (N_{ARG} + N_{ARD} + (nb_{mot} == 4) (N_{AVG} + N_{AVD})) \quad (2.1)$$

$$F_{ypmax} = \mu_y N_{total} \quad (2.2)$$

Dans ces équations,  $N_{ARD}$ ,  $N_{ARG}$ ,  $N_{AVD}$  et  $N_{AVG}$  représentent respectivement la force normale appliquée sur la roue arrière droite, arrière gauche, avant droite et avant gauche. La somme de ces forces représente la force normale totale  $N_{total}$ . Les coefficients de friction des pneus sont identifiés respectivement à 1,0 ( $\mu_x$ ) et 1,7 ( $\mu_y$ ) à partir des acquisitions de données effectuées sur la voiture à combustion interne au cours des années antérieures. La variable *slip* représente le coefficient de glissement des pneus dont la valeur est assumée constante et égale à 15%. La force de propulsion maximale pouvant être appliquée dans l’axe longitudinal  $F_{xmax}$  est donnée par la valeur minimale entre la force pouvant être transmise par les pneus et celle pouvant être fournie par la motorisation ( $F_{mmax}$ , équation 2.3), où  $v$  est la vitesse de la voiture au sol dans la direction longitudinale.

$$F_{xmax} = \min (F_{mmax}, F_{xpmax}) \quad (2.3)$$

$$F_{mmax} = \eta \frac{P_{max}}{v(1 + slip)} \quad (2.4)$$

Les accélérations se calculent en divisant le bilan des forces dans l'axe longitudinal et latéral par la masse de la voiture  $m$  :

$$a_{ymax} = \frac{F_{ypmax}}{m} \quad (2.5)$$

$$a_{xmax} = \frac{F_{xmax} + F_{drag}}{m} \quad (2.6)$$

où  $F_{drag}$  est la valeur de la force de résistance aérodynamique correspondant à la vitesse de la voiture.

Composant	Efficacité $\eta$
Onduleur(s)	0,98
Moteur(s)	0,90
Réducteur(s)	0,95
Total	<b>0,84</b>

Tableau 2.1 – Efficacités estimées des différents éléments de la chaîne de traction du simulateur de dynamique de la voiture

Une limitation supplémentaire à l'accélération longitudinale est appliquée en fonction de l'accélération latérale subie par la voiture. Cette limitation est modélisée par une ellipse et est aussi connue sous le nom de « diagramme GG » (équation 2.7).

$$a_x = \sqrt{1 - \left(\frac{a_y}{a_{ymax}}\right)^2} \cdot a_{xmax} \quad (2.7)$$

L'accélération latérale  $a_y$  se calcule à partir du rayon de courbure  $R$  du segment de piste évalué et de la vitesse  $v$  de la voiture selon l'équation 2.8.

$$a_y = \frac{v^2}{R} \quad (2.8)$$

L'accélération longitudinale maximale représente la hauteur de l'ellipse, alors que l'accélération latérale maximale de la voiture représente la largeur de l'ellipse. Les figures 2.3 et 2.4 illustrent l'enveloppe de performance résultante. La forme conique de l'enveloppe est causée par l'appui aérodynamique qui augmente la force normale des pneus au sol.

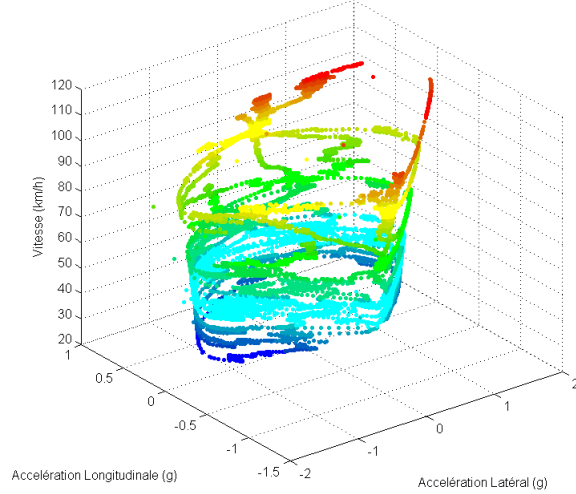


FIGURE 2.3 – Représentation des points d’opération simulés de la voiture sur l’enveloppe des performances

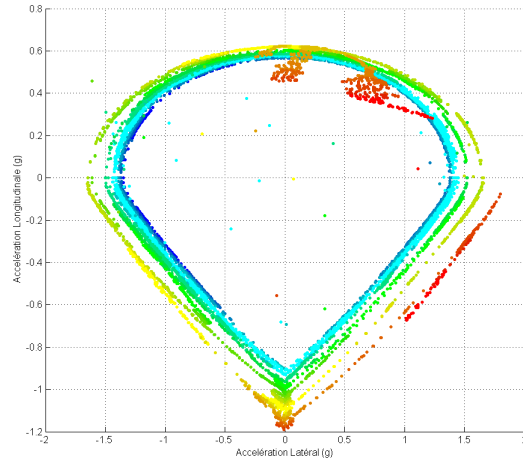


FIGURE 2.4 – Projection de l’enveloppe de performance sur le plan  $a_x$  et  $a_y$

La vitesse de la voiture sur piste est calculée en deux étapes. La première étape consiste à calculer la vitesse en propulsion moteur à chaque segment de la piste ( $i$ ) à partir de l’accélération longitudinale et la vitesse obtenue lors de l’itération précédente (i.e. : segment de piste précédent) selon l’équation 2.9. La deuxième étape consiste à répéter le même calcul, mais à rebours et en freinage. La vitesse retenue pour chaque segment de piste est la vitesse minimale entre les deux valeurs calculées (figure 2.6).

$$v_i = \sqrt{v_{i-1}^2 + 2 \cdot a_{x,i} \cdot \delta x} \quad (2.9)$$

L’accélération longitudinale permet de calculer le couple total des roues de la voiture selon l’équation 2.10, où  $r_{roues}$  est le rayon en charge des roues.

$$T_{total} = (m \cdot a_x + F_{drag}) \cdot r_{roues} \quad (2.10)$$

Le couple est par la suite distribué proportionnellement au poids appliqué sur chaque roue. Celui-ci est calculé en solutionnant le système de 4 équations formé par la somme des forces sur l'axe vertical (équation 2.11), la somme des moments autour de l'axe longitudinal de la voiture (équation 2.12), la somme des moments autour de l'axe latéral de la voiture (équation 2.13) ainsi que la répartition du transfert de poids latéral déterminé par la géométrie et la rigidité des suspensions avant et arrière (équation 2.14) :

$$\sum F_z = N_{AVG} + N_{AVD} + N_{ARG} + N_{ARD} - F_{lift} = m \cdot g \quad (2.11)$$

$$\sum M_x = (N_{AVG} - N_{AVD}) \cdot \frac{V_{AV}}{2} + (N_{ARG} - N_{ARD}) \cdot \frac{V_{AR}}{2} = m \cdot h_{cg} \cdot a_y \quad (2.12)$$

$$\sum M_y = (N_{AVG} + N_{AVD}) \cdot emp \cdot (1 - P_{Mav}) - (N_{ARG} + N_{ARD}) \cdot emp \cdot P_{Mav} = m \cdot h_{cg} \cdot a_x \quad (2.13)$$

$$\left( N_{AVG} \cdot \frac{V_{AV}}{2} + N_{ARD} \cdot \frac{V_{AR}}{2} \right) - \left( N_{AVD} \cdot \frac{V_{AV}}{2} + N_{ARG} \cdot \frac{V_{AR}}{2} \right) = m \cdot h_{cg} \cdot a_y \cdot P_{CRA} \quad (2.14)$$

où  $M$  représente le moment dans l'axe concerné,  $g$  l'accélération gravitationnelle,  $emp$  l'empattement de la voiture,  $V_{AV}$  et  $V_{AR}$  les voies<sup>1</sup> avant et arrière,  $h_{cg}$  la hauteur du centre de gravité,  $P_{Mav}$  la répartition du centre de masse sur les roues avant,  $F_{lift}$  la portance du système aérodynamique et finalement  $P_{CRA}$  la répartition du transfert de charge latéral sur les roues avant. La vitesse associée à chaque roue est obtenue à l'aide des équations suivantes :

$$\Omega_{AVG} = (1 + slip) \cdot \frac{v - \Omega_l \cdot \left( R - \frac{V_{AV}}{2} \right)}{r_{roues}} \quad (2.15)$$

$$\Omega_{AVD} = (1 + slip) \cdot \frac{v + \Omega_l \cdot \left( R - \frac{V_{AV}}{2} \right)}{r_{roues}} \quad (2.16)$$

$$\Omega_{ARG} = (1 + slip) \cdot \frac{v - \Omega_l \cdot \left( R - \frac{V_{AR}}{2} \right)}{r_{roues}} \quad (2.17)$$

---

1. La voie d'une voiture est la distance entre les deux roues d'un même essieu.



$$\Omega_{ARD} = (1 + slip) \cdot \frac{v + \Omega_l \cdot \left(R - \frac{V_{AR}}{2}\right)}{r_{roues}} \quad (2.18)$$

où  $\Omega$  est la vitesse angulaire de la roue correspondante et  $\Omega_l$  est la vitesse de rotation en lacet de la voiture. Finalement, les vitesses obtenues sont multipliées par le rapport de réduction  $n$  afin de retrouver la vitesse des moteurs. La figure 2.5 illustre les différentes forces agissant sur la voiture de course.

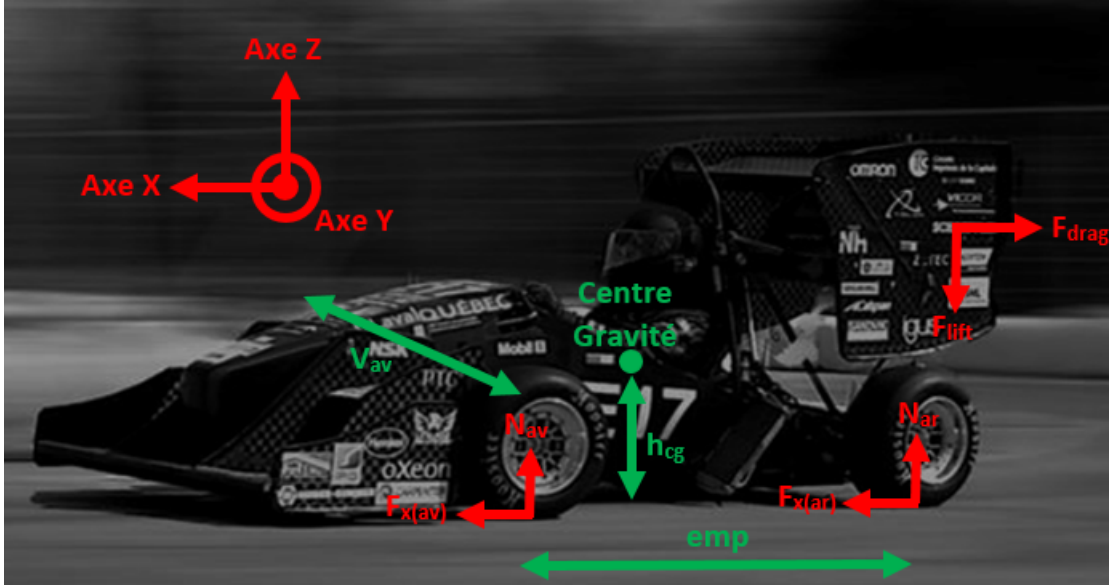


FIGURE 2.5 – Diagramme des forces agissant sur la voiture de course

### 2.1.2 Validation de la méthode de simulation pour le circuit de la compétition du Michigan à l'été 2013

Les vitesses maximales obtenues lors du calcul en accélération et en décélération sont présentées à la figure 2.6. La vitesse résultante est montrée à la figure 2.7. Le circuit représenté sur cette figure est celui de l'épreuve d'endurance lors de la compétition du Michigan à l'été 2013.

Le simulateur est employé afin de simuler la vitesse de la voiture sur le circuit de l'épreuve d'endurance du Michigan en 2013. Le profil de vitesse en fonction de la distance parcourue est superposée aux résultats de l'acquisition de données de la voiture à combustion (figure 2.8). La masse utilisée est celle obtenue lors de la pesée officielle de la voiture à combustion interne 2013 et la puissance du moteur est ajustée par essai-erreur afin de minimiser l'écart entre les deux courbes. Cet ajustement est nécessaire, car la puissance mécanique réelle de la motorisation n'est pas nécessairement connue. On remarque que les vitesses maximales atteintes dans les virages (après les décélérations) correspondent bien à celles provenant de l'acquisition de données.

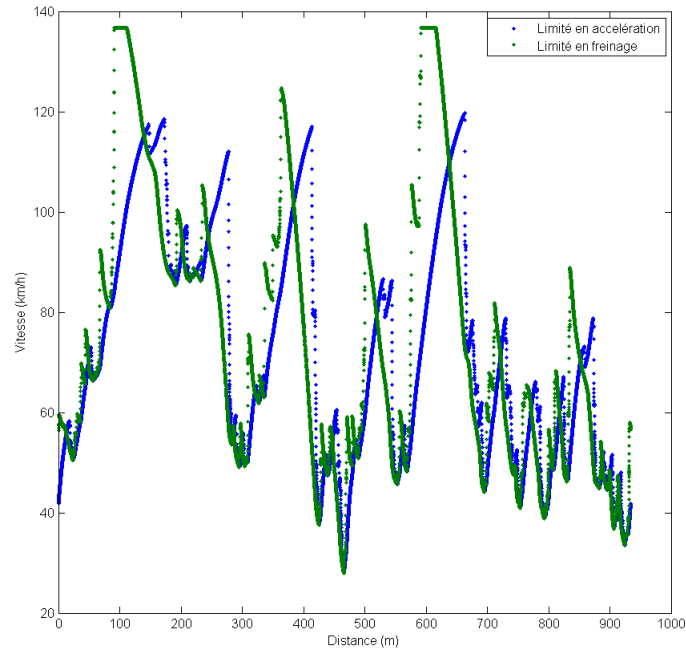


FIGURE 2.6 – Limites simulées en accélération et en freinage (circuit de l'épreuve d'endurance du Michigan 2013)

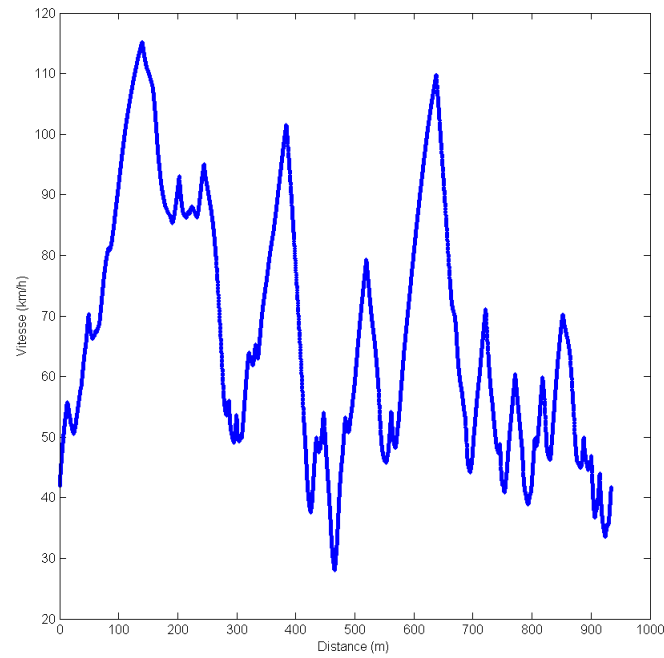


FIGURE 2.7 – Vitesse simulée de la voiture en fonction de la distance parcourue (circuit de l'épreuve d'endurance du Michigan 2013)

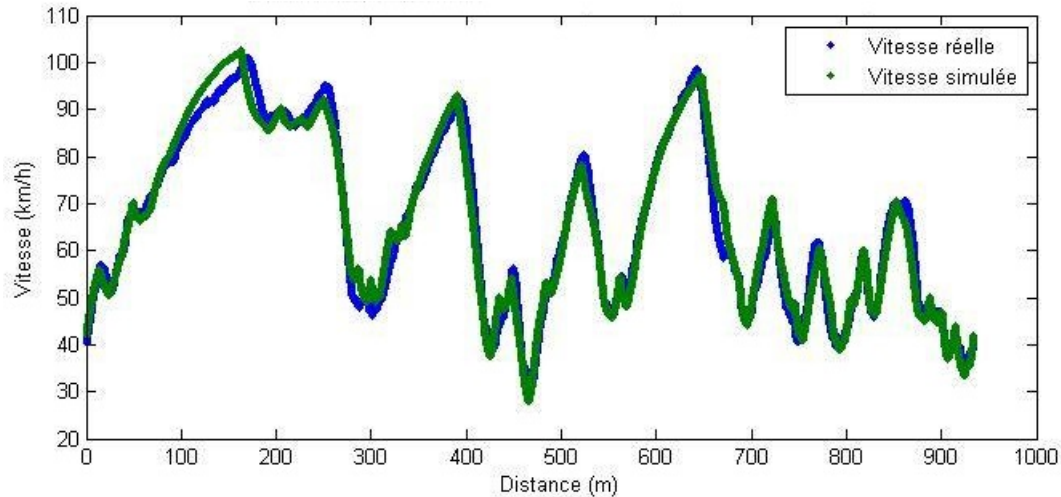


FIGURE 2.8 – Comparaison de la vitesse simulée à celle obtenue par l’acquisition de données (circuit de l’épreuve d’endurance du Michigan 2013)

## 2.2 Balayage paramétrique des caractéristiques de la voiture

En négligeant l’imperfection du pilote et en assumant que les pneus, la suspension, la direction et les performances du système aérodynamique de la voiture sont fixés, les principaux facteurs influençant les temps au tour sont la masse de la voiture ainsi que la puissance maximale de la motorisation. Le simulateur est employé afin de balayer ces deux paramètres sur une plage suffisamment grande pour observer la tendance sur les temps au tour et sur la consommation énergétique du véhicule vis-à-vis la masse et la puissance.

Les figures 2.9 et 2.10 présentent les temps au tour de la voiture en fonction du balayage paramétrique pour une motorisation à deux roues motrices et toutes roues motrices respectivement. La masse de la voiture est variée de 200kg jusqu’à 300kg, incluant le pilote. La puissance maximale à la sortie des batteries est variée de 21 à 106 kilowatts, soit de 25% jusqu’à 125% de la puissance maximale autorisée par les règlements (85kW) lors de la réalisation du balayage paramétrique. À titre de référence, la masse de la voiture de l’Université Laval à l’été 2014 était de 257kg incluant la masse du pilote.

Similairement, les figures 2.11 et 2.12 présentent l’énergie consommée par tour de piste en fonction du balayage paramétrique pour une motorisation à deux roues motrices et toutes roues motrices. Ce balayage est répété selon le même principe pour les épreuves d’autocross et d’accélération faisant également partie des épreuves dynamiques de la compétition. L’épreuve d’efficacité énergétique se déroule simultanément à l’épreuve d’endurance et utilise les données énergétiques de celle-ci.

Il est dès lors possible d’effectuer les observations suivantes :

- Dans le cas d’une motorisation à deux roues motrices, une augmentation de puissance

Lap time [s]	Power [kW]	Mass [kg]										
		200	210	220	230	240	250	260	270	280	290	300
21	83.633	84.142	84.644	85.135	85.620	86.096	86.565	87.024	87.474	87.921	88.360	
26	82.145	82.579	83.012	83.441	83.865	84.285	84.700	85.112	85.517	85.917	86.314	
30	81.167	81.543	81.917	82.288	82.654	83.018	83.381	83.745	84.104	84.462	84.818	
34	80.525	80.847	81.170	81.491	81.813	82.134	82.454	82.773	83.089	83.404	83.717	
38	80.123	80.398	80.674	80.951	81.230	81.510	81.790	82.071	82.352	82.635	82.916	
43	79.869	80.115	80.358	80.599	80.840	81.083	81.326	81.572	81.820	82.069	82.319	
47	79.704	79.929	80.151	80.369	80.584	80.800	81.015	81.230	81.447	81.666	81.887	
51	79.597	79.807	80.012	80.214	80.412	80.609	80.803	80.998	81.192	81.387	81.583	
55	79.530	79.729	79.921	80.110	80.294	80.477	80.658	80.837	81.015	81.193	81.371	
60	79.488	79.679	79.863	80.042	80.216	80.388	80.557	80.724	80.890	81.056	81.221	
64	79.461	79.647	79.826	79.998	80.165	80.328	80.489	80.647	80.803	80.958	81.113	
68	79.444	79.627	79.802	79.970	80.132	80.290	80.443	80.594	80.743	80.891	81.037	
72	79.434	79.614	79.786	79.951	80.110	80.264	80.414	80.560	80.703	80.844	80.984	
77	79.428	79.606	79.777	79.939	80.096	80.247	80.394	80.537	80.676	80.813	80.948	
81	79.425	79.602	79.771	79.932	80.087	80.236	80.381	80.521	80.658	80.792	80.924	
85	79.424	79.600	79.768	79.928	80.081	80.229	80.372	80.511	80.646	80.778	80.907	
89	79.424	79.600	79.767	79.926	80.079	80.225	80.367	80.504	80.638	80.768	80.896	
94	79.424	79.599	79.766	79.925	80.077	80.223	80.364	80.500	80.633	80.762	80.888	
98	79.424	79.599	79.766	79.925	80.076	80.222	80.363	80.498	80.631	80.759	80.884	
102	79.424	79.599	79.766	79.925	80.076	80.222	80.362	80.497	80.629	80.757	80.881	
106	79.424	79.599	79.766	79.925	80.076	80.222	80.362	80.497	80.628	80.756	80.880	

FIGURE 2.9 – Temps au tour en fonction du balayage paramétrique pour une voiture à deux roues motrices

Lap time [s]	Power [kW]	Mass [kg]										
		200	210	220	230	240	250	260	270	280	290	300
21	82.573	83.195	83.798	84.382	84.950	85.501	86.038	86.559	87.067	87.562	88.044	
26	80.530	81.102	81.660	82.203	82.732	83.249	83.755	84.248	84.730	85.202	85.663	
30	79.009	79.542	80.059	80.559	81.046	81.524	81.995	82.457	82.908	83.352	83.787	
34	77.827	78.327	78.811	79.283	79.743	80.194	80.632	81.058	81.476	81.889	82.296	
38	76.889	77.361	77.818	78.262	78.695	79.118	79.533	79.940	80.338	80.730	81.111	
43	76.121	76.573	77.009	77.430	77.843	78.244	78.636	79.020	79.397	79.767	80.130	
47	75.488	75.915	76.331	76.738	77.132	77.516	77.889	78.256	78.614	78.966	79.313	
51	74.967	75.373	75.769	76.153	76.528	76.898	77.258	77.609	77.952	78.289	78.621	
55	74.534	74.922	75.298	75.665	76.023	76.373	76.715	77.053	77.385	77.709	78.028	
60	74.168	74.540	74.902	75.254	75.595	75.929	76.257	76.579	76.894	77.204	77.512	
64	73.861	74.218	74.563	74.900	75.230	75.551	75.864	76.172	76.474	76.773	77.065	
68	73.601	73.943	74.276	74.600	74.914	75.223	75.527	75.823	76.113	76.398	76.679	
72	73.384	73.712	74.030	74.341	74.645	74.941	75.231	75.517	75.798	76.073	76.343	
77	73.205	73.518	73.823	74.120	74.411	74.698	74.978	75.251	75.521	75.787	76.050	
81	73.057	73.356	73.648	73.933	74.212	74.486	74.756	75.021	75.281	75.536	75.788	
85	72.938	73.223	73.501	73.774	74.042	74.305	74.565	74.819	75.070	75.318	75.561	
89	72.841	73.115	73.381	73.642	73.898	74.151	74.399	74.644	74.886	75.124	75.360	
94	72.762	73.027	73.283	73.533	73.778	74.019	74.258	74.493	74.726	74.956	75.183	
98	72.698	72.954	73.202	73.443	73.678	73.909	74.138	74.363	74.587	74.808	75.028	
102	72.645	72.895	73.135	73.368	73.596	73.819	74.037	74.253	74.468	74.681	74.892	
106	72.602	72.846	73.080	73.306	73.527	73.742	73.954	74.161	74.367	74.571	74.774	

FIGURE 2.10 – Temps au tour en fonction du balayage paramétrique pour une voiture toutes roues motrices

supérieure à 60kW diminue très peu le temps au tour.

- Dans le cas d’une motorisation à quatre roues motrices, une augmentation de la puissance diminue de façon appréciable le temps au tour, et ce jusqu’à la limite réglementaire de 85kW.
- Pour une Formule SAE typique dont la masse est de 260kg (avec pilote) avec une motorisation développant une puissance de 85kW, la différence entre l’énergie consommée par

Energy per lap [kWh]		Mass [kg]										
Power [kW]		200	210	220	230	240	250	260	270	280	290	300
21	0.231	0.234	0.238	0.240	0.243	0.246	0.249	0.251	0.254	0.256	0.258	
26	0.256	0.260	0.264	0.268	0.272	0.275	0.279	0.282	0.285	0.288	0.291	
30	0.276	0.281	0.286	0.291	0.296	0.300	0.305	0.309	0.313	0.317	0.320	
34	0.292	0.298	0.305	0.311	0.316	0.321	0.326	0.331	0.336	0.340	0.345	
38	0.304	0.312	0.319	0.326	0.333	0.339	0.345	0.350	0.356	0.361	0.367	
43	0.314	0.322	0.330	0.338	0.346	0.353	0.360	0.366	0.373	0.379	0.385	
47	0.321	0.330	0.339	0.348	0.356	0.364	0.372	0.379	0.387	0.394	0.400	
51	0.327	0.337	0.346	0.355	0.364	0.373	0.382	0.390	0.398	0.406	0.413	
55	0.331	0.341	0.352	0.361	0.371	0.380	0.389	0.398	0.407	0.415	0.424	
60	0.334	0.345	0.356	0.366	0.376	0.386	0.396	0.405	0.414	0.423	0.432	
64	0.336	0.348	0.358	0.370	0.380	0.390	0.400	0.411	0.420	0.430	0.439	
68	0.338	0.350	0.360	0.372	0.383	0.393	0.405	0.415	0.425	0.435	0.445	
72	0.339	0.351	0.362	0.374	0.385	0.396	0.407	0.418	0.428	0.439	0.449	
77	0.340	0.352	0.363	0.375	0.386	0.398	0.409	0.421	0.431	0.442	0.453	
81	0.341	0.353	0.364	0.376	0.388	0.399	0.411	0.422	0.433	0.444	0.455	
85	0.341	0.353	0.365	0.377	0.389	0.401	0.412	0.424	0.435	0.446	0.457	
89	0.342	0.354	0.365	0.378	0.389	0.401	0.413	0.425	0.436	0.447	0.459	
94	0.342	0.354	0.366	0.378	0.390	0.402	0.414	0.426	0.437	0.448	0.460	
98	0.342	0.354	0.366	0.378	0.390	0.402	0.414	0.426	0.437	0.449	0.461	
102	0.342	0.354	0.366	0.379	0.390	0.402	0.414	0.427	0.438	0.450	0.462	
106	0.342	0.354	0.366	0.379	0.390	0.402	0.414	0.427	0.438	0.450	0.462	

FIGURE 2.11 – Énergie consommée par tour de piste en fonction du balayage paramétrique pour une voiture à deux roues motrices

Energy per lap [kWh]		Mass [kg]										
Power [kW]		200	210	220	230	240	250	260	270	280	290	300
21	0.199	0.201	0.203	0.206	0.207	0.210	0.212	0.213	0.215	0.217	0.219	
26	0.223	0.226	0.229	0.232	0.234	0.237	0.239	0.242	0.244	0.246	0.248	
30	0.244	0.248	0.252	0.255	0.258	0.262	0.264	0.267	0.270	0.273	0.275	
34	0.264	0.268	0.272	0.276	0.280	0.284	0.287	0.290	0.293	0.297	0.300	
38	0.281	0.286	0.290	0.295	0.299	0.303	0.307	0.311	0.314	0.318	0.322	
43	0.297	0.302	0.307	0.312	0.317	0.322	0.325	0.330	0.334	0.338	0.342	
47	0.311	0.317	0.323	0.328	0.333	0.338	0.343	0.348	0.352	0.357	0.361	
51	0.324	0.330	0.336	0.343	0.348	0.354	0.359	0.364	0.369	0.374	0.379	
55	0.336	0.343	0.349	0.355	0.362	0.367	0.374	0.379	0.384	0.390	0.394	
60	0.347	0.354	0.361	0.367	0.374	0.381	0.386	0.393	0.399	0.404	0.410	
64	0.357	0.365	0.372	0.379	0.386	0.393	0.399	0.406	0.412	0.418	0.424	
68	0.367	0.374	0.382	0.389	0.396	0.403	0.410	0.417	0.424	0.430	0.437	
72	0.375	0.383	0.391	0.399	0.407	0.414	0.421	0.428	0.436	0.442	0.449	
77	0.383	0.393	0.400	0.409	0.416	0.424	0.431	0.438	0.446	0.453	0.460	
81	0.389	0.399	0.409	0.417	0.425	0.433	0.441	0.448	0.456	0.463	0.470	
85	0.394	0.404	0.415	0.424	0.434	0.442	0.450	0.457	0.465	0.472	0.481	
89	0.401	0.409	0.419	0.430	0.440	0.449	0.458	0.467	0.475	0.482	0.490	
94	0.407	0.416	0.425	0.436	0.445	0.455	0.465	0.474	0.483	0.491	0.499	
98	0.412	0.422	0.431	0.441	0.451	0.461	0.471	0.481	0.490	0.500	0.507	
102	0.417	0.427	0.438	0.447	0.457	0.466	0.476	0.486	0.496	0.506	0.515	
106	0.422	0.432	0.443	0.453	0.463	0.472	0.482	0.491	0.501	0.512	0.522	

FIGURE 2.12 – Énergie consommée par tour de piste en fonction du balayage paramétrique pour une voiture toutes roues motrices

tour de piste entre une motorisation à deux roues motrices et à quatre roues motrices est très faible (0,412kWh/tour contre 0,450kWh/tour).

- Pour une Formule SAE typique pesant 260kg (avec pilote) et une motorisation développant une puissance de 85kW, la différence de temps au tour entre une motorisation à deux roues motrices et à quatre roues motrices est très significative (80,372s contre 74,565s).

## 2.3 Analyse des résultats de simulation

### 2.3.1 Pointage attribué à chaque épreuve

Les règlements de la compétition définissent le système de pointage suivant pour les différentes épreuves de la compétition [1]. Le pointage obtenu lors de l'épreuve d'autocross est défini par l'équation 2.19 :

$$Autocrossscore = 95.5 \times \frac{\frac{t_{max}}{t_{your}} - 1}{\frac{t_{max}}{t_{min}} - 1} + 4.5 \quad (2.19)$$

où  $t_{min}$  est le temps le plus rapide parmi toutes les équipes,  $t_{max}$  est 125% de  $t_{min}$  et  $t_{your}$  est le temps de l'équipe évaluée. Pour l'épreuve d'accélération et d'endurance, le cahier des règlements indique les équations 2.20 et 2.21 qui suivent :

$$AccelerationScore = 71.5 \times \frac{\frac{t_{max}}{t_{your}} - 1}{\frac{t_{max}}{t_{min}} - 1} + 3.5 \quad (2.20)$$

$$EnduranceScore = 300 \times \frac{\frac{t_{max}}{t_{your}} - 1}{\frac{t_{max}}{t_{min}} - 1} + 25 \quad (2.21)$$

Le pointage obtenu par chaque équipe lors de l'épreuve d'efficacité énergétique est donné par l'équation suivante :

$$EfficiencyScore = 100 \times \frac{\frac{Efficiencyfactor_{min}}{Efficiencyfactor_{your}} - 1}{\frac{Efficiencyfactor_{min}}{Efficiencyfactor_{max}} - 1} \quad (2.22)$$

$$EfficiencyFactor = \frac{t_{min/Lap}}{t_{your/Lap}} \times \left( \frac{E_{min/Lap}}{E_{your/Lap}} \right)^2 \quad (2.23)$$

où  $E_{min/Lap}$  est l'énergie minimale consommée par tour d'endurance parmi toutes les équipes et  $E_{your/Lap}$  est l'énergie consommée par tour d'endurance de l'équipe évaluée. L'énergie minimale ainsi que les temps minimaux obtenus par les autres équipes lors des années antérieures sont disponibles en ligne sur le site de la compétition.

### 2.3.2 Pointage en fonction du balayage paramétrique

Le pointage associé à chaque combinaison masse-puissance résultant du balayage paramétrique est obtenu en appliquant les équations ci-dessus aux résultats de simulation. Ces données sont présentées à la figure 2.13 dans le cas d'une motorisation à deux roues motrices et à la figure

2.14 dans le cas d'une motorisation toutes roues motrices. Le pointage associé à une voiture à deux roues motrices pesant 260kg et développant une puissance de 60kW est 332 points (336 points pour 85kW). En supposant que l'utilisation des roues avant dans le système de traction toutes roues motrices ajoute 10 kilogrammes par rapport à une voiture à deux roues motrices de puissance similaire, le pointage associé à une telle voiture pesant 270kg et développant une puissance de 85kW est de 449 points.

Total score 2WD		Mass [kg]										
		200	210	220	230	240	250	260	270	280	290	300
Power [kW]	21	301	291	280	270	261	251	242	234	227	219	212
	26	327	317	308	298	289	280	271	262	254	245	237
	30	344	335	326	317	308	300	291	283	275	267	259
	34	355	347	338	330	321	313	305	297	290	282	274
	38	363	354	346	338	330	323	315	307	300	292	285
	43	367	359	352	344	336	329	322	314	307	300	292
	47	370	363	355	348	340	333	326	319	312	305	298
	51	373	365	358	350	343	336	329	322	315	308	301
	55	374	367	360	352	345	338	331	324	317	310	303
	60	376	368	361	354	346	339	332	325	319	312	305
	64	377	369	362	355	347	340	333	326	320	313	306
	68	377	370	363	355	348	341	334	327	320	313	307
	72	378	371	363	356	349	342	335	328	321	314	307
	77	378	371	364	357	350	343	335	328	322	315	308
	81	379	372	364	357	350	343	336	329	322	315	308
	85	379	372	365	358	351	343	336	329	322	315	308
	89	380	372	365	358	351	344	337	330	323	316	309
94	380	373	366	358	351	344	337	330	323	316	309	
98	380	373	366	359	352	345	337	330	323	316	309	
102	380	373	366	359	352	345	338	331	324	317	309	
106	380	373	366	359	352	345	338	331	324	317	310	

FIGURE 2.13 – Pointage en fonction du balayage paramétrique pour une voiture à deux roues motrices

Total score 4WD		Mass [kg]										
		200	210	220	230	240	250	260	270	280	290	300
Power [kW]	21	331	318	306	295	284	273	262	253	243	234	226
	26	370	357	345	333	322	311	301	291	281	272	263
	30	400	387	375	364	353	342	332	322	312	302	293
	34	423	411	399	388	377	366	356	346	336	327	318
	38	442	430	418	407	396	386	376	366	356	347	338
	43	457	445	434	423	412	402	392	382	373	363	354
	47	469	458	446	436	425	415	405	395	386	377	368
	51	480	468	457	446	436	426	416	406	397	388	379
	55	488	477	466	455	445	435	425	415	406	397	388
	60	495	484	473	463	452	442	433	423	414	405	396
	64	501	489	479	469	458	449	439	430	420	411	402
	68	505	494	484	474	464	454	444	435	426	417	408
	72	509	498	488	478	468	458	449	440	430	421	412
	77	512	501	491	481	471	462	452	443	434	425	416
	81	515	504	494	484	474	465	456	446	437	428	420
	85	517	507	496	486	476	467	458	449	440	431	422
	89	518	508	498	488	479	469	460	451	442	433	424
94	518	509	500	490	480	471	461	452	443	434	426	
98	519	509	500	491	482	472	463	454	445	436	427	
102	519	509	500	491	482	473	464	455	446	437	428	
106	519	509	500	491	482	473	465	456	447	438	429	

FIGURE 2.14 – Pointage en fonction du balayage paramétrique pour une voiture toutes roues motrices

## 2.4 Création du cycle routier de la voiture

Les résultats d'analyse obtenus à la section précédente mènent au choix d'une motorisation toutes roues motrices développant la puissance maximale permise par les règlements de la compétition. Il a été décidé que quatre moteurs identiques montés sur les porte-moyeux seraient fabriqués afin de faciliter le processus de fabrication et d'intégration. Des moteurs synchrones à aimants permanents montés en surface sont choisis en raison de leur simplicité, de leur grande densité de puissance et de leur grande efficacité [14][15][16].

Une analyse préliminaire des différents composants de la motorisation à combustion interne mène à supposer que la masse totale de la voiture électrique sera similaire à celle de la voiture à combustion interne des années antérieures. La pesée officielle de la voiture électrique en compétition a confirmé cette hypothèse, car la différence de masse entre la voiture à combustion interne 2014 (184,5kg) et la voiture électrique 2015 (188.5) n'est que de 4kg. La masse totale utilisée pour la création du cycle routier est de 270kg.

En utilisant le simulateur de la dynamique de la voiture avec la puissance maximale autorisée par les règlements et la masse précédemment choisie, un cycle routier est obtenu pour chaque roue de la voiture. Ceux-ci sont superposés afin d'obtenir un cycle routier moyen pour les quatre moteurs. Les figures 2.15 et 2.16 présentent la densité des points d'opération du cycle routier sur le plan couple-vitesse. Les surfaces présentées sont filtrées afin de faciliter la visualisation des points d'opération, mais les données brutes sont utilisées lors de l'optimisation.

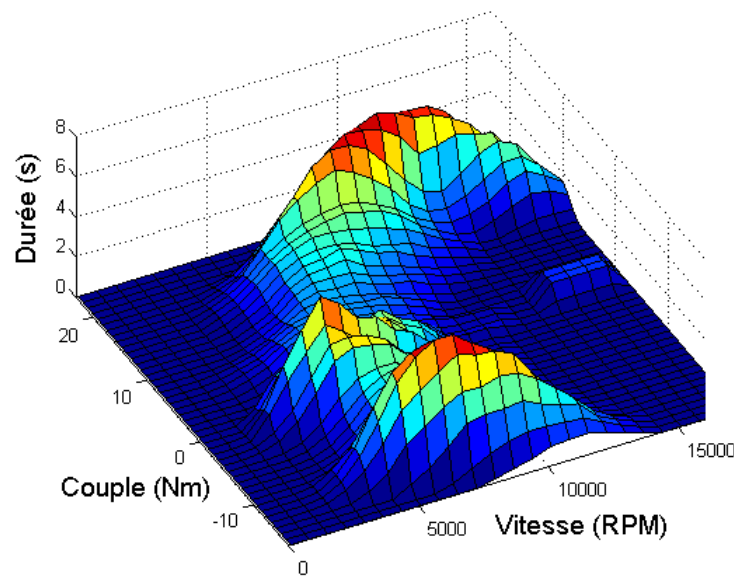


FIGURE 2.15 – Densité filtrée des points d'opération des moteurs dans une configuration toutes roues motrices (3D)



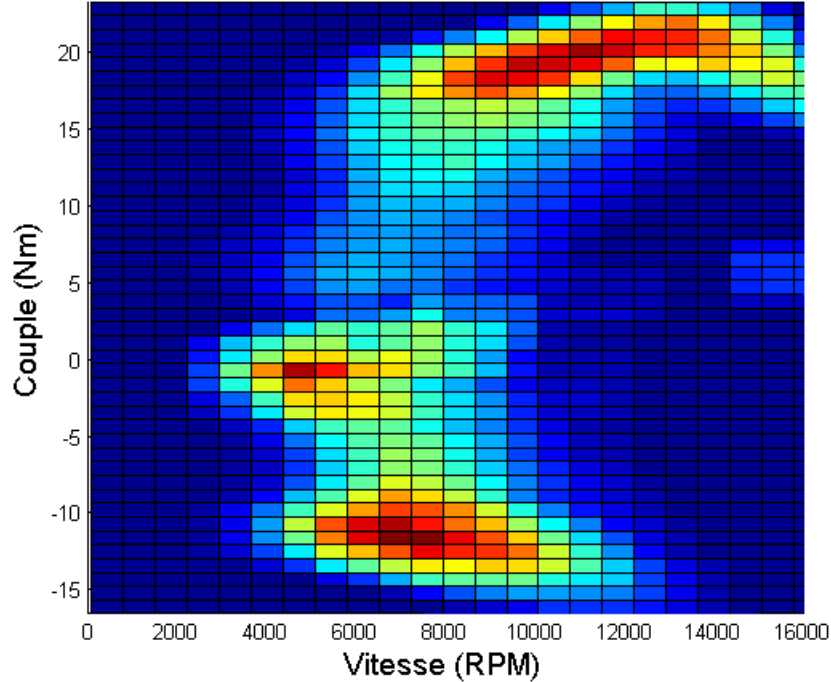


FIGURE 2.16 – Densité filtrée des points d’opération des moteurs dans une configuration toutes roues motrices (2D)

## 2.5 Choix des objectifs d’optimisation

### 2.5.1 Minimisation de la masse totale

Le cycle routier étant maintenant défini, un premier objectif d’optimisation vise à minimiser la masse totale de la voiture. Cette masse inclut l’inertie en rotation des pièces tournantes perçues par les moteurs lors de l’accélération. Ceci a pour effet de maximiser indirectement l’efficacité de la motorisation aux points de fonctionnement de la figure 2.15 dont la durée d’opération est la plus grande. En effet, une chaîne de traction peu efficace sur le cycle routier nécessiterait une plus grande quantité d’énergie provenant de la batterie afin de compléter l’épreuve d’endurance. De plus, un surdimensionnement du système de refroidissement serait nécessaire afin d’évacuer la chaleur générée.

Il est important de noter qu’un compromis est indirectement effectué sur la performance énergétique du système, car l’amélioration du rendement des composants de la chaîne de traction entraîne l’augmentation de leur volume puisque les densités de courant et de flux magnétique sont réduites. L’algorithme d’optimisation doit déterminer le meilleur compromis entre la masse de la batterie et la masse des autres éléments de la chaîne de traction.

Un objectif de minimisation de la masse totale de la voiture a été choisi plutôt qu’un objectif de maximisation du pointage obtenu, pour plusieurs raisons. D’abord, les concepteurs ont souhaité favoriser la convergence de l’algorithme d’optimisation vers une solution stable

le plus facilement possible. Les gradients de pointage observés lors du balayage paramétrique indiquent les bonnes tendances à viser pour la masse et la puissance de la motorisation. Cependant, comme ces gradients sont faibles, nous avons choisi d’optimiser directement la masse. Ceci permet de mieux guider l’algorithme d’optimisation vers le domaine des solutions. De plus, d’un point de vue pratique, une voiture légère est préférable à une voiture beaucoup plus lourde ayant le potentiel d’obtenir seulement quelques points supplémentaires en compétition. Une voiture plus lourde est plus difficile à maintenir et à transporter entre les pistes d’essais et est perçue négativement par les juges lors de la compétition.

### **2.5.2 Minimisation de la température maximale**

Un deuxième objectif d’optimisation vise à minimiser la température de fonctionnement maximale des moteurs de la chaîne de traction. Ceci évite aux concepteurs d’avoir à imposer une température de fonctionnement cible dès le départ et offre la possibilité de choisir une motorisation avec une température de fonctionnement plus faible si le gain de masse résultant est négligeable.

## **2.6 Conclusion**

Un simulateur de la dynamique de la voiture est développé afin de reproduire le comportement d’une voiture quelconque sur un circuit typique de la compétition. Le simulateur permet de calculer le temps nécessaire à la complétion d’un tour de piste ainsi que la consommation énergétique de la voiture. Les équations du pointage de la compétition sont appliquées aux résultats du simulateur et un balayage de la masse et de la puissance de la voiture est effectué afin d’analyser les tendances à adopter. Ceci permet de fixer le nombre de roues motrices de la voiture et d’établir les objectifs de la conception, soit la minimisation de la masse et de la température de la chaîne de traction. Le simulateur de la dynamique de la voiture est de nouveau utilisé afin de déterminer le cycle routier sur lequel la motorisation doit opérer. Il représente le cahier des charges de la voiture et est utilisé par le modèle multi-physique afin de calculer l’« adaptation » d’une motorisation lors de l’optimisation.

## Chapitre 3

# Modèle de conception multi-physique analytique de la chaîne de traction

Le modèle multi-physique est constitué de quatre sous-modèles, tel que présenté ci-dessous. Il est utilisé dans la boucle d'optimisation par algorithme génétique multicritère afin d'évaluer le résultat des fonctions objectifs.

Modèle magnétique (3.1) ;

Modèle électrique (3.2) ;

Modèle mécanique (3.3) ;

Modèle thermique (3.4) ;

Le modèle multi-physique utilise le cycle routier déterminé au chapitre 2 et les valeurs des variables d'optimisation comme informations de départ. Ces dernières correspondent aux variables de dimensionnement servant à « construire » le modèle, c'est-à-dire calculer toutes ses dimensions et ses caractéristiques. Cette opération est d'abord effectuée par le modèle magnétique à la section 3.1.1. Les dimensions géométriques des moteurs sont calculées à partir du principe de la conservation du flux magnétique. Le modèle électrique utilise ces grandeurs afin de calculer les paramètres électriques de la motorisation. Comme certains de ces paramètres dépendent de la température et donc du modèle thermique, des températures initiales sont supposées et corrigées ultérieurement si nécessaire. Finalement, le modèle mécanique utilise ces dimensions géométriques afin de calculer la masse et l'inertie en rotation des composants de la chaîne de traction.

Ce calcul intermédiaire de la masse de la voiture n'inclut pas celle de la batterie. Celle-ci est calculée à partir de la quantité d'énergie requise afin de compléter l'épreuve de l'endurance. La masse de la batterie peut ainsi être calculée à partir de l'énergie massique de la chimie d'accumulateur utilisé. Ceci est effectué en appliquant le cycle routier identifié au chapitre 2 aux différents sous-modèles. Les pertes énergétiques encourues sont additionnées à l'énergie mécanique requise par le cahier des charges afin d'obtenir l'énergie totale (3.5). Les pertes

calculées sont appliquées au modèle thermique afin de calculer l'élévation de la température des différentes sections des moteurs. Dans le cas où la température du bobinage résultante est très différente de la température initiale estimée lors de la construction du modèle électrique, les températures estimées sont ajustées et une seconde itération de la construction est effectuée. Une représentation des différents liens existant entre les quatre sous-modèles est illustrée à la figure 3.1. Notons que le modèle des matériaux est réparti dans chaque sous-modèle correspondant.

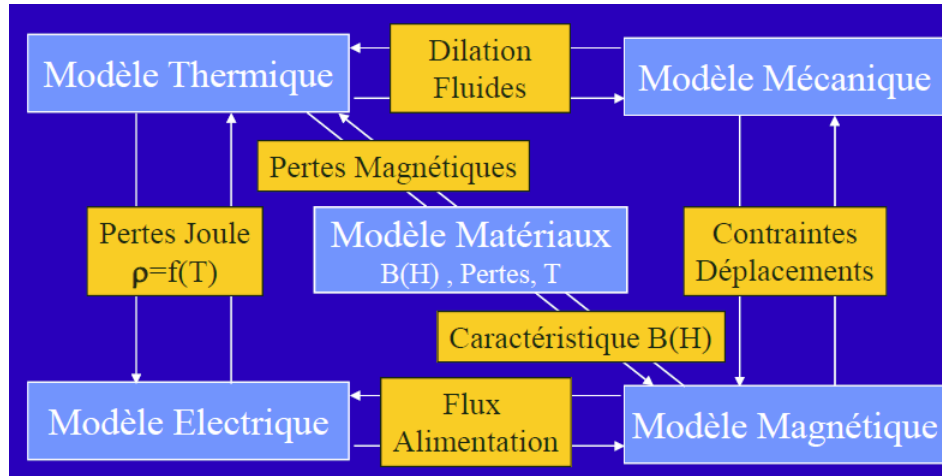


FIGURE 3.1 – Couplages existants entre les différents domaines du modèle multi-physique [17]

Dans le cadre de ce projet, des moteurs synchrones à aimants permanents sont conçus en raison de leur efficacité supérieure et de leur plus grande densité de puissance. Les aimants sont montés à la surface des rotors et recouverts d'une frette en fibre de verre afin de simplifier l'analyse et le processus de fabrication par rapport à une topologie utilisant des aimants enterrés. Comme les quatre moteurs développés sont identiques, les dimensions d'une seule machine sont définies. La nomenclature utilisée pour représenter les différentes grandeurs géométriques des moteurs est illustrée à la figure 3.2 pour le stator et à la figure 3.3 pour le rotor. Le choix de variables de dimensionnement appropriées est crucial afin de simplifier la tâche de la modélisation et de limiter le nombre de contraintes sur les variables de dimensionnement. Ainsi, un seul diamètre est varié par l'algorithme d'optimisation. Il s'agit du diamètre interne de la machine. Les autres variables définissent des facteurs de concentration et des épaisseurs plutôt que des diamètres. Ceci évite d'avoir à définir des contraintes sur les variables d'entrées ou de générer des solutions ayant des épaisseurs négatives (i.e. diamètre externe plus faible qu'un autre diamètre interne.).

Une analyse des équations gouvernant le système a permis d'établir la liste des variables de dimensionnement (tableau 3.1). La variable  $p$  correspond au nombre de paires de pôles de la machine et est arrondie à l'entier le plus proche par le modèle multi-physique. Les

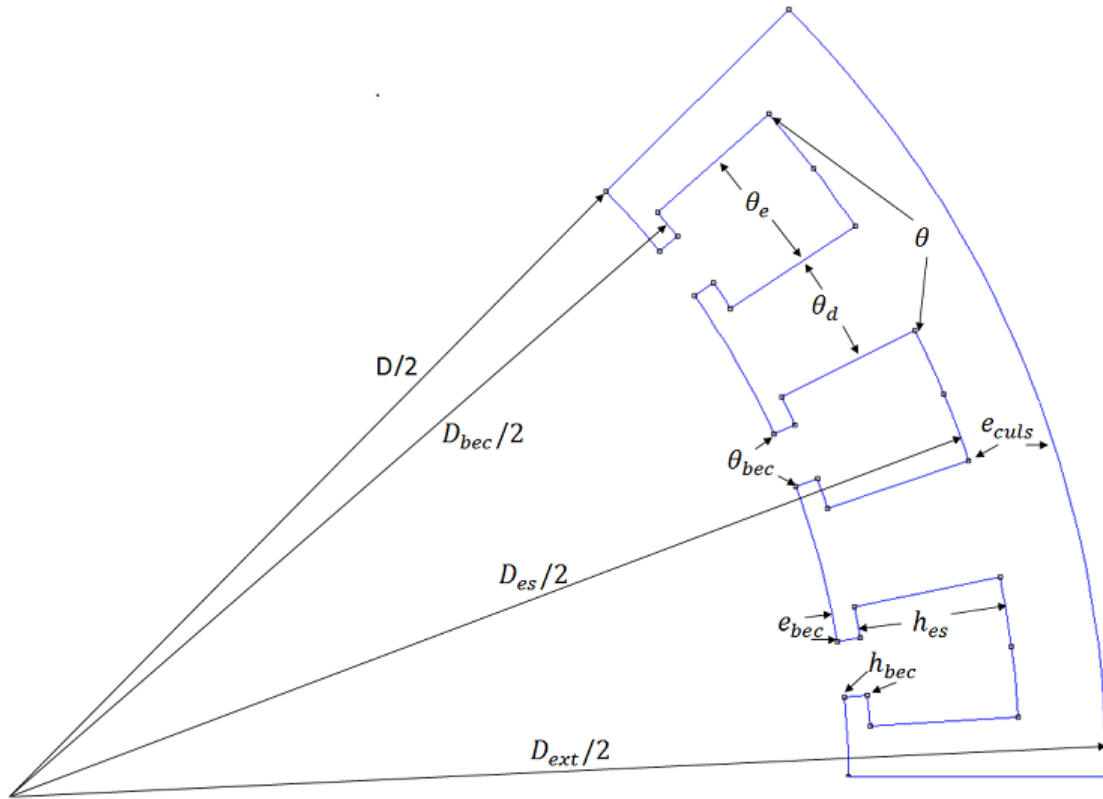


FIGURE 3.2 – Nomenclature des dimensions associées au stator d'un moteur

variables représentant la longueur active  $L$ , le diamètre intérieur du rotor  $D_{int}$ , la hauteur des encoches du stator  $h_{es}$ , l'ouverture des becs d'encoche  $k_{bec}$  et l'épaisseur des aimants  $l_a$  sont libres de varier entre zéro et une valeur maximale imposée par le concepteur. Les variables  $B_{csmax}$ ,  $B_{dmax}$  et  $B_{bmax}$  permettent de calculer indirectement les autres dimensions du stator en imposant la densité de flux magnétique maximale dans la culasse, les dents et les becs du stator. L'algorithme d'optimisation est libre de modifier la valeur de ces densités de flux entre une valeur légèrement supérieure à zéro et 1,8T, soit la densité de flux maximale correspondant à la saturation de l'acier magnétique employé. La variable  $n_s$  offre la possibilité à l'algorithme d'optimisation de tester différents nombre de spires pour le bobinage. Ceci permet de trouver le meilleur compromis entre la commande à couple maximal par ampère et la commande par défluxage pour le cycle routier de la voiture. Finalement, le rapport de réduction des engrenages  $n$  est également choisi comme variable de dimensionnement afin de valider que le rapport de réduction maximal pouvant être fabriqué (11,53) permet d'obtenir les meilleures solutions. Nous avons choisi d'imposer le nombre d'encoches par pôle et par phase  $n_{pp}$  égal à 1 afin de simplifier la conception et la fabrication des moteurs.

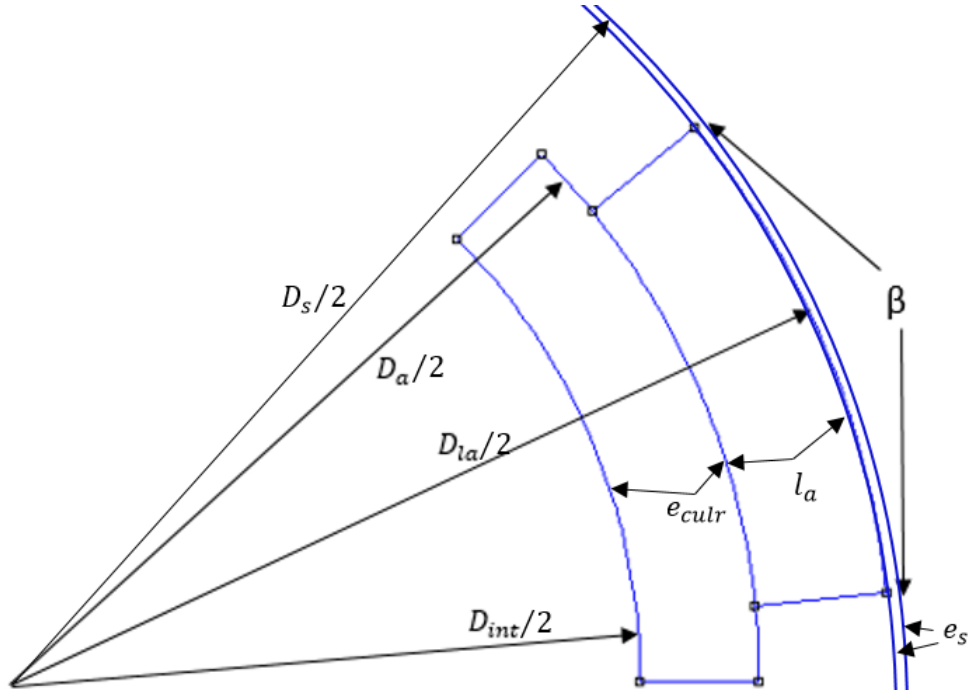


FIGURE 3.3 – Nomenclature des dimensions associées au rotor d'un moteur

1	Nombre de paires de pôles	$p$
2	Longueur active des moteurs	$L$
3	Diamètre intérieur de la culasse du rotor	$D_{int}$
4	Hauteur des encoches	$h_{es}$
5	Coefficient d'ouverture des becs d'encoche	$k_{bec}$
6	Épaisseur des aimants	$l_a$
7	Densité de flux maximale dans la culasse du stator	$B_{csmax}$
8	Densité de flux maximale dans les dents du stator	$B_{dmax}$
9	Densité de flux maximale dans les becs d'encoche	$B_{bmax}$
10	Nombre de spires par encoche	$n_s$
11	Rapport de réduction des engrenages	$n$

Tableau 3.1 – Variables d'optimisation utilisées par le modèle multi-physique pour le dimensionnement des moteurs.

### 3.1 Modèle magnétique

Le modèle magnétique permet de calculer les dimensions géométriques des moteurs ainsi que les pertes magnétiques selon le modèle de Bertotti (section 3.1.2). Les figures 3.2 et 3.3 définissent la nomenclature employée pour représenter les différentes grandeurs géométriques associées au stator et au rotor de la machine construite.

### 3.1.1 Calcul des dimensions du moteur à partir des valeurs des variables d'optimisation

Cette section du modèle magnétique est basée sur plusieurs hypothèses afin de simplifier l'analyse :

- La perméabilité du fer est supposée infinie ;
- Les caractéristiques des aimants sont linéaires ;
- La perméabilité relative des aimants est unitaire ;
- L'air, le cuivre et les aimants ont une perméabilité relative  $\mu_r$  de 1 ( $\mu = \mu_0$ ) ;
- Les effets de la saturation sont négligés ;
- Lors du calcul de l'induction à vide  $B$  dans l'entrefer, les encoches du stator sont négligées et l'épaisseur de l'entrefer est modifiée par le coefficient de Carter ;
- Les hypothèses de la magnétostatique sont valides, c'est-à-dire que les fréquences sont suffisamment basses pour négliger les courants de Foucault dans les pièces conductrices massives.

La technique de dimensionnement utilisée repose sur le principe de la conservation du flux magnétique. Connaissant le flux circulant sous un pôle, la largeur et l'épaisseur des différentes sections du moteur peuvent être calculées à partir des densités de flux désirées [18][19].

#### Calculs préliminaires

Certaines valeurs peuvent être directement calculées à partir des variables d'optimisation. Le nombre d'encoches dans chaque machine se calcule à partir du nombre de phases  $m$ , du nombre de pôles et du nombre d'encoches par pôle et par phase  $n_{pp}$  définissant la structure du stator.

$$n_{enc} = 2p \cdot m \cdot n_{pp} \quad (3.1)$$

Le pas d'encoche  $\theta$  se calcule directement à partir du nombre d'encoches dans la machine. Il correspond à la somme de l'angle occupé par une dent  $\theta_d$  et l'angle occupé par l'encoche  $\theta_e$ .

$$\theta = \frac{2\pi}{n_{enc}} = \theta_d + \theta_e \quad (3.2)$$

Il a été décidé à la section 2.4 que les aimants permanents du rotor seraient montés en surface sur une culasse magnétique cylindrique. Par conséquent, une frette en fibre de verre d'épaisseur  $e_s$ <sup>1</sup> est installée autour du rotor afin d'assurer la tenue mécanique des aimants permanents.

---

1. Le concepteur doit s'assurer que l'épaisseur de la frette est suffisante pour résister aux forces centrifuges du rotor. Le calcul correspondant est présenté à l'annexe B.

L'entrefer magnétique  $g_m$  est donc la somme de l'entrefer mécanique  $e_a$  et de l'épaisseur de la frette non-magnétique.

L'acier électrique du stator est laminé afin de diminuer les pertes par courants de Foucault (section 3.1.2). Cette lamination est effectuée en empilant plusieurs tôles d'épaisseur  $e_t$  dont les surfaces sont recouvertes d'un isolant électrique. Cela diminue la quantité réelle de fer présent dû à l'épaisseur de l'isolant et on utilise un facteur de lamination  $l_f$  pour représenter la proportion de longueur active attribuée à l'acier électrique. Une équation empirique reliant le facteur de lamination à l'épaisseur des tôles utilisées est présenté à l'équation 3.3 [20].

$$l_f = 42.5e_t + 0.6032 \arctan(108160e_t) \quad (3.3)$$

### Définition du système d'équations à résoudre

Les dimensions du rotor et du stator s'obtiennent en solutionnant le système d'équations présenté ci-dessous. L'épaisseur de la culasse du rotor se calcule à partir du facteur de concentration du flux  $B/B_{crmax}$  :

$$e_{culr} = \beta \frac{\pi D}{4p} \frac{B}{B_{crmax}} \quad (3.4)$$

où  $\beta$  est la proportion du rotor couverte par les aimants, c'est-à-dire le ratio entre l'angle occupé par un aimant et l'angle du pôle correspondant. La valeur de  $B_{crmax}$  est choisie égale à l'induction à la saturation du matériau magnétique employé. La valeur des diamètres  $D_a$ ,  $D_{la}$ ,  $D_s$ ,  $D$  et  $D_{bec}$  se calculent en additionnant successivement l'épaisseur des matériaux les séparant.

$$D_a = D_{int} + 2e_{culr} \quad (3.5)$$

$$D_{la} = D_a + 2l_a \quad (3.6)$$

$$D_s = D_{la} + 2e_s \quad (3.7)$$

$$D = D_s + 2e_a \quad (3.8)$$

$$D_{bec} = D + 2h_{bec} \quad (3.9)$$



La largeur angulaire des dents du stator  $\theta_d$  se calcule à partir du facteur de concentration du flux désiré  $B/B_{dmax}$  et du rapport entre le diamètre d'alésage  $D$  et le diamètre  $D_{bec}$ . Pour un moteur à rotor interne, il s'agit du diamètre où la largeur des dents est à son minimum. Ceci correspond à l'endroit où la concentration de flux est à son maximum dans la dent.

La machine sélectionnée est triphasée avec un nombre d'encoques par pôle et par phase égal à 1. Dans ce cas, l'angle de l'aimant d'un pôle est généralement plus grand que l'angle d'un pas d'encoche puisque, pour atteindre des performances intéressantes, il faut que  $\beta$  soit supérieur à  $1/3$ . Nous pouvons alors supposer que tout l'angle couvert par le pas d'encoche canalise le flux magnétique dans la dent respective, ce qui permet d'écrire l'équation 3.10.

$$\theta_d = \frac{\theta \cdot D \cdot B}{D_{bec} \cdot B_{dmax} \cdot l_f} \quad (3.10)$$

L'angle correspondant à l'encoche est donc la différence entre le pas d'encoche et l'angle d'une dent.

$$\theta_e = \theta - \theta_d \quad (3.11)$$

L'angle d'ouverture des encoches se calcule directement à partir de la variable d'optimisation définissant l'ouverture des encoches  $k_{bec}$ , permettant du même coup de calculer l'épaisseur angulaire d'un bec  $e_{bec}$ .

$$\theta_{bec} = \theta_e \cdot k_{bec} \quad (3.12)$$

$$e_{bec} = \frac{(\theta_e - \theta_{bec})}{2} \quad (3.13)$$

La hauteur du bec se calcule à partir de la concentration désirée du flux provenant de l'entrefer.

$$h_{bec} = \frac{D \cdot e_{bec} \cdot B}{B_{bmax} \cdot l_f} \quad (3.14)$$

Finalement, le calcul de l'induction dans l'entrefer s'effectue à partir de l'induction rémanente de l'aimant  $B_r$ , de sa longueur  $l_a$  et de l'épaisseur de l'entrefer magnétique  $g_m = e_a + e_s$ . Le modèle développé suppose un stator lisse sans ouverture de l'encoche. En réalité, la présence de ces becs influence la valeur du flux créé par les aimants. Le coefficient de Carter *cart* est utilisé afin de transformer le stator encoché en un stator fictif lisse équivalent en modifiant l'épaisseur de l'entrefer perçu [21].

$$B = \frac{2B_r \cdot l_a}{D \ln \left( \frac{D + 2g_m(cart - 1)}{D - 2(g_m + l_a)} \right)} \quad (3.15)$$

$$cart = \frac{\theta D/2}{\theta D/2 - \gamma g_m} \quad (3.16)$$

$$\gamma = \frac{(k_{bec} \theta_e D / g_m)^2}{5 + (k_{bec} \theta_e D / g_m)} \quad (3.17)$$

### Calculs subséquents

Une fois le système d'équations présenté à la section 3.1.1 résolu, les dimensions restantes du stator peuvent être calculées.

$$D_{es} = D_{bec} + 2h_{es} \quad (3.18)$$

L'épaisseur de la culasse du stator se calcule de façon similaire à l'équation 3.4.

$$e_{culs} = \beta \frac{\pi D}{4p \cdot l_f} \frac{B}{B_{csmax}} \quad (3.19)$$

Le diamètre extérieur du stator  $D_{ext}$  s'obtient en additionnant cette épaisseur au diamètre de fond d'encoches. Les diamètres  $D_{ext1}$  et  $D_{ext2}$  représentent respectivement le diamètre intérieur et le diamètre extérieur du boîtier du moteur. Leurs valeurs se calculent respectivement à partir de l'épaisseur du film d'huile de refroidissement  $e_o$  et à partir de l'épaisseur du boîtier d'aluminium  $e_c$  fixé à 3 millimètres par les règlements de la compétition.

$$D_{ext} = D_{es} + 2e_{culs} \quad (3.20)$$

$$D_{ext1} = D_{ext} + 2e_o \quad (3.21)$$

$$D_{ext2} = D_{ext1} + 2e_c \quad (3.22)$$

### 3.1.2 Calcul des pertes associées au modèle magnétique

Le modèle des pertes de Bertotti est employé afin de calculer les pertes magnétiques  $P_{mags}$  du stator [22]. Le modèle sépare les pertes en trois composantes, soit les pertes par hystérésis  $P_{hyst}$ , les pertes par courants de Foucault  $P_f$  et les pertes excédentaires  $P_e$ . Ces pertes sont

évaluées dans les dents, la culasse et les becs d'encoches du stator. Les pertes magnétiques dans le rotor sont négligées.

$$P_{mags} = (P_{hyst} + P_f + P_e) \quad (3.23)$$

### Calcul des pertes par hystérésis

Les pertes par hystérésis au stator sont causées par la réorientation des domaines magnétiques du fer à chaque cycle électrique. Elles sont donc proportionnelles à la fréquence de rotation du champ magnétique  $f_s$  et au carré de l'amplitude maximale du champ magnétique  $B_{max}$ . La densité des pertes  $k_h$  est une caractéristique propre au matériau et est identifiée à  $195 \text{ W/m}^3/\text{Hz}/T^2$  pour l'acier utilisé<sup>2</sup> à partir des informations fournies par le manufacturier. La valeur des pertes encourues s'obtient en multipliant les variables mentionnées avec le volume  $V_i$  de la section subissant la variation du champ magnétique selon l'équation 3.24.

$$P_{hyst} = l_f \cdot V_i \cdot k_h \cdot f_s \cdot B_{max}^2 \quad (3.24)$$

### Calcul des pertes par courants de Foucault

Les pertes par courants de Foucault  $P_f$  résultent des courants circulaires induits par la variation du champ magnétique dans un matériau conducteur. Ces pertes se produisent principalement dans le fer du stator, mais aussi à la surface des aimants<sup>3</sup>. Leur grandeur peut être calculée à partir de l'équation 3.25 [23] :

$$P_f = l_f \cdot V_i \frac{4}{3} \frac{B_{max}^2 f_s^2 e_t^2 f_f^2}{\rho} \quad (3.25)$$

où  $e_t$  représente l'épaisseur des laminations,  $V_i$  le volume de la section du stator évaluée,  $f_f$  le facteur de forme de l'induction<sup>4</sup> et  $\rho$  la résistivité électrique du matériau. Similairement au calcul des pertes par hystérésis, le calcul des pertes par courants de Foucault sera plus précis pour des calculs locaux. Le calcul est donc effectué pour les dents, les becs et la culasse du stator à partir des variables  $B_{bmax}$ ,  $B_{csmax}$  et  $B_{dmax}$ . Les pertes dans chacune de ces sections sont additionnées afin d'obtenir les pertes totales par courants de Foucault dans le stator.

### Calcul des pertes excédentaires

Les pertes excédentaires  $P_e$  du modèle de Bertotti se calculent selon l'équation 3.26. La valeur du coefficient  $k_e$  est identifiée à  $0,278 \text{ W/m}^3/(T.Hz)^{3/2}$  à partir des données du manufacturier.

2. L'acier électrique pour lequel cette identification est effectuée est le NO20 de Cogent.

3. Des pertes par courants de Foucault se produisent à la surface des aimants lorsque ceux-ci sont conducteurs. Par exemple, les aimants néodyme-fer-bore sont conducteurs.

4.  $f_f = 1,11$  pour un signal sinusoïdal.

$$P_e = l_f \cdot V_i \cdot k_e (B_{max} \cdot f_s)^{3/2} \quad (3.26)$$

## 3.2 Modèle électrique

Une modélisation électrique simplifiée de la machine peut être réalisée à l'aide du modèle équivalent de Behn-Eschenburg en considérant une seule phase. Ce modèle est illustré à la figure 3.4. Nous considérons que les phases sont identiques, c'est-à-dire que la valeur des paramètres ne varie pas d'une phase à l'autre. Le bobinage du stator de la machine synchrone est assimilé à un circuit série composé d'une résistance de bobinage  $R_s$ , d'une inductance  $L_s$  et d'une force contre-électromotrice  $E$ . Ce modèle n'est valide que pour une machine à pôles lisses (i.e. : une machine dont les valeurs d'inductances ne dépendent pas de la position rotorique). Par conséquent, les inductances dans l'axe direct  $L_d$  et dans l'axe quadratique  $L_q$  sont égales à l'inductance cyclique  $L_s$  et le rapport de saillance  $\xi$  est égal à 1.

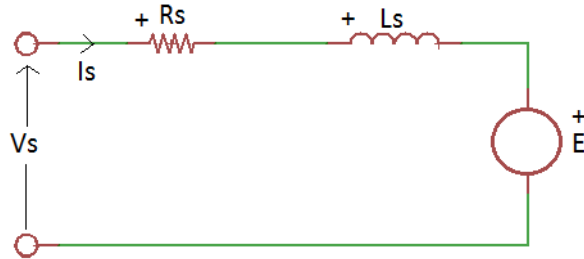


FIGURE 3.4 – Modèle de Behn-Eschenburg pour une machine à pôles lisses

### 3.2.1 Création du modèle électrique à partir des dimensions du moteur

La création du modèle électrique consiste à calculer la valeur des paramètres du modèle de Behn-Eschenburg ainsi que les limites de fonctionnement de l'onduleur de tension. Ces paramètres comprennent l'inductance cyclique  $L_s$ , la résistance de phase  $R_s$ , le flux induit  $\Phi_v$ , la tension de sortie maximale de l'onduleur  $V_{smax}$  et le courant démagnétisant maximal  $I_{demag}$ .

#### Calcul de l'inductance $L_s$

La valeur de l'inductance du bobinage se calcule à partir du champ magnétique produit dans l'encoche du stator par les spires les traversant. La technique utilisée est celle détaillée par [24] et ne sera pas élaborée dans ce mémoire. Elle inclue le calcul de l'inductance de fuite de l'encoche, mais exclue l'inductance de fuite dans l'entrefer et dans les têtes de bobines.

#### Calcul de la résistance du bobinage

La valeur de la résistance de phase  $R_s$  est influencée par la résistivité du cuivre  $\rho_{cu}$  [25], la section des spires du bobinage  $S_{cu1}$  et le volume total de cuivre  $V_{cutotal}$  incluant le volume

occupé par les têtes des bobines  $V_{cutb}$ . D'abord, la section de l'encoche  $S_e$  est calculée par l'équation 3.27.

$$S_e = \pi \frac{\theta_e}{\theta} [(D_{es}/2)^2 - (D_{bec}/2)^2] \quad (3.27)$$

Le volume de cuivre dans les encoches  $V_{cu}$  se calcule à partir de  $S_e$ , de la longueur de la machine  $L$  et du coefficient de remplissage des encoches  $\alpha$ .

$$V_{cu} = S_{cu} \cdot L = \alpha S_e \cdot L \quad (3.28)$$

Les têtes des bobines sont modélisées comme un demi-tore elliptique reliant une encoche à l'encoche correspondante du pôle suivant. L'expérience montre que pour une machine ayant des dimensions similaires à celle conçue, la hauteur de ce tore dans la direction axiale (dans le sens de la longueur du moteur) est approximativement égale à la longueur du segment d'arc entouré par la bobine. En d'autres termes, la hauteur des têtes des bobines est égale au pas de la bobine (*coilpitch*).

$$V_{cutb} = \frac{\pi}{8} (D_{bec} + D_{es}) \text{coilpitch} \cdot S_{cu} \quad (3.29)$$

Le volume de cuivre total est donné par la somme du volume de cuivre dans les encoches et dans la couronne.

$$V_{cuttotal} = V_{cu} + V_{cutb} \quad (3.30)$$

La section de cuivre correspondant à une spire de bobine est donnée par l'équation 3.31.

$$S_{cu1} = \frac{S_{cu}}{2m \cdot n_m} \quad (3.31)$$

où  $n_m$  est le nombre de spires totales dans une phase.

$$n_m = 2p \cdot n_s \cdot n_{pp} \quad (3.32)$$

La longueur  $l$  du fil de cuivre utilisé pour bobiner une phase se calcule à partir du volume de cuivre total, du nombre de phases et de la section du fil.

$$l = \frac{V_{cuttotal}}{m \cdot S_{cu1}} \quad (3.33)$$

Finalement, la résistance du bobinage se calcule à partir des dimensions du fil formant la phase et de la résistivité du cuivre à une température donnée  $\rho_{cu}$ .

$$R_s = \rho_{cu} \frac{l}{S_{cu1}} \quad (3.34)$$

Comme la valeur de la résistance de phase dépend de la température de cuivre, et que cette température dépend en partie des pertes par effet Joule calculées à partir de la valeur de  $R_s$ , une température initiale est supposée. La validité de cet estimé initial est réévaluée lorsque les pertes associées au modèle multi-physique sont calculées et que le modèle thermique est évalué. Dans la situation où cet estimé serait très différent de la température calculée, la valeur de  $R_s$  est ajustée et les pertes sont de nouveau évaluées jusqu'à ce que la température des bobines converge vers une valeur finale.

La résistivité du cuivre varie en fonction de la température selon un coefficient  $\alpha_{cu}$  qui est égal à 0,003862. La valeur de la résistivité en fonction de la température est donnée par l'équation 3.35 où la valeur de  $\rho_{cu20}$  est 1.68E-8 *Ohm.m* et correspond à la résistivité du cuivre à 20 degrés Celsius.

$$\rho_{cu} = \rho_{cu20} (1 + \alpha_{cu}(T_{cu} - 20)) \quad (3.35)$$

### Calcul du flux induit dans le bobinage du stator

La valeur de la densité du flux magnétique  $B$  traversant l'entrefer a été calculée par le modèle magnétique. Le champ induit dans les bobines du stator dépend du bobinage et est calculé ci-dessous. Il est important de noter que nous nous intéressons à la valeur de l'harmonique fondamentale du flux. Le facteur de bobinage de l'harmonique fondamentale  $k_{kg}$  s'obtient à partir du produit du facteur de raccourcissement  $k_p$ , du facteur de distribution  $k_d$  et du facteur de vrillage<sup>5</sup>  $k_s$  [26].

$$k_{kg} = k_p \cdot k_d \cdot k_s \quad (3.36)$$

Le facteur de raccourcissement permet de calculer l'impact d'une diminution de la largeur des bobines (ou du pas du bobinage) lorsque les bobines ne couvrent pas complètement un pas polaire. Le facteur  $k_p$  est calculé par l'équation 3.37.

$$k_p = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot pitchfactor\right) \quad (3.37)$$

---

5. Le vrillage correspond à l'inclinaison des encoches. Cette technique est généralement employée afin d'éliminer le couple de détente. Il est également possible de vriller le rotor afin d'obtenir le même résultat.

où *pitch factor* est le ratio entre la largeur des bobines et de la largeur d'un pôle. Par la suite, le facteur de distribution  $k_d$  permet de représenter l'impact de la distribution des bobines d'une phase dans plusieurs encoches. Cette distribution réduit la somme arithmétique des phaseurs de tension correspondant à chaque bobine en raison de l'angle introduit dans leur orientation. Ce facteur est égal à 1 pour une machine ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase  $n_{pp}$  unitaire.

$$k_d = \frac{1/2}{n_{pp} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6n_{pp}}\right)} \quad (3.38)$$

Finalement,  $k_s$  permet de considérer l'impact du vrillage du stator  $\gamma$  sur le fondamental du flux capté par le bobinage. L'inclinaison des encoches sur la longueur de la machine est utilisée pour éliminer le couple de détente. Cependant, elle réduit aussi la proportion de flux captée par les bobines suivant l'importance de l'angle d'inclinaison comme le montre l'équation 3.39.

$$k_s = \text{sinc}\left(\frac{\gamma p}{2\pi}\right) \quad (3.39)$$

Un autre facteur influençant la grandeur de l'induction du bobinage est le facteur de forme du fondamental du flux à vide  $K_e$ . Dans le cas d'une aimantation radiale, il permet de lier la valeur efficace du fondamental du flux à vide sous un pôle à sa valeur maximale.

$$K_e = \frac{4\sqrt{2}}{\beta\pi^2} \sin\left(\beta\frac{\pi}{2}\right) \quad (3.40)$$

Le flux maximal d'un aimant  $\Phi_{pm}$  s'obtient en intégrant la valeur de l'induction  $B$  sur le segment d'arc couvert par l'aimant. Le résultat est donné à l'équation 3.41.

$$\Phi_{pm} = \beta B \frac{\pi D \cdot L}{2p} \quad (3.41)$$

Finalement, la valeur efficace de la fondamentale du flux induit dans le bobinage  $\Phi_v$  s'obtient en multipliant le flux maximal d'un aimant par les facteurs calculés ci-dessus et par le nombre de spires par phase.

$$\Phi_v = n_m \cdot K_e \cdot k_{kg} \cdot \Phi_{pm} \quad (3.42)$$

La force contre-électromotrice  $E$  est obtenue en multipliant ce flux par la vitesse angulaire électrique  $\omega_s$  (équation 3.43).

$$E = \Phi_v \cdot \omega_s \quad (3.43)$$

### Calcul de la tension maximale à la sortie de l'onduleur

Afin de simplifier l'analyse, une stratégie de contrôle à couple maximal par ampère est employée en dessous de la vitesse de base. Lorsque la tension nécessaire pour alimenter la machine dépasse la tension maximale pouvant être fournie par l'onduleur, une méthode de commande effectuant le défluxage du rotor est employée. Pour les points de fonctionnement au-dessus de la vitesse de base, le courant dans l'axe  $d$  est calculé de façon à conserver la tension efficace ligne-neutre  $V_s$  de la machine égale à la tension maximale pouvant être fournie (équation 3.44) :

$$V_{smax} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{dc} \quad (3.44)$$

où  $U_{dc}$  correspond à la tension de la batterie de la voiture et  $V_{smax}$  est la valeur efficace de la tension fondamentale lorsque l'onduleur opère en sur-modulation à onde carrée. Une démonstration de cette équation est développée à l'annexe A. Sans la sur-modulation, la tension maximale est donnée par l'équation 3.45.

$$V_{smax} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_{dc} \quad (3.45)$$

### Calcul du courant démagnétisant maximum

Le courant démagnétisant  $I_{demag}$  est le courant de défluxage maximal pouvant être envoyé dans la machine sans causer une démagnétisation permanente. Il correspond au courant de défluxage diminuant l'induction dans les aimants jusqu'à la valeur critique  $B_{amin}$  (voir la figure 3.5). La valeur de ce courant peut être estimée à partir de l'équation 3.46 [27].

$$I_{demag} = \pi \frac{B_r \cdot l_a - B_{amin} \cdot (l_a + e_{cart})}{3\mu_0 \cdot n_{pp} \cdot n_s \cdot k_{kg}} \quad (3.46)$$

### 3.2.2 Calcul des pertes associées au modèle électrique

Les pertes associées au modèle électrique correspondent aux pertes dans l'onduleur de tension ainsi que les pertes par effet Joule dans le bobinage du stator. Les pertes dans l'onduleur sont causées par la chute de tension aux bornes des transistors et par leur commutation à la fréquence de hachage. L'évaluation de ces pertes requiert la connaissance de l'amplitude du courant, l'amplitude de la tension de la batterie et la connaissance de l'angle de commande.

### Calcul du courant et de l'angle de commande

Considérons l'équation du couple d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses donnée en 3.47. Pour un courant et un flux inducteur constants, le couple de la machine est



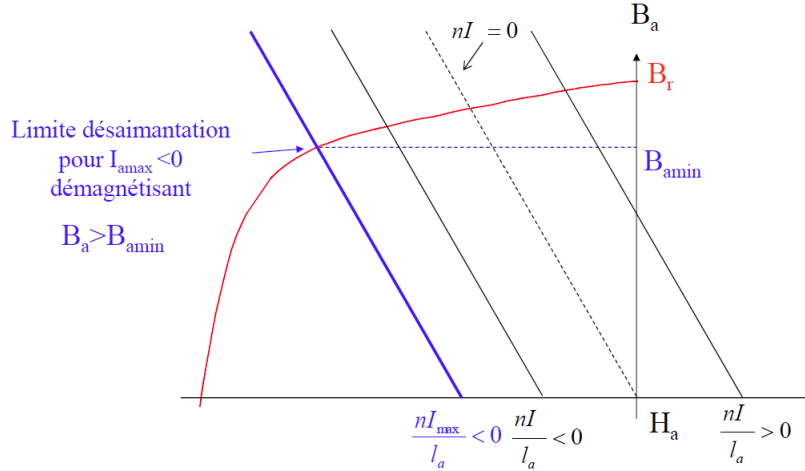


FIGURE 3.5 – Coude critique de la courbe B-H pour la démagnétisation d'un aimant [28]

maximal lorsque  $\cos(\Psi) = 1$ . Cette situation correspond à un angle  $\Psi = 0$  et est illustrée à la figure 3.6. Pour une machine à pôles lisses, il s'agit de l'angle de contrôle produisant le couple le plus élevé pour une certaine valeur de courant et est ainsi nommé « commande à couple maximal par ampère ». La stratégie de commande employée par le modèle électrique utilise ce type de commande sous la vitesse de base, c'est-à-dire tant que l'onduleur n'est pas limité en tension.

$$T_{em} = 3\Phi_v I_s \cos(\Psi) \quad (3.47)$$

$$I_q = \frac{T_{em}}{3 \cdot p \cdot \Phi_v} \quad (3.48)$$

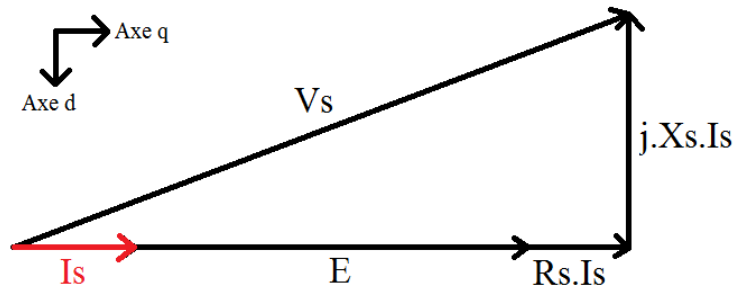


FIGURE 3.6 – Diagramme des phaseurs pour le contrôle à couple maximal d'une machine à pôles lisses

Le défluxage est une stratégie de contrôle généralement employée lors d'un fonctionnement de la machine à haute vitesse. Comme le flux créé par les aimants est fixe, il est difficile de modifier directement le flux induit  $\Phi_v$  sans la modification du bobinage, ce qui ne constitue pas une option viable dans le cadre de ce projet.

Le défluxage consiste à imposer un angle du courant  $\Psi$  négatif, de façon à ce que la réaction d'induit soit démagnétisante. La figure 3.7 présente le diagramme des phaseurs pour cette stratégie de contrôle. On remarque que le module de la tension  $V_s$  est inférieur à celui de la figure 3.6. Pour un fonctionnement à la tension maximale du stator  $V_{smax}$  et à un courant efficace d'axe quadratique  $I_q$ , la valeur efficace du courant d'axe direct  $I_d$  est donnée par l'équation 3.49 [29]. L'angle  $\Psi$  du courant en fonction des courants d'axe direct et quadratique est donné par l'équation 3.50.

$$I_d = -\frac{\Phi_v}{L_s} + \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{smax}}{\omega_s}\right)^2 - (L_s \cdot I_q)^2}}{L_s} \quad (3.49)$$

$$\Psi = \arctan\left(\frac{I_d}{I_q}\right) \quad (3.50)$$

Le courant de phase  $I_s$  correspond à l'hypoténuse du courant dans l'axe quadratique et dans l'axe direct.

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (3.51)$$

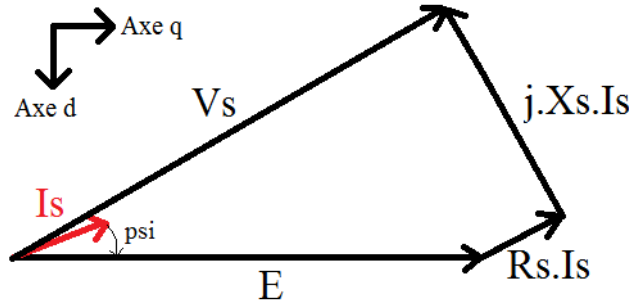


FIGURE 3.7 – Diagramme des phaseurs pour le défluxage du rotor d'une machine à pôles lisses

### Calcul des pertes par effet Joule

Les pertes par effet Joule se calculent à partir du courant efficace dans les phases  $I_s$ .

$$P_{cu} = 3R_s I_s^2 \quad (3.52)$$

### Calcul des pertes dans les onduleurs de tension

Le modèle de pertes dans l'onduleur est celui proposé par le fabricant de semi-conducteurs *Infineon* [30]. Celles-ci se retrouvent principalement dans les transistors et les diodes utilisées et se répartissent sous la forme de pertes par conduction et de pertes par commutation.

Généralement, les types de transistors utilisés dans les convertisseurs statiques sont des MOS-FETs ou des IGBTs. Le choix d'une technologie ou d'une autre dépend de plusieurs facteurs, dont l'intensité du courant traversant le dispositif et la fréquence de hachage du convertisseur. Dans le cadre de ce projet, les transistors disponibles sont des IGBTs.

Les caractéristiques en conduction d'un transistor IGBT sont similaires à celles d'un transistor bipolaire, c'est-à-dire qu'une chute de tension  $u_{ce}$  est présente à ses bornes lorsque le transistor opère en mode saturé. En considérant une résistance de conduction  $r_c$ , les pertes de conduction en fonction du courant  $I_{ce}$  traversant le transistor est indiquée par l'équation 3.53 [30].

$$P_{ci} = u_{ce} \cdot I_{ce} + r_c \cdot I_{ce}^2 \quad (3.53)$$

Dans le cas des « diodes de roue-libre » souvent retrouvées à l'intérieur même du boîtier, les pertes par conduction s'écrivent selon l'équation 3.54. Elles varient en fonction de leur tension en polarisation directe  $u_d$ , de leur résistance interne  $r_d$  et du courant  $I_d$  parcourant les diodes.

$$P_{cd} = u_d I_d + r_d I_d^2 \quad (3.54)$$

Les pertes par conduction dans chaque transistor et dans chaque diode s'écrivent respectivement selon les équations 3.55 et 3.56 :

$$P_{ci} = u_{ce} I_{ce} + r_c I_{ce}^2 = u_{ce} I_o \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m_a \cos(\varphi)}{8} \right) + r_c I_o^2 \left( \frac{1}{8} + \frac{m_a \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \quad (3.55)$$

$$P_{cd} = u_d I_d + r_d I_d^2 = u_d I_o \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{m_a \cos(\varphi)}{8} \right) + r_d I_o^2 \left( \frac{1}{8} - \frac{m_a \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \quad (3.56)$$

où  $I_o = \sqrt{2}I_s$  représente l'amplitude du courant dans une phase,  $m_a$  le facteur de modulation d'amplitude de l'onduleur et  $\cos(\varphi)$  le facteur de puissance du moteur au point d'opération actuel. Les pertes par commutation sont obtenues par le produit des énergies de commutation et de la fréquence de hachage de l'onduleur  $f_{sw}$  :

$$P_{swi} = (E_{oni} + E_{offi}) f_{sw} \quad (3.57)$$

$$P_{swd} = (E_{ond} + E_{offd}) f_{sw} \cong E_{offd} f_{mod} \quad (3.58)$$

où  $E_{on}$  est l'énergie dissipée lors de la mise en conduction du composant et  $E_{off}$  l'énergie dissipée lors de son blocage. Le bilan des pertes dans un transistor IGBT et dans une diode est donné par les équations 3.59 et 3.60.

$$P_i = P_{ci} + P_{swi} \quad (3.59)$$

$$P_d = P_{cd} + P_{swd} \quad (3.60)$$

### Calcul des pertes dans la batterie

La batterie est modélisée par un circuit équivalent de Thévenin, soit une source de tension idéale avec une résistance interne en série. La valeur de cette résistance est mesurée à partir d'essais expérimentaux sur des échantillons de cellules. Dans le cadre de ce projet, les pertes dans la batterie ne sont pas utilisées par le modèle thermique afin de calculer l'élévation de température des cellules. Elles sont plutôt utilisées afin de calculer le bilan énergétique du cycle routier et ainsi calculer l'énergie totale de dimensionnement de la batterie.

$$P_{batt} = R_{batt} \cdot I_{batt}^2 \quad (3.61)$$

Connaissant  $U_{dc}$ , le courant  $I_{batt}$  sortant de l'accumulateur est calculé à partir de la puissance requise à l'entrée des onduleurs de tension. Lors d'un freinage régénératif, un facteur supplémentaire d'efficacité de 90% est appliqué afin de simuler l'inefficacité du processus électrochimique de la recharge.

## 3.3 Modèle mécanique

Les pertes par friction produites par chaque composante en mouvement dans la chaîne de traction sont modélisées afin de calculer les pertes mécaniques. Celles-ci incluent les pertes des roulements du rotor, les pertes des réducteurs et les pertes aérodynamiques dans la cavité rotor-stator. Les pertes par glissement des pneus sont indirectement incluses dans le cycle routier définissant le cahier des charges, car le simulateur de la dynamique de la voiture spécifie la vitesse perçue aux roues plutôt que la vitesse de la voiture au sol. Finalement, les dimensions géométriques calculées par le modèle magnétique en 3.1.1 permettent le calcul de la masse des moteurs grâce à la densité massique connue des matériaux employés.

### 3.3.1 Calcul du modèle mécanique à partir des dimensions géométriques

Le volume des différentes sections du moteur est calculé à partir des dimensions géométriques du stator et du rotor. Cependant, puisque le cuivre des bobines ne remplit pas complètement l'espace des encoches, une proportion  $(1 - \alpha)$  du volume de l'encoche et de l'enveloppe des têtes de bobines est libre de matériau. Cet espace libre est remplacé par un vernis haute température maximisant la fiabilité et l'échange de chaleur entre le cuivre des bobines et les

matériaux adjacents. Lors du processus de fabrication des moteurs, les stators sont trempés dans un bain sous vide, permettant au vernis de pénétrer profondément dans l'encoche et ainsi d'occuper l'espace libre. Le volume de vernis appliqué est donné par l'équation 3.62.

$$V_{va} = (1 - \alpha) \cdot V_{cutotal} = (1 - \alpha)(V_{cu} + V_{cutb}) \quad (3.62)$$

La masse des différentes sections des moteurs se calcule en multipliant leur volume respectif par la masse volumique du matériau correspondant. Le tableau 3.2 présente la valeur de la masse volumique des matériaux employés.

<b>Matériau</b>	<b>Symbole</b>	<b>Densité [kg/m<sup>3</sup>]</b>
Acier électrique NO20	$\rho_{Fers}$	7650 [31]
Acier 1010 rotor	$\rho_{Ferr}$	7870 [32]
Aimants NdFeB	$\rho_{NdFeB}$	7500 [33]
Cuivre	$\rho_{Cu}$	8940 [34]
Fibre de verre	$\rho_{gf}$	1500 [34]
Aluminium	$\rho_{Al}$	2712 [34]
Vernis stator	$\rho_{va}$	1110 [35]

Tableau 3.2 – Masses volumiques des matériaux utilisés dans le moteur (@ 21°C)

Finalement, la masse totale  $P_{tot}$  de chaque moteur est donnée par la somme de la masse de ses composantes. Il est nécessaire de calculer l'inertie en rotation des pièces tournantes afin de calculer leur impact sur la masse perçue lors de l'accélération. L'inertie  $J_i$  d'un cylindre creux  $i$  de masse  $P_i$ , de diamètre intérieur  $D_{int,i}$  et de diamètre extérieur  $D_{ext,i}$  est donnée par l'équation 3.63.

$$J_{mot} = \sum_i \left[ J_i = \frac{P_i}{2} \left( (D_{int,i}/2)^2 + (D_{ext,i}/2)^2 \right) \right] \quad (3.63)$$

L'inertie totale d'un moteur  $J_{mot}$  est donnée par la somme de l'inertie de ses différentes composantes en rotation. L'inertie totale de la motorisation  $J_{tot}$  correspond à la somme de l'inertie des roues, des réducteurs de vitesse et des moteurs au carré du rapport de réduction  $n$ .

$$J_{tot} = nb_{mot} (J_{mot} \cdot n^2 + J_{roue} + J_{red}) \quad (3.64)$$

### 3.3.2 Calcul des pertes associées au modèle mécanique

Les pertes incluses dans le modèle mécanique comprennent les pertes dans les réducteurs de vitesse, les pertes par friction dans les roulements du rotor et les pertes aérodynamiques dans l'entrefer mécanique.

### Calcul des pertes dans les réducteurs de vitesse

L'efficacité de la conversion du couple dans les réducteurs  $\eta_{red}$  est assumée constante et égale à 97% par étage de réduction. Il est supposé que les rapports de réduction supérieurs à 8 nécessitent la contribution d'un deuxième étage de réduction. Les pertes associées correspondent au produit entre l'inefficacité des réducteurs et la puissance mécanique transmise entre les moteurs et les roues. Les pertes pour chaque réducteur sont données à l'équation 3.65 :

$$P_{red} = (1 - \eta_{red}) \cdot T_{mec} \cdot \omega_r \quad (3.65)$$

où  $T_{mec}$  correspond au couple mécanique du rotor et  $\omega_r$  correspond à la vitesse de rotation mécanique du rotor.

### Calcul des pertes dans les roulements

La friction des roulements  $T_{resist}$  est assumée constante sur toute la plage d'opération des moteurs. Pour un seul moteur et en assumant deux roulements par moteur, les pertes sont calculés selon l'équation 3.66.

$$P_{roulements} = 2 \cdot T_{resist} \cdot \omega_r \quad (3.66)$$

### Calcul des pertes aérodynamiques

Les pertes aérodynamiques sont causées par la friction de l'air de l'entrefer sur la surface du rotor en mouvement [36]. D'abord, la vitesse tangentielle  $v_t$  à la surface de la frette du rotor est calculée.

$$v_t = \omega_r \cdot \frac{D_s}{2} \quad (3.67)$$

La viscosité dynamique de l'air  $\mu$  est calculée à partir de la viscosité cinématique et de la pression de l'air dans l'entrefer.

$$\mu = \nu \cdot \rho_{air} \quad (3.68)$$

Le nombre de Reynolds  $Re$  est calculé à partir de ces informations afin de déterminer le type d'écoulement dans l'entrefer. Lorsque  $Re$  est inférieur à 1000, l'écoulement est considéré laminaire et le coefficient de friction  $c_f$  de l'air est calculé selon l'équation 3.70.

$$Re = \rho_{air} \cdot v_t \frac{e_a}{\mu} \quad (3.69)$$

$$c_f = \frac{2}{Re} \quad (3.70)$$

Lorsque le nombre de Reynolds est supérieur à 1000, l'écoulement d'air à la surface de la frette du rotor est considéré turbulent. Le coefficient de friction  $c_f$  est alors calculé en solutionnant l'équation 3.71.

$$-1.768 \ln(Re \cdot \sqrt{c_f}) + \frac{1}{\sqrt{c_f}} = 2.04 \quad (3.71)$$

Finalement, le coefficient de friction  $c_f$  et la vitesse tangentielle du rotor permettent le calcul des pertes aérodynamiques selon l'équation 3.72. Les pertes aérodynamiques dues au refroidissement à l'air du rotor sont négligées afin de simplifier l'analyse. Il serait intéressant de les évaluer dans le cadre d'un travail futur.

$$P_{aero} = \frac{\pi}{2} D_s \cdot L \cdot \rho_{air} \cdot c_f \cdot v_t^3 \quad (3.72)$$

### 3.4 Modèle thermique

Puisque la puissance maximale en régime permanent d'un moteur électrique est directement influencée par sa capacité à évacuer la chaleur générée, il est nécessaire d'inclure un modèle thermique des moteurs dès la première étape de la conception. Un refroidissement à l'huile du stator similaire à celui employé par les moteurs électriques des systèmes ERS (*Energy Recovery System*) en Formule 1 est adopté et est illustré à la figure 3.8 [37]. La circulation de l'huile est indiquée par les flèches rouges. Elle permet un refroidissement direct des têtes du bobinage via la présence d'un bain d'huile aux deux extrémités du moteur (sections 1 et 3). De plus, un échange direct de chaleur sur la culasse du stator est effectué grâce à la présence d'une conduite annulaire entre le boîtier moteur et le stator (section 2). Ce dernier n'est appuyé sur le boîtier que sur une petite partie de sa circonférence.

Un deuxième mécanisme de refroidissement permet la circulation de l'air ambiant à l'intérieur de la cavité du rotor et dans l'entrefer mécanique, tel qu'illustré à la figure 3.9. Un ventilateur est situé à l'arrière du moteur et est actionné par la rotation du rotor (flèche 1). Celui-ci souffle l'air à l'intérieur de la culasse du rotor. L'air est par la suite poussé dans la cavité rotor-stator par une turbine centrifugeuse selon la deuxième flèche. Finalement, l'air quitte l'entrefer par les trous de ventilation situés à l'arrière du boîtier du moteur (flèche 3).

Les calculs des pertes moyennes provenant du modèle électrique et magnétique sont utilisés afin de fournir les flux de chaleur du modèle thermique. Puisque les moteurs des individus de l'optimisation génétique sont comparés selon leur température au point le plus chaud en

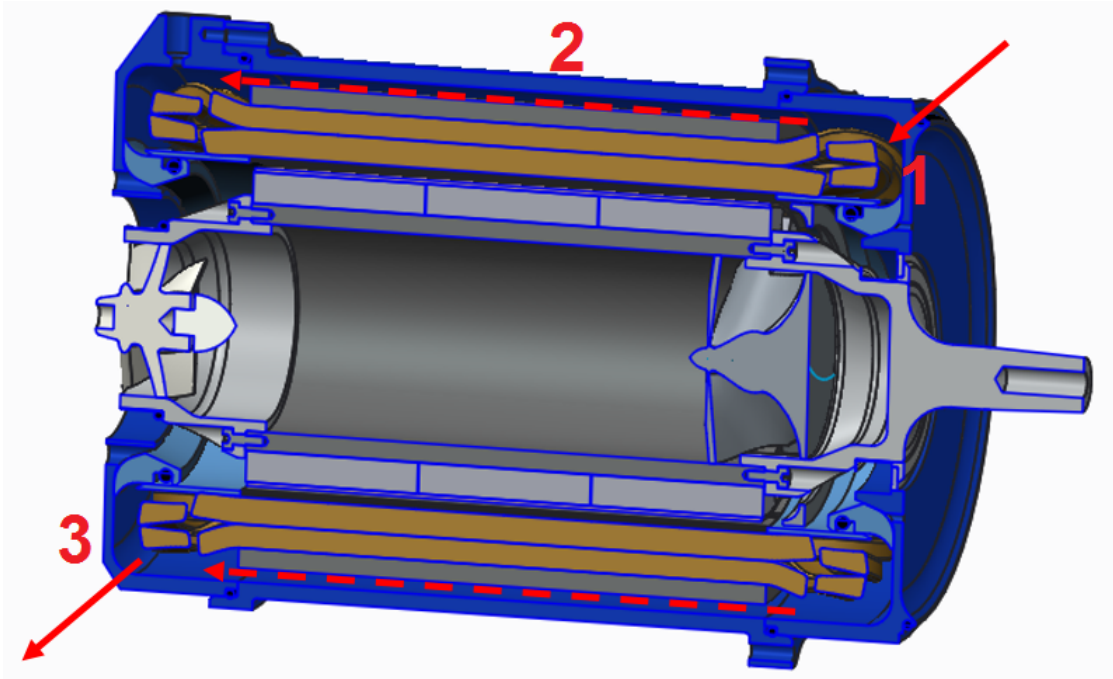


FIGURE 3.8 – Circulation de l’huile de refroidissement sur la culasse et les bobines du stator

régime permanent, le modèle thermique est simplifié et la capacité thermique des matériaux est négligée. Le moteur est discrétisé en un réseau de 21 éléments (ou nœuds) reliés par des conductivités thermiques, tel qu’illustré par les figures 3.10 et 3.11. Celles-ci sont déterminées par la résistivité thermique des matériaux, la géométrie des chemins thermiques et les interfaces entre les différents nœuds du modèle. Cette discrétisation est faite tant au niveau axial que radial afin de représenter les gradients de température axiaux permis par l’échange de chaleur aux extrémités du moteur.

L’équation 3.73 permet de calculer le flux de chaleur entre deux nœuds<sup>6</sup>. La variable  $q$  est le flux de chaleur en Watts,  $C$  est la conductivité thermique en  $W/K/m$ ,  $A$  est l’aire de la surface modélisée par l’élément,  $T_1$  et  $T_2$  sont les températures aux nœuds et  $L$  est la distance les séparant.

$$q = C \cdot \frac{A}{L} \cdot (T_2 - T_1) \quad (3.73)$$

En combinant les équations sous la forme matricielle, on obtient le système suivant à résoudre (équation 3.74) :

$$[Q] = [K] \times [T] \quad (3.74)$$

6. Cette équation n’est valable que pour le transfert de chaleur par conduction. Pour le transfert de chaleur par convection, une autre équation faisant intervenir le coefficient de convection est nécessaire.



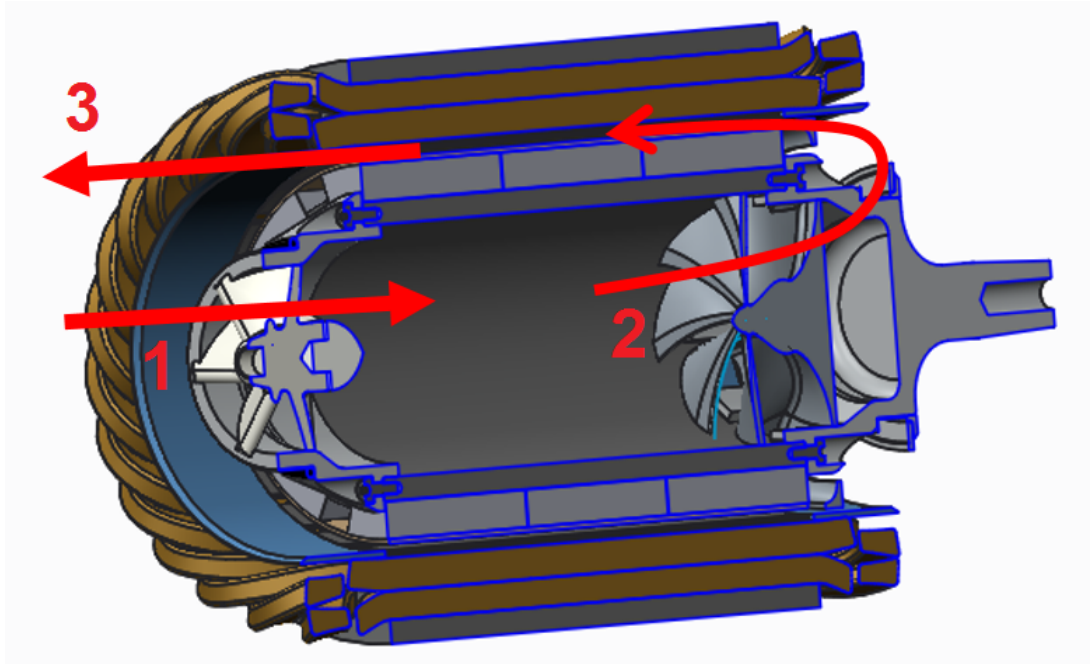


FIGURE 3.9 – Turbine et centrifugeuse du rotor permettant la circulation de l’air extérieur dans le rotor et l’entrefer de la machine.

Où  $[K]$  est la matrice de rigidité calculée à partir des conductivités et de la géométrie des chemins thermiques,  $[T]$  est le vecteur des températures aux nœuds et  $[Q]$  est le vecteur des flux de chaleur provenant des pertes dans les matériaux. En inversant la matrice de conductivité, il est possible de résoudre la matrice des températures dont les valeurs absolues sont définies par les conditions aux bords du problème. Ces dernières sont énumérées ci-dessous.

- Une température d’air au nœud à l’intérieur du rotor ainsi que dans l’entrefer ;
- Une température d’huile de refroidissement dans laquelle baignent les têtes de bobines et la culasse externe. L’élévation de température du fluide de refroidissement à l’entrée et à la sortie du moteur est négligée ;
- Un flux de chaleur entrant dans la culasse, les dents, les becs d’encoches, les bobines, les têtes de bobines et l’entrefer. Ce flux de chaleur provient des pertes dans ces sections respectives.

### 3.4.1 Construction du modèle thermique

La construction du modèle thermique nécessite le calcul des résistances thermiques entre les nœuds du modèle. Celles-ci peuvent être calculées à partir des dimensions de la machine et des propriétés des matériaux traversés par les flux de chaleur. Les tableaux 3.3 et 3.4 présentent respectivement les coefficients de conduction thermique et les coefficients de convection employés par le modèle. Le transfert de chaleur par radiation est négligé. Les résistances thermiques

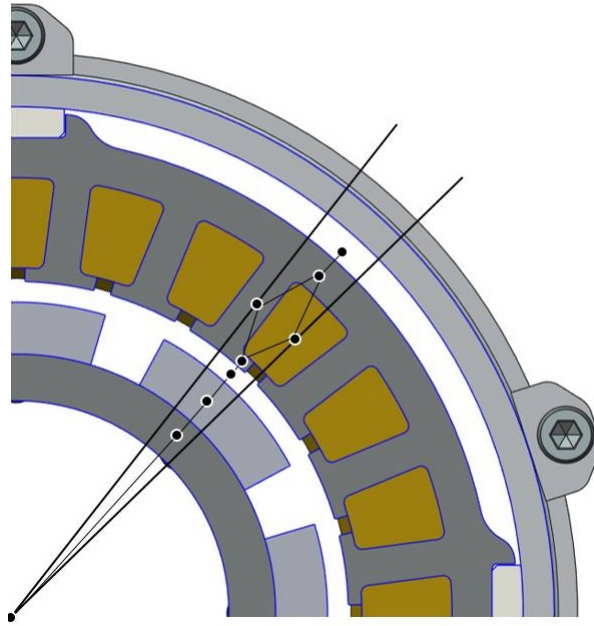


FIGURE 3.10 – Discrétisation du modèle thermique du moteur dans le plan radial.

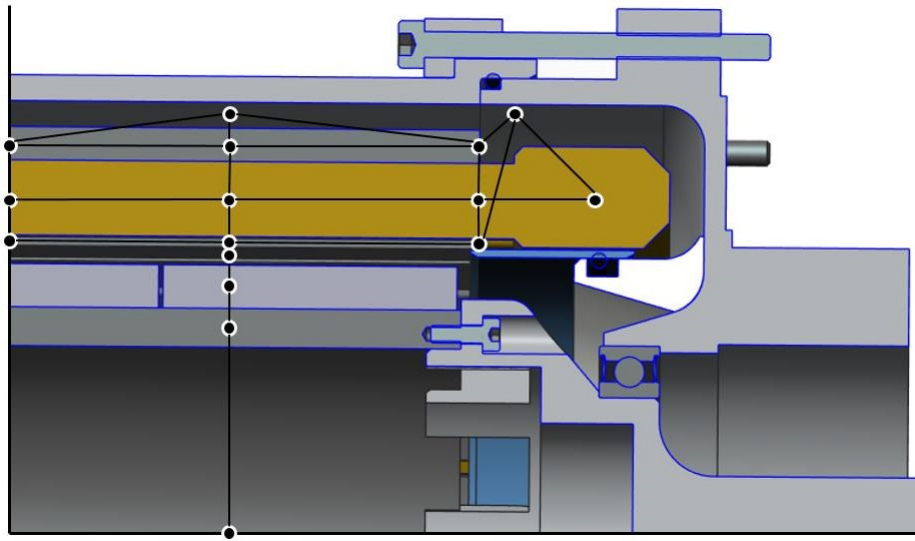


FIGURE 3.11 – Discrétisation du modèle thermique du moteur dans le plan axial.

de contact  $R_{thc}$  sont approximées à des valeurs variant entre 1,0 et  $0,1m^2K/kW$  [38] selon la dureté des matériaux et la pression sur l'interface de contact.

### Calcul des conductances thermiques entre les éléments

La résistance thermique totale entre deux éléments est obtenue par la somme des résistances thermiques individuelles causées par les « obstacles » situés tout au long du chemin thermique. Ces résistances sont liées à la conduction de la chaleur dans un matériau, à la présence d'une

<b>Matériau</b>	<b>Conductivité thermique <math>C</math></b> [W/K/m]	
Fer (radial)	28	[31]
Fer (axial)	0.37	[31]
Cuivre pur (axial)	386	[39]
Cuivre pur (radial)	0.25	[3]
Fibre de verre	0.04	[40]
Aimants NdFeB	7.7	[33]
Aluminium	200	[39]

Tableau 3.3 – Coefficients de conductivité thermique des différents matériaux du modèle thermique

<b>Interface</b>	<b>Coefficient de convection thermique <math>C'</math></b> [W/K/m <sup>2</sup> ]	
Fer - Huile	1000	[41]
Cuivre - Huile	1000	[41]
Air (convection forcée)	60	[42]

Tableau 3.4 – Coefficients de convection thermique des différentes interfaces du modèle thermique

interface de contact ou à la présence d'une surface à partir de laquelle la chaleur est transférée par convection. La somme de ces résistances thermiques correspond à la mise en série des conductances. La conductance totale  $k$  est donnée par l'équation 3.75.

$$\frac{1}{k} = \frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} + \dots + \frac{1}{k_n} \quad (3.75)$$

La conductance résultant de la propagation de la chaleur dans un matériau est donnée par l'équation 3.76 dans la direction axiale. Elle est donnée par l'équation 3.77 dans la direction radiale (voir la figure 3.12) :

$$k = C \frac{A}{L} \quad (3.76)$$

$$k = C \frac{2\pi L}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (3.77)$$

où  $C$ ,  $A$  et  $L$  sont la conductivité, la section et la longueur du chemin thermique dans la direction axiale. Dans la direction radiale,  $r_1$  et  $r_2$  représentent respectivement le rayon interne et le rayon externe du chemin thermique. La conductance résultant du transfert de chaleur sur une surface se calcule en multipliant l'aire de la surface par son coefficient de convection

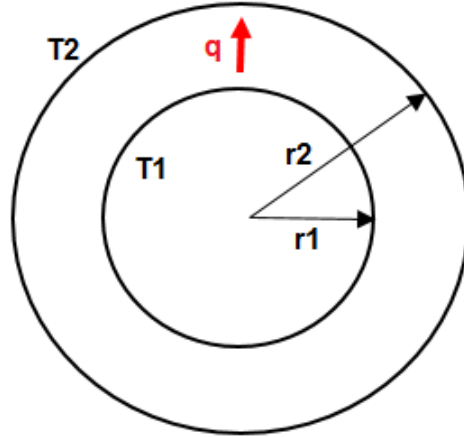


FIGURE 3.12 – Flux de chaleur  $q$  traversant un matériau cylindrique creux.

$C'$ . Similairement, la conductance de contact entre deux pièces d'une interface se calcule en divisant l'aire de la surface par sa résistance de contact.

### Construction de la matrice de conductances

La matrice de conductances, aussi connue sous le nom de matrice de rigidité, contient les conductances totales reliant les éléments finis du modèle. Il s'agit d'une matrice carrée et symétrique de taille égale au nombre d'éléments dans le modèle. Soit l'exemple donné par un modèle simplifié à quatre éléments présenté à la figure 3.13. La conductance thermique reliant l'élément 1 à l'élément 2 est nommée  $k_{12}$  et est égale à la conductance thermique dans le chemin inverse  $k_{21}$ . La valeur de la diagonale  $k_{11}$  est égale à la somme des conductances reliant l'élément 1 à son environnement (équation 3.79).

$$k_{11} = k_{12} + k_{13} + k_{14} \quad (3.78)$$

$$= k_{21} + k_{31} + k_{41} \quad (3.79)$$

La matrice de rigidité correspondant à cet exemple est présentée ci-dessous. Dans le cas du modèle thermique de la machine synchrone, cette méthode est employée avec les 21 éléments du modèle.

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & -k_{12} & -k_{13} & -k_{14} \\ & k_{22} & -k_{23} & -k_{24} \\ & & k_{33} & -k_{34} \\ (sym) & & & k_{44} \end{bmatrix}$$

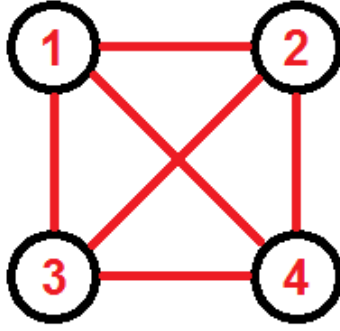


FIGURE 3.13 – Exemple d’un modèle à quatre éléments finis

### 3.4.2 Conditions aux bords du modèle thermique

La chaleur générée par les pertes du modèle multi-physique sont évacuées à travers des résistances thermiques dans l’huile et dans l’air de refroidissement. Ces fluides imposent les conditions aux bords sur les surfaces avec lesquelles ils entrent en contact direct. La température de l’huile varie en fonction de la quantité de chaleur totale devant être évacuée par les radiateurs du système de refroidissement. La température de l’air ambiant  $T_a$  est fixée à 40 degrés Celsius et la température de l’huile de refroidissement  $T_{oil}$  est calculée selon l’équation 3.80

$$T_{oil} = T_a + R_{thrad} \cdot P_{dissip} \quad (3.80)$$

où  $R_{thrad}$  est la résistance thermique des radiateurs lorsque la voiture roule à 45km/h. Cette vitesse correspond à la vitesse moyenne durant l’épreuve de l’endurance. La puissance à dissiper dans l’huile de refroidissement  $P_{dissip}$  correspond à la somme des pertes dans les onduleurs, les pertes par effet Joule dans les bobines des moteurs et les pertes magnétiques. Dû à la proximité du boîtier du réducteur et du moteur dans l’assemblage des porte-moyeux, il est considéré qu’un certain pourcentage des pertes dans les réducteurs sont évacuées dans l’huile de refroidissement. Une description de cet assemblage est présentée au chapitre 6.

## 3.5 Bilan énergétique et évaluation du résultat des fonctions objectifs

La première fonction objectif évaluée par l’algorithme d’optimisation multicritère vise à évaluer la masse totale équivalente de la voiture incluant l’effet de l’inertie en rotation. Cette masse est calculée en évaluant d’abord la masse statique  $m$  sans l’effet de l’inertie des pièces tournantes (équation 3.81). Elle s’obtient en additionnant la masse de base du châssis  $m_{base}$ , la masse estimée du pilote  $m_{pilote}$ , la masse de la batterie  $m_{batt}$ , la masse du système de refroidissement  $m_{refroidissement}$ , la masse de chaque réducteur  $m_{red}$  et la masse de chaque moteur  $m_{mot}$ .

$$m = m_{base} + m_{pilote} + m_{batt} + m_{refroidissement} + nb_{mot} (m_{moteur} + m_{red}) \quad (3.81)$$

La masse  $m_{refroidissement}$  est assumée constante et égale à 8kg. Cette valeur correspond à la masse d'un système de refroidissement dont l'équipe dispose. La masse de la batterie est calculée à partir du maximum entre deux facteurs limitants. Le premier facteur représente la masse d'une batterie ayant suffisamment d'énergie pour compléter tous les tours  $N_{lap}$  de l'épreuve de l'endurance. La masse correspondante est calculée à partir de l'énergie massique des cellules lithium-polymère utilisées. Un facteur multiplicatif  $sf$  de 110% est appliqué afin de fournir au pilote une marge de sécurité. Ce facteur est choisi selon un compromis effectué par l'équipe entre l'augmentation de masse supplémentaire de la voiture et la marge de manœuvre offerte au pilote afin de terminer l'épreuve de l'endurance. Le deuxième facteur limitant représente la masse d'une batterie ayant suffisamment de cellules afin de fournir la crête de puissance électrique  $P_{max}$  requise par la chaîne de traction. Ceci permet d'assurer que tous les points d'opération spécifiés dans le cycle routier sont atteignables. La masse de la batterie est calculée à partir de l'énergie massique des cellules utilisées  $E_{sLiPo}$  et de la puissance massique des cellules utilisées  $P_{sLiPo}$ . La consommation énergétique des composants auxiliaires (pompe à huile, ventilateur de refroidissement, etc) est négligeable par rapport à la consommation énergétique des moteurs et est négligée dans le calcul de la masse de la batterie.

$$m_{batt} = max \left[ sf \cdot N_{lap} \cdot nb_{mot} \sum_i \frac{(T_{mec,i} \cdot \omega_{r,i} + pertes_i)}{E_{sLiPo}} \Delta t, \frac{P_{max}}{P_{sLiPo}} \right] \quad (3.82)$$

La masse totale incluant les effets de l'inertie en rotation perçue lors de l'accélération est calculée par l'équation 3.83.

$$m_{equi} = m + \frac{J_{tot}}{r_{roues}^2} \quad (3.83)$$

La température maximale est choisie à partir des températures calculées par le modèle thermique à la section 3.4. Elle correspond généralement à la température du cuivre des bobines au milieu de l'encoche du stator. Elle permet au concepteur d'effectuer le meilleur compromis entre la masse de la voiture résultante et les classes d'isolants à employer (voir le tableau 4.2).

$$T_{max} = max \begin{bmatrix} T_1 \\ T_j \\ \dots \\ T_{N_t} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

### 3.6 Conclusion

Le modèle multi-physique analytique est composé d'un sous-modèle magnétique, électrique, mécanique et thermique. Il permet de calculer les dimensions et les caractéristiques de la chaîne de traction à partir du cahier des charges et d'une quantité réduite de variables d'optimisation. Ceci permet de calculer l'efficacité de la motorisation pour chaque point d'opération du cycle routier imposé. La masse totale de la voiture et la température maximale des moteurs sont ainsi calculées. Ces deux valeurs représentent le résultat des fonctions objectifs de l'optimisation multicritère, soit l'« adaptation » d'une motorisation au cahier des charges donné. L'utilisation d'un modèle analytique est avantageux puisqu'il permet l'évaluation d'un plus grand nombre d'individus à chaque génération de l'algorithme d'optimisation génétique. Ceci favorise la convergence de l'algorithme vers un front de Pareto global. Par la suite, le concepteur doit choisir une solution unique, ce qui implique le choix d'un compromis entre la masse et la température d'opération de la chaîne de traction.

## Chapitre 4

# Résultats de l'optimisation génétique multicritère à l'aide du modèle analytique

Le chapitre 3 a présenté un modèle multi-physique analytique permettant de « construire » une motorisation à partir d'un nombre restreint de variables de dimensionnement. Il permet également d'évaluer la masse totale de la voiture et la température maximale en régime permanent d'une motorisation à partir du modèle de pertes. Ces deux valeurs correspondent au résultat des fonctions objectifs établies à la section 2.5. Un algorithme d'optimisation génétique multicritère<sup>1</sup> est employé afin de minimiser la valeur de ces deux objectifs.

La première section (4.1) de ce chapitre présente les résultats obtenus suite à cette première boucle d'optimisation. Une solution faisant partie d'un des fronts de Pareto est choisie par le concepteur et ses caractéristiques sont présentées en détail (4.2). Finalement, les résultats obtenus sont comparés aux résultats d'une analyse par éléments finis sur un moteur identique afin de vérifier la validité de ces résultats (4.3).

### 4.1 Analyse des résultats obtenus

D'abord, la section 4.1.1 présente les résultats des fronts de Pareto et la variation des caractéristiques des moteurs. Un compromis est effectué et une solution est choisie à la section 4.1.2. Les résultats obtenus supposent une tension  $U_{dc}$  constante et égale à 330 volts, soit la tension nominale de la batterie. L'optimisation est réalisée en employant les contraintes d'optimisations présentées dans le tableau 4.1. Celles-ci sont choisies à partir des limites des matériaux magnétiques employés et des contraintes d'intégration dans le reste de la motorisation.

---

1. La fonction *gamultiobj* du logiciel *Matlab* est employée afin de réaliser l'optimisation génétique multicritère.



Variable de dimensionnement	Symbole	Maximum	Minimum	Unité
Nombre de paires de pôles	$p$	4	1	
Longueur active des moteurs	$L$	120	50	[mm]
Diamètre intérieur de la culasse du rotor	$D_{int}$	80	1	[mm]
Hauteur des encoches	$h_{es}$	30	3	[mm]
Ouverture des becs d'encoche	$k_{bec}$	0.9	0.2	
Épaisseur des aimants	$l_a$	6	1	[mm]
Densité de flux dans la culasse du stator	$B_{csmax}$	1.65	0.5	[T]
Densité de flux dans les dents du stator	$B_{dmax}$	1.65	0.5	[T]
Densité de flux dans les becs d'encoche	$B_{bmax}$	1.65	0.5	[T]
Nombre de spires par encoche	$n_s$	50	2	
Rapport de réduction des engrenages	$n$	12	5	

Tableau 4.1 – Contraintes d’optimisation utilisées pour le dimensionnement de la motorisation

#### 4.1.1 Fronts de Pareto

La figure 4.1 montre les fronts de Pareto issus de deux optimisations permettant de comparer différentes topologies de moteurs synchrones à aimants permanents. La première topologie évaluée est à rotor interne (bleu), alors que la seconde est à rotor externe (rouge). Leur front de Pareto respectif indique que pour une température maximale égale, la masse totale résultante est assez similaire pour les deux topologies. Une réduction de masse de quelques kilogrammes seulement est possible en adoptant une topologie à rotor externe.

Cependant, en considérant les effets de l’inertie en rotation des pièces tournantes sur les performances en accélération, une topologie à rotor externe paraît beaucoup plus pénalisante qu’une topologie à rotor interne. L’impact de l’inertie en rotation est calculé à l’aide de l’équation 3.83 et est bien visible sur la figure 4.1. Pour le cahier des charges donné, les performances des solutions à rotor interne sur la piste de course sont supérieures.

Les figures 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 et 4.6 présentent la variation de certains paramètres clés de la motorisation sur les fronts de Pareto. Elles représentent respectivement l’énergie de la batterie, le diamètre extérieur, la longueur active et la puissance massique des moteurs correspondants. La dernière figure présente le rapport de réduction entre les moteurs et les roues. Une discontinuité est observable dans les caractéristiques de la topologie à rotor interne. Elle est causée par le changement du rapport de réduction de 8 à 11,5 lorsqu’un deuxième étage est ajouté au réducteur. Le deuxième étage réducteur est modélisé comme une masse supplémentaire lorsque le rapport de réduction choisi par l’algorithme d’optimisation est supérieur à 8. Ce seuil est choisi à partir des contraintes géométriques dans lesquelles le réducteur planétaire doit être installé. Il est intéressant de noter que toutes les solutions formant ces deux fronts de Pareto ont quatre paires de pôles. De plus, les solutions à rotor externe ont une longueur active plus courte, mais un plus grand diamètre externe.

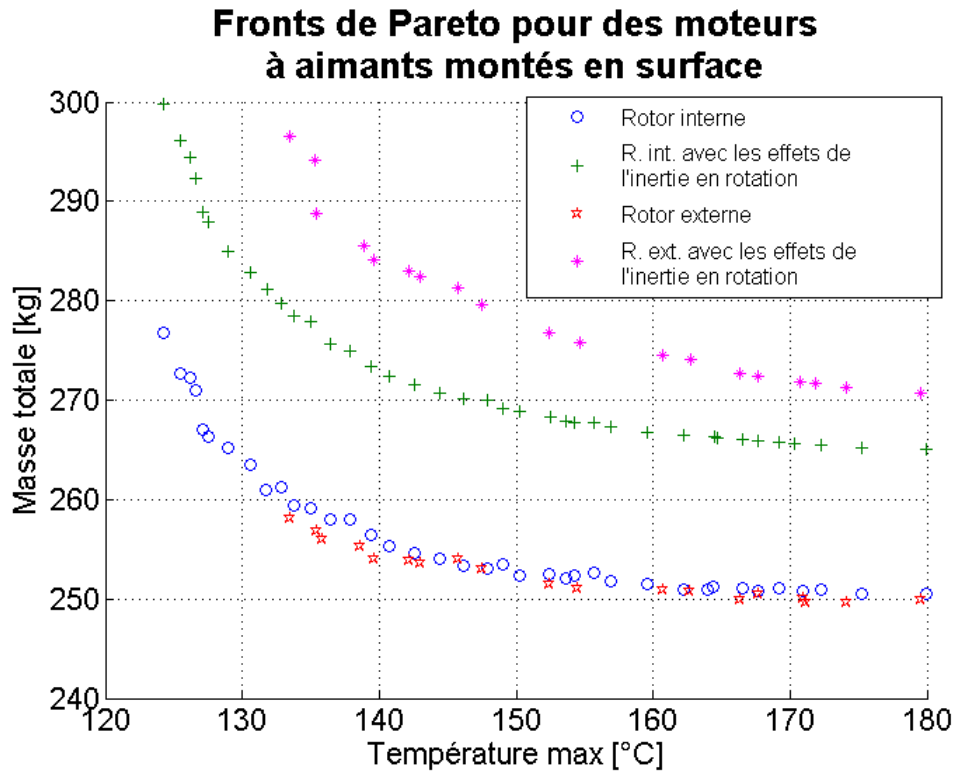


FIGURE 4.1 – Comparaison des fronts de Pareto pour une configuration à rotor interne et à rotor externe

#### 4.1.2 Choix d’une motorisation servant de point de départ à la deuxième boucle d’optimisation

Le tableau 4.2 présente la température d’opération maximale des différentes classes d’isolants électriques. Une température d’opération supérieure à celle permise par la classe des matériaux isolants utilisés cause un vieillissement prématuré et réduit la durée de vie utile du moteur. Chaque incrément de 10°C de la température de fonctionnement de l’isolant au-delà de sa valeur maximale réduit sa durée de vie de 50%.

Type d’isolation	Température maximale d’utilisation [°C]
Classe Y	90
Classe A	105
Classe E	120
Classe B	130
Classe F	155
Classe H	180
Classe C	>180

Tableau 4.2 – Températures maximales d’opération des matériaux isolants selon leur classe [43][44]

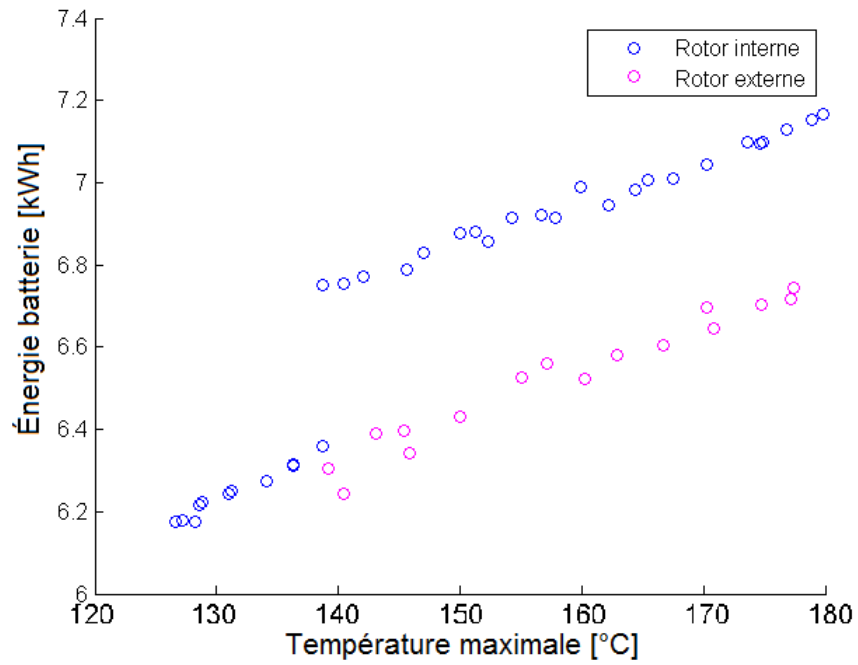


FIGURE 4.2 – Énergie dans la batterie requise par les différentes solutions formant les fronts de Pareto

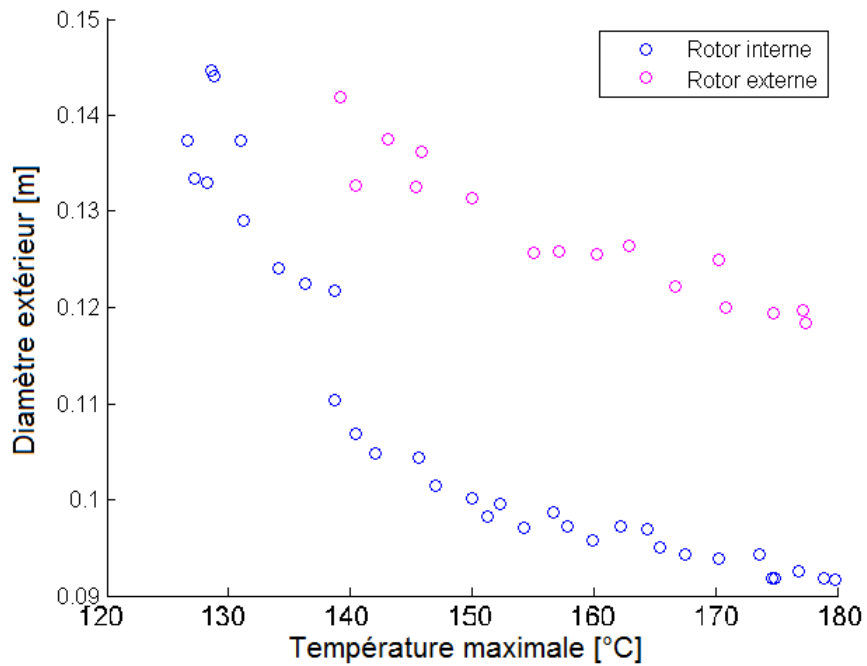


FIGURE 4.3 – Diamètre extérieur des moteurs des différentes solutions formant les fronts de Pareto

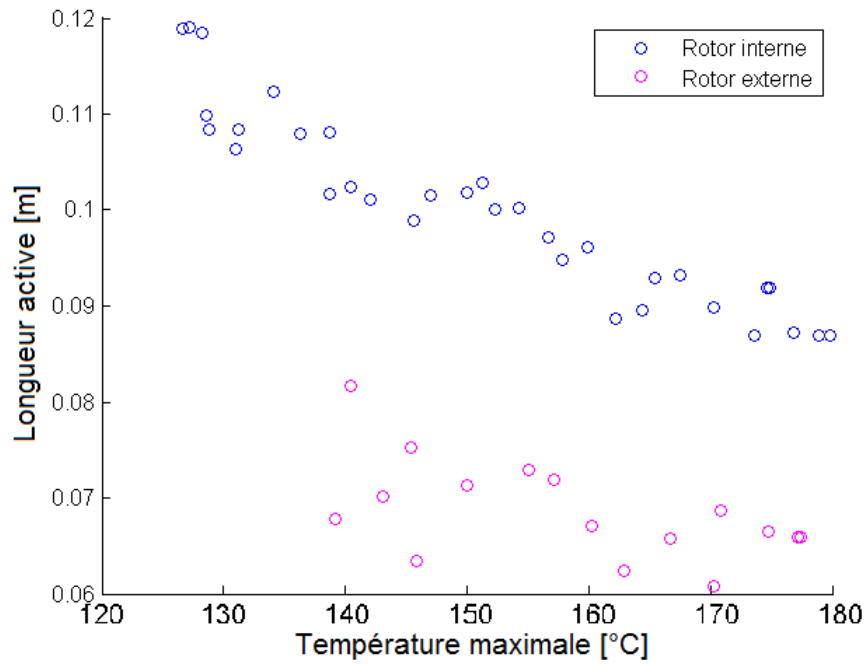


FIGURE 4.4 – Longueur active des moteurs des différentes solutions formant les fronts de Pareto

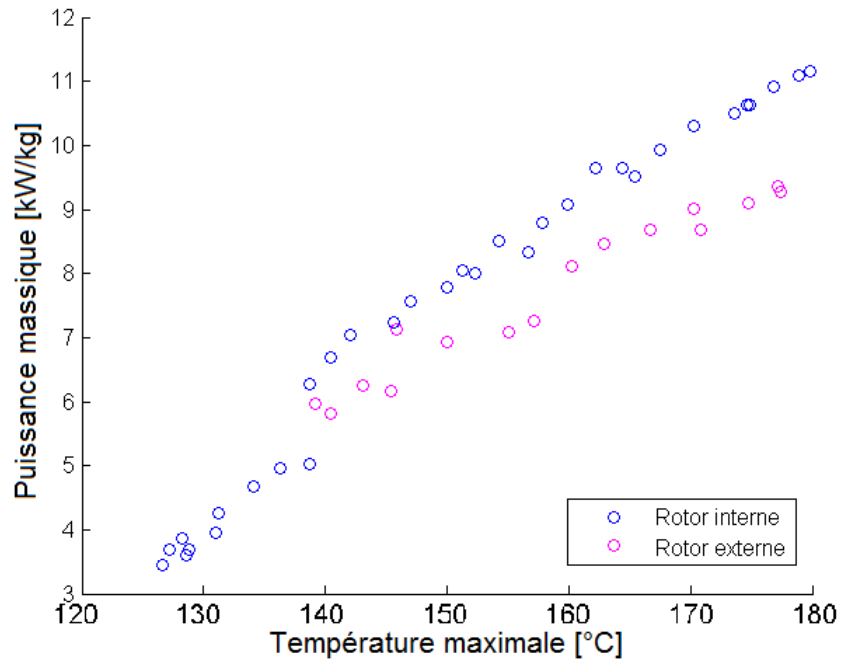


FIGURE 4.5 – Puissance massique des moteurs correspondant aux différentes solutions formant les fronts de Pareto

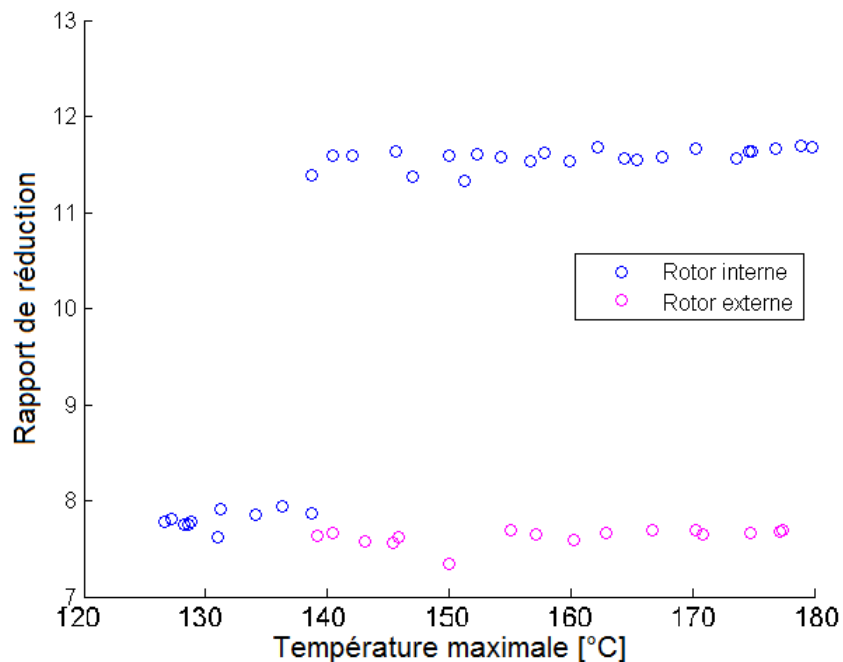


FIGURE 4.6 – Rapport de réduction des réducteurs correspondant aux différentes solutions formant les fronts de Pareto

Dans le cadre de ce projet, les matériaux isolants dont l'équipe dispose pour réaliser les moteurs ont une spécification en température de type Classe H. Puisque l'incertitude des modèles thermiques analytiques est généralement très élevée, un facteur de sécurité conservateur sur la température de fonctionnement maximale est ajouté. Une topologie à rotor interne est retenue en raison de sa meilleure performance sur piste lors de l'accélération. De plus, les règlements de la compétition requièrent l'installation de boucliers de dispersément afin de protéger toutes les pièces rotatives de la motorisation [1]. Par conséquent, une topologie à rotor externe est très difficile à intégrer dans les roues de la voiture. La solution retenue est celle offrant la plus faible température sans causer une augmentation significative de la masse totale.

- Température maximale de la solution retenue : 164°C ;
- Masse totale de la voiture : 251kg ;
- Masse totale perçue en accélération incluant les effets de l'inertie en rotation : 267kg ;

La masse totale de la voiture correspondant à la motorisation retenue est 7% inférieure à la masse estimée utilisée lors de la création du cahier des charges. De plus, l'efficacité moyenne de la motorisation sur le cycle routier est de 80%, alors que la valeur utilisée lors de la création du cahier des charges est de 84%. Comme ces valeurs sont similaires, une révision des hypothèses initiales selon la procédure illustrée à la figure 1.8 n'est pas jugée nécessaire.

## 4.2 Analyse de la motorisation retenue

Une vue en coupe d'un moteur formant la motorisation retenue est illustrée à la figure 4.7. D'abord, les performances de cette motorisation sont présentées dans le tableau 4.3. Ensuite, les dimensions et les caractéristiques de ce moteur sont présentées à la section 4.2.1. Les répartitions de la masse et des pertes entre les différentes sections de ce moteur sont présentées respectivement dans les sections 4.2.2 et 4.2.3. Finalement, la température des sections du moteur sont listées à la section 4.2.4.

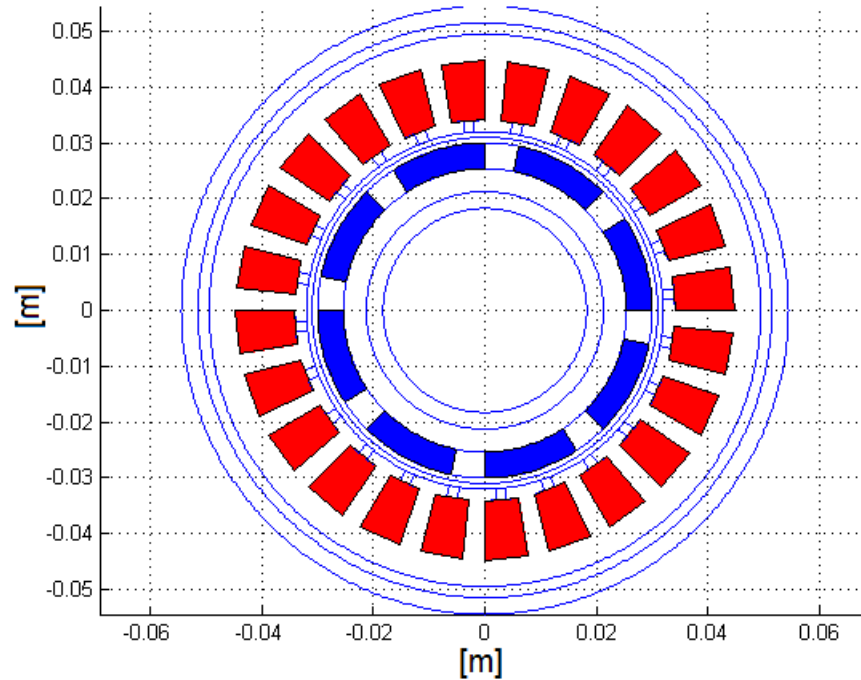


FIGURE 4.7 – Vue en coupe du moteur de la motorisation retenue

Paramètre	Valeur	Unité
Couple maximum de chaque moteur	23	[Nm]
Vitesse de base du moteur	12000	[RPM]
Vitesse maximale du moteur	15500	[RPM]
Puissance mécanique maximale de chaque moteur	29	[kW]
Puissance électrique maximale de la batterie	85	[kW]
Efficacité totale maximale	89	[%]
Efficacité moyenne sur le cycle routier	84	[%]

Tableau 4.3 – Performances de la chaîne de traction correspondant à la solution retenue

### 4.2.1 Dimensions de la motorisation

Les valeurs des variables d'optimisation correspondant à la solution retenue sont données dans le tableau 4.4. La concentration de flux dans les dents du stator a été maximisée par

l'algorithme d'optimisation et est très près de la borne supérieure fixée à 1,8T. Le rapport de réduction obtenu correspond à celui imposé dès le début de la conception, confirmant ainsi le choix d'un rapport de réduction aussi élevé que possible dans l'espace disponible.

<b>Variable d'optimisation</b>	<b>Symbole</b>	<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
Nombre de paires de pôles	$p$	4	
Longueur active	$L$	0,104	[m]
Diamètre intérieur du rotor	$D_{int}$	0,0426	[m]
Hauteur des encoches	$h_{es}$	0,0107	[m]
Ouverture des becs	$k_{bec}$	0,311	
Épaisseur d'aimants	$l_a$	0,0046	[m]
Induction maximale dans la culasse du stator	$B_{csmax}$	1,51	[T]
Induction maximale dans les dents	$B_{dmax}$	1,75	[T]
Induction maximale dans les becs	$B_{bmax}$	1,43	[T]
Nombre de spires par encoche	$n_s$	8,22	
Rapport de réduction	$n$	11,5	

Tableau 4.4 – Valeurs des variables d'optimisation correspondant à la solution retenue

Ces valeurs sont utilisées par le modèle multi-physique analytique afin de calculer les caractéristiques de la motorisation qui en découlent. Le tableau 4.5 présente quelques caractéristiques principales.

<b>Variable d'optimisation</b>	<b>Symbole</b>	<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
Induction dans l'entrefer	$B$	0,71	[T]
Flux permanent circulant dans un pôle	$\Phi_{pm}$	0,00138	[Wb]
Flux efficace induit au bobinage	$\Phi_v$	0,0323	[Wb]
nombre d'encoches	$n_{enc}$	24	
Diamètre d'alésage	$D$	64,1	[mm]
Épaisseur de la culasse du stator	$e_{culs}$	4,7	[mm]
Épaisseur de la culasse du rotor	$e_{culr}$	4,1	[mm]
Diamètre extérieur du stator	$D_{ext}$	98,3	[mm]
Diamètre intérieur du boîtier	$D_{ext1}$	102,3	[mm]
Diamètre extérieur du boîtier	$D_{ext2}$	108,3	[mm]
Densité de courant maximale dans le bobinage	$J$	$12 \times 10^6$	[A/m <sup>2</sup> ]
Masse d'un moteur	$P_{mot}$	5,31	[kg]
Résistance d'une phase	$R_s$	69,6	[mOhm]
Inductance cyclique	$L_s$	0,278	[mH]
Épaisseur de l'entrefer mécanique	$e_a$	1,0	[mm]
Épaisseur de la frette du rotor	$e_s$	1,0	[mm]
Ouverture des aimants	$\beta$	0,74	
Largeur angulaire des dents	$\theta_d$	6,9	[degrés]
Hauteur des encoches	$h_{es}$	10,7	[mm]
Hauteur des becs d'encoches	$h_{bec}$	1,7	[mm]

Tableau 4.5 – Valeurs des principaux paramètres d'un moteur correspondant à la solution retenue

### 4.2.2 Répartition de la masse

La figure 4.8 présente la répartition de la masse entre les différentes sections et matériaux d'un moteur formant la motorisation retenue. Le fer du stator correspond au composant le plus lourd du moteur, suivi par le cuivre du bobinage et le boîtier entourant le moteur et ses extrémités. La figure 4.9 illustre la répartition de la masse totale de la voiture entre ses différentes sections.

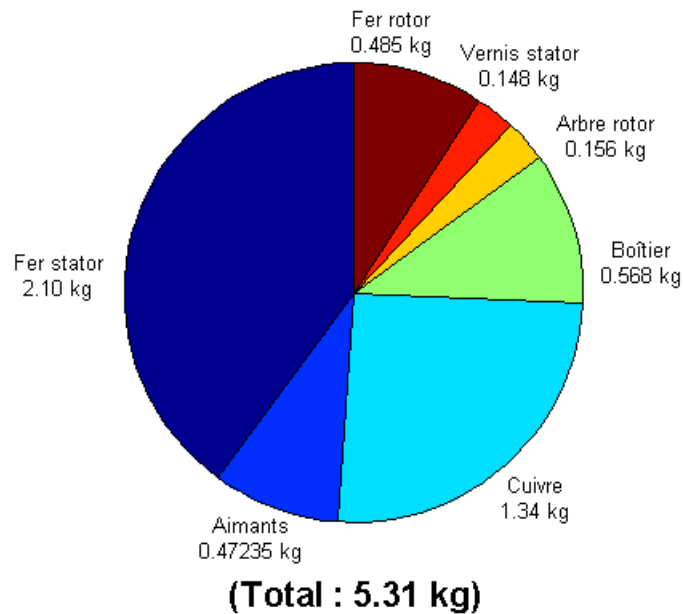


FIGURE 4.8 – Répartition de la masse dans un moteur de la solution retenue

### 4.2.3 Répartition des pertes

La répartition des pertes entre les différents éléments formant la motorisation est présentée à la figure 4.10. Celles-ci correspondent aux pertes d'une seule roue motrice, soit un onduleur, un moteur et un réducteur. Les réducteurs sont la principale source d'inefficacité dans la chaîne de traction, suivis par les pertes par effet Joule dans le bobinage des moteurs.

### 4.2.4 Températures en régime permanent

Les températures en régime permanent sont présentées dans le tableau 4.6. Le cuivre du bobinage représente l'élément de plus chaud dans le moteur.



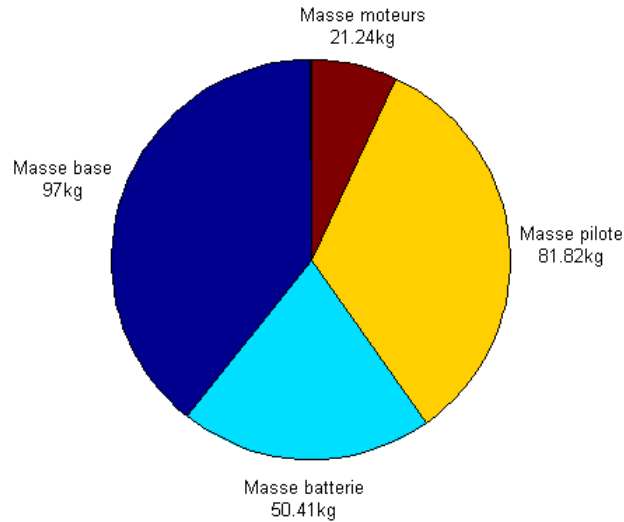


FIGURE 4.9 – Répartition de la masse entre les différentes sections de la voiture

Section du moteur	Température [°C]
Huile de refroidissement	56
Milieu de la culasse du stator	67
Milieu des bobines	164
Têtes des bobines	163
Milieu des dents	71

Tableau 4.6 – Températures en régime permanent des différentes sections d’un moteur de la motorisation retenue

### 4.3 Comparaison entre les résultats obtenus et ceux d’une analyse par éléments finis

Les valeurs des variables d’optimisation correspondant à la solution retenue ont permis de « construire » la motorisation présentée dans la section 4.2. Dans cette section, ces mêmes dimensions sont utilisées afin de calculer les flux circulant dans le moteur à l’aide d’un outil d’analyse par éléments finis. Ceci permet de vérifier la validité des résultats obtenus par le modèle multi-physique analytique.

#### 4.3.1 Comparaison de la valeur des flux et des densités de flux

L’induction et les flux sont mesurés sans courant dans le bobinage du stator. Il s’agit d’une analyse du moteur à vide en magnétostatique. Le résultat de cette analyse est illustré à la figure 4.11. Les valeurs des flux sont obtenus directement à partir des résultats de l’analyse par éléments finis (tableau 4.7).

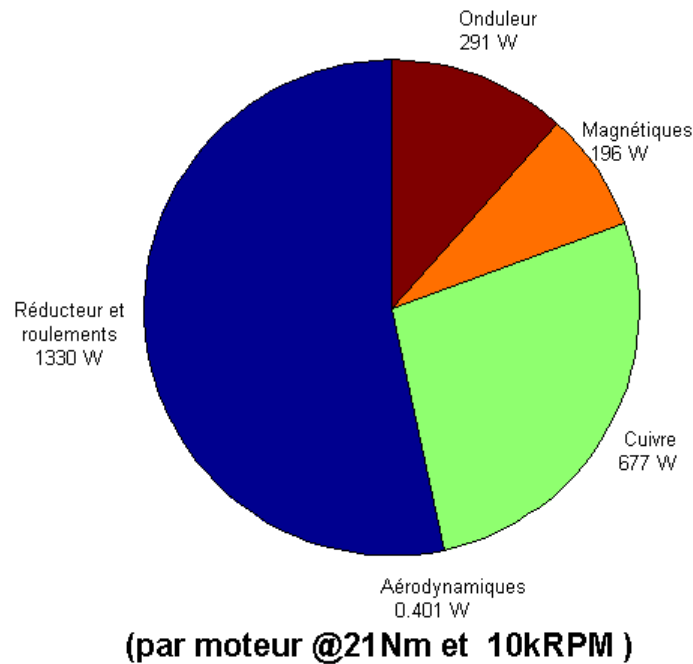


FIGURE 4.10 – Répartition des pertes dans un moteur de la solution retenue au point d’opération mentionné

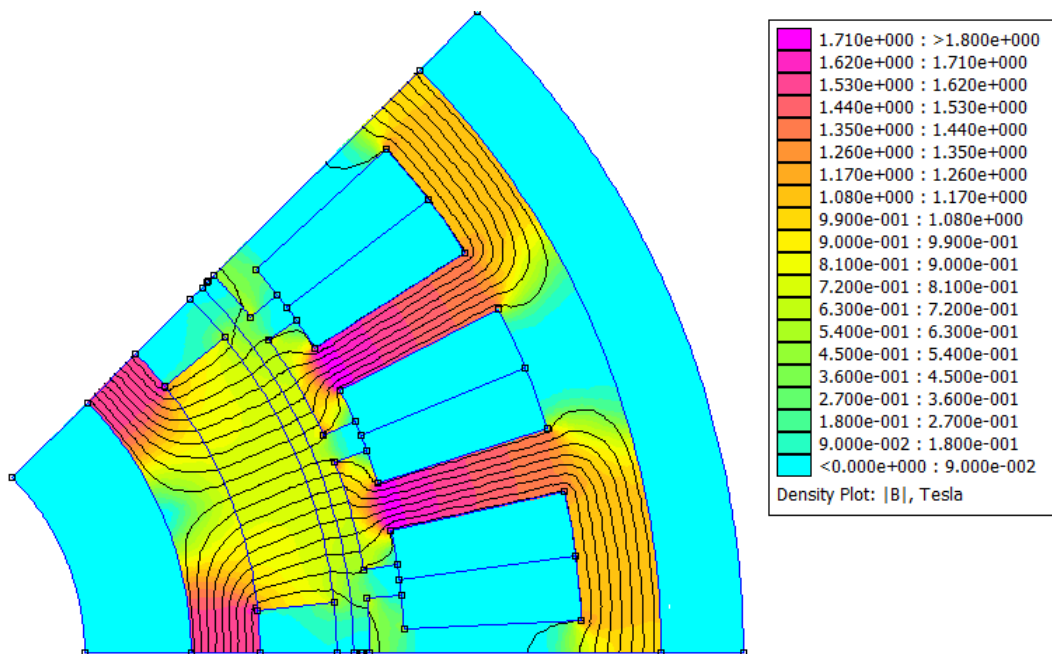


FIGURE 4.11 – Densité de flux calculée par éléments finis dans le moteur de la solution retenue

Les résultats obtenus correspondent bien aux résultats prédits par le modèle analytique multi-physique. Cependant, une erreur de 25,8% est présente sur la valeur de l’induction maximale

Mesure	Analytique	Éléments finis	Unité	Erreur
Induction dans la culasse du rotor	1,60	1,58	[T]	1,2%
Induction dans la culasse du stator	1,51	1,20	[T]	25,8%
Induction dans les dents	1,75	1,71	[T]	2,3%
Induction dans les becs	1,43	1,50	[T]	-4,7%
Induction dans l'entrefer	0,71	0,75	[T]	-5,3%
Flux total circulant sous un pôle	0,00138	0,00132	[Wb]	4,5%
Flux efficace induit dans le bobinage	0,0323	0,0291	[Wb]	11,0%

Tableau 4.7 – Comparaison des flux et des inductions dans le moteur entre le modèle analytique et l'analyse par éléments finis

dans la culasse du stator  $B_{csmax}$ . En effet, le modèle analytique néglige le flux de fuite ne circulant pas dans la culasse du stator. De plus, le flux total circulant dans un pôle est moins élevé dans le modèle par éléments finis que dans le modèle analytique. Finalement, le flux dans la culasse correspond à la somme des flux d'un pôle. Le modèle analytique néglige le facteur de forme de l'induction dans l'entrefer et assume une amplitude  $B$  constante sur tout l'angle couvert par l'aimant. Cette hypothèse diverge légèrement des résultats de l'analyse par éléments finis, tel qu'observable à la figure 4.12. Par conséquent, le flux ne traversant pas les encoches du stator réduit également le flux efficace induit dans le bobinage  $\Phi_v$  (voir la figure 4.13).

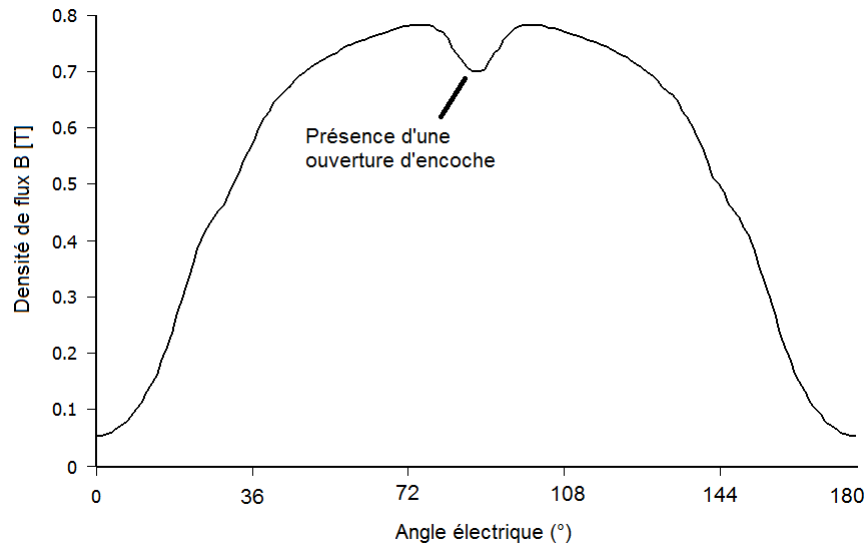


FIGURE 4.12 – Densité de flux calculée par éléments finis en fonction de l'angle électrique dans l'entrefer du moteur de la solution retenue

### 4.3.2 Comparaison de l'inductance cyclique

L'inductance des phases du moteur de la solution retenue est mesurée afin de valider la technique de calcul analytique présentée par [24]. Pour ce faire, l'induction rémanente  $B_r$  des

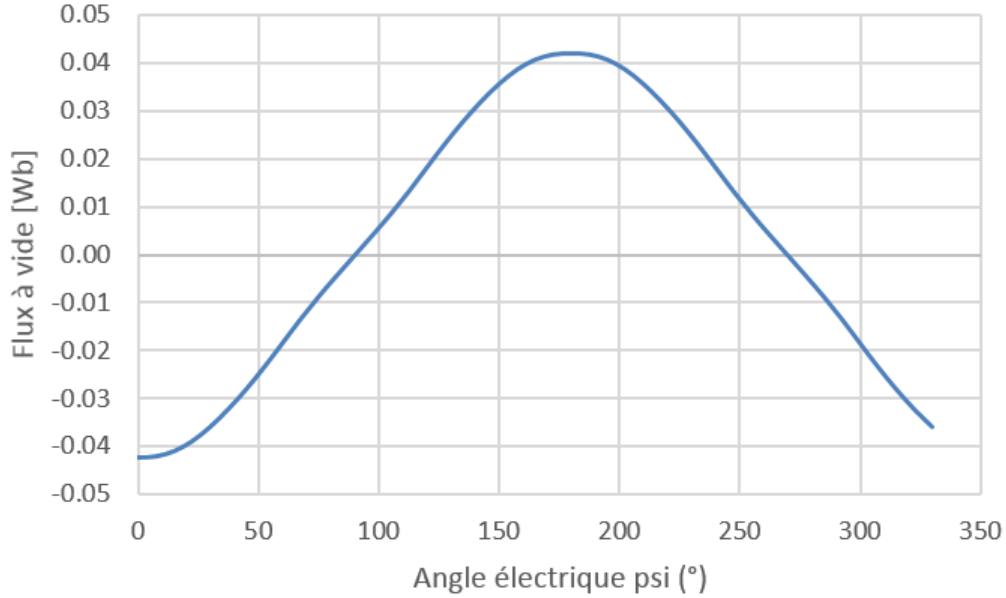


FIGURE 4.13 – Flux permanent induit au bobinage calculé par éléments finis en fonction de l’angle électrique du moteur de la solution retenue

aimants du modèle par éléments finis est fixée à zéro. Un courant continu  $I_s$  est envoyé entre deux phases du bobinage. L’inductance cyclique se calcule en divisant le flux induit dans la bobine d’une phase par le courant  $I_s$  utilisé pour générer ce flux. Cette mesure est effectuée pour plusieurs positions du rotor afin de vérifier que le moteur est à pôles lisses. L’inductance du bobinage en fonction de l’angle électrique du rotor est présentée à la figure 4.14.

La variation de l’inductance est très faible et le rapport de saillance est près de l’unité (équation 4.1). L’écart entre l’inductance cyclique calculée selon le modèle analytique et le modèle par éléments finis est de -8.6%. Cet écart s’explique en partie par l’inductance de fuite dans l’entrefer qui est négligée par le modèle analytique.

$$\xi = L_d/L_q = 0,9964 \quad (4.1)$$

### 4.3.3 Comparaison de la courbe couple-courant

La figure 4.15 montre la relation entre le courant efficace dans l’axe quadratique du moteur  $I_q$  et le couple du rotor. On remarque que le modèle analytique et le modèle par éléments finis donnent des résultats similaires pour des faibles courants ( $< 80\text{A}$ ). La différence entre la pente des deux courbes dans cette région est causée par la différence entre le flux à vide des deux modèles. Le modèle analytique ne simule pas la saturation magnétique de l’acier électrique du stator. Par conséquent, sa constante de couple est indépendante du courant dans le stator et la courbe couple-courant associée reste linéaire. De son côté, le modèle par éléments finis

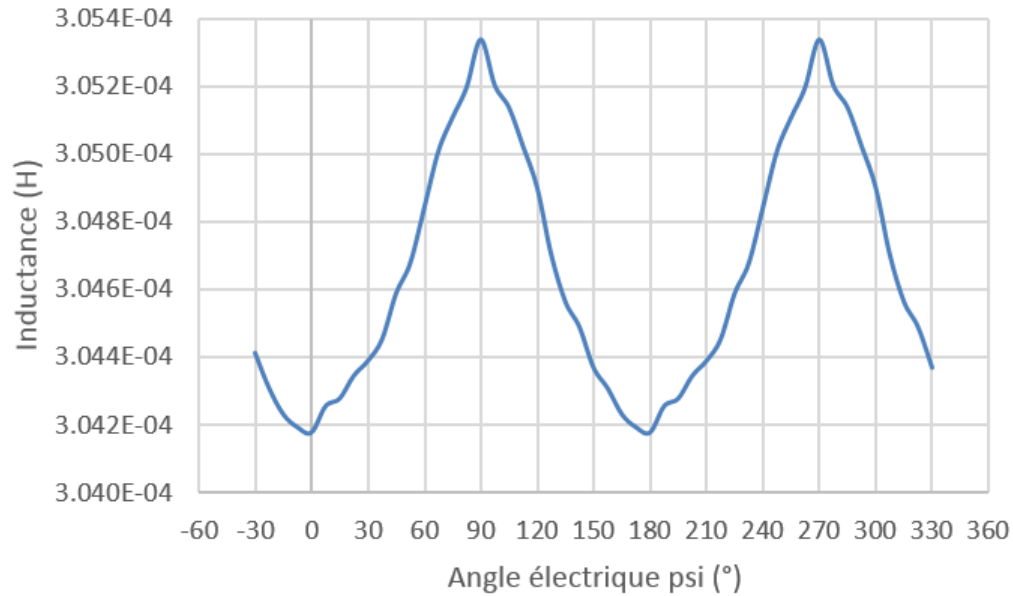


FIGURE 4.14 – Inductance cyclique calculée par éléments finis en fonction de l'angle électrique du moteur de la solution retenue

prend en compte la saturation des matériaux magnétiques. La constante de couple du moteur diminue pour les courants plus élevés et la courbe couple-courant correspondante diverge de celle du modèle analytique.

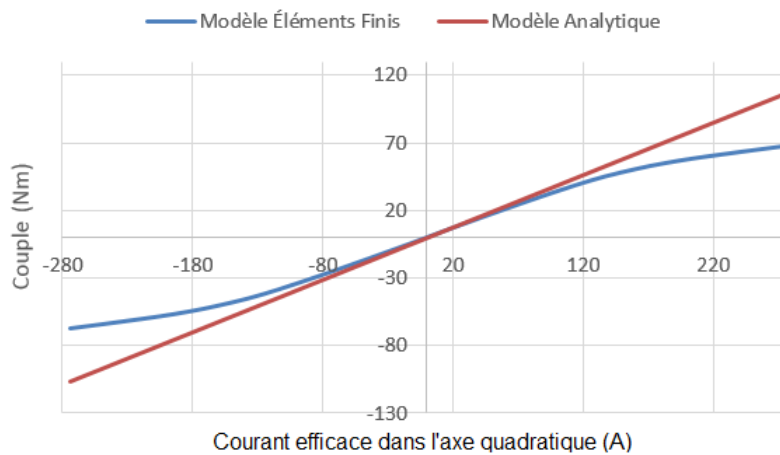


FIGURE 4.15 – Relation entre le couple maximal et le courant efficace pour le modèle analytique et pour le modèle par éléments finis

#### 4.3.4 Comparaison de la force électromotrice à vide

La figure 4.16 montre la force électromotrice à vide mesurée entre la phase A et le point neutre (tension ligne-neutre) et entre la phase A et la phase B (tension ligne-ligne). Ces mesures sont effectuées à la fois sur le modèle analytique et sur le modèle par éléments finis. Les tensions ont

des amplitudes similaires. Cependant, l'analyse par éléments finis révèle la présence d'un fort contenu harmonique dans les formes d'ondes. Les harmoniques de tension causent des pertes fer supplémentaires dans le stator. La distortion harmonique totale de la tension ligne-ligne est de 6,0%.

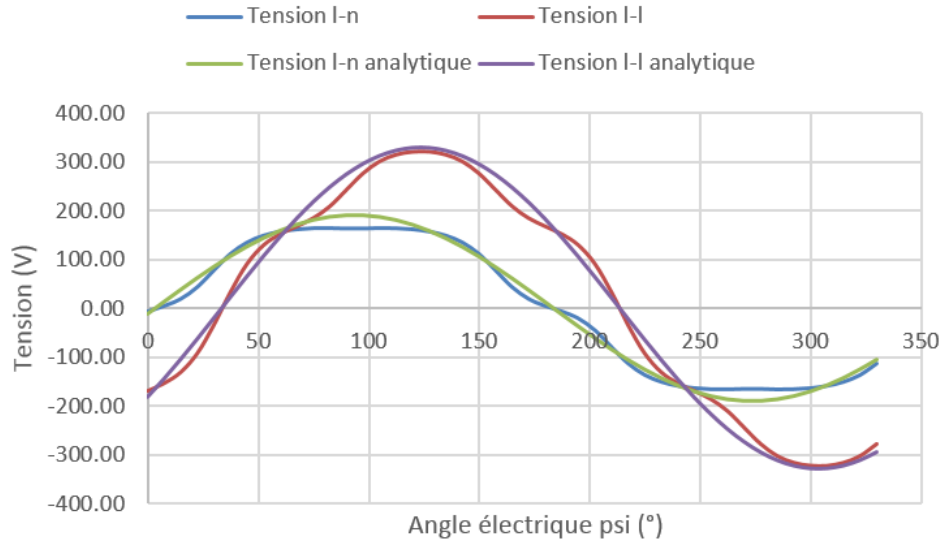


FIGURE 4.16 – Forces électromotrices à vide ligne-neutre et ligne-ligne du modèle par éléments finis et du modèle analytique à 10kRPM

## 4.4 Conclusion

L'optimisation génétique multicritère de la chaîne de traction est effectuée pour une topologie de moteur à rotor interne et à rotor externe. Les fronts de Pareto obtenus indiquent des solutions ayant une adaptation similaire entre les deux topologies lorsque la masse totale statique de la voiture est considérée. Cependant, la masse perçue lors de l'accélération prenant compte l'effet de l'inertie en rotation favorise la topologie de moteur à rotor interne. Parmi tous les candidats formant le front de Pareto de la topologie à rotor interne, la solution la plus légère respectant la contrainte en température est choisie. Cette contrainte provient de la limitation de la température de fonctionnement maximale des isolants électriques utilisés dans les moteurs.

La solution retenue sert de point de départ à une deuxième boucle d'optimisation. L'utilisation d'un outil de calcul des champs par éléments finis permet de remplacer le modèle électromagnétique analytique utilisé précédemment. Cette deuxième boucle d'optimisation s'exécute relativement rapidement grâce à la solution initiale retenue qui a dégrossi le domaine des solutions à explorer. L'optimisation avec un outil d'analyse par éléments finis dans la boucle permet de corriger les erreurs de modélisation du modèle analytique.

## Chapitre 5

# Optimisation locale de la solution retenue à l'aide d'un outil d'analyse par éléments finis

Plusieurs techniques de conception par optimisation du modèle direct n'utilisent que des modèles analytiques, ce qui affecte la validité de la solution trouvée. D'autres incluent systématiquement un modèle par éléments finis dans la boucle d'optimisation, ce qui nécessite une plus grande quantité de calculs [5][6]. Certaines approches consistent à corriger le modèle analytique à la fin d'une optimisation en affinant sa précision par des simulations à l'aide des éléments finis en ajustant des coefficients dans les équations de départ [7]. Dans le cadre de ce projet, la méthodologie développée au chapitre 1 est appliquée en deux étapes afin de garantir la précision des résultats obtenus tout en analysant rapidement le plus large éventail de chaînes de traction possible. La première étape, dont les résultats sont présentés au chapitre 4, utilise un algorithme d'optimisation génétique ainsi qu'un modèle analytique du système afin de trouver une solution préliminaire. Les dimensions de cette solution sont utilisées comme point de départ pour une deuxième boucle d'optimisation. Ceci permet de réduire l'espace des solutions de la deuxième boucle de conception. Celle-ci utilise un algorithme d'optimisation local jumelé à un outil de calcul des champs par éléments finis afin de remplacer le modèle électromagnétique analytique utilisé lors de l'étape précédente. Les erreurs du modèle analytique causées par certaines hypothèses de modélisation sont ainsi évitées. Le résultat de la deuxième boucle d'optimisation est la solution finale. Le dimensionnement de la motorisation est complété avec une grande précision, malgré la relative lenteur des calculs par éléments finis. La température correspondant à la motorisation candidate choisie au chapitre précédent est maintenant la température cible, transformant le problème initial en une optimisation monocritère dont l'objectif est la minimisation de la masse totale de la voiture pour une température donnée.

La section 5.1 décrit le modèle par éléments finis et son intégration pour l'évaluation de la

fonction objectif et de plusieurs contraintes de conception. Les techniques employées pour mesurer les paramètres électriques et magnétiques d'un moteur à partir du nouveau modèle par éléments finis sont décrites à la section 5.2. Finalement, la section 5.3 présente les résultats de la deuxième optimisation.

## 5.1 Description du modèle par éléments finis

L'outil de calcul des champs par éléments finis remplace le modèle électrique et le modèle magnétique développés au chapitre 3. Cependant, les modèles mécaniques et thermiques restent inchangés. Les variables de dimensionnement utilisées par l'algorithme d'optimisation sont redéfinies afin de s'adapter au nouveau modèle et correspondre aux entrées du modèle par éléments finis.

### 5.1.1 Entrées du modèle par éléments finis

Les variables correspondant aux densités de flux maximales sont remplacées par les dimensions de la machine. Les densités de flux dans un moteur sont maintenant une conséquence directe de la courbe B-H du matériau, de la géométrie du rotor et du stator et des différentes sources de champ magnétiques. Les contraintes géométriques limitant la valeur des variables d'optimisation sont présentées à la section 5.3.

En raison d'un échéancier exigeant et des délais de fabrication relativement longs, nous avons fixé les dimensions du rotor à celles de la solution retenue au chapitre précédent. Ceci a permis d'anticiper la fabrication des aimants. Seul le stator du moteur a été optimisé au cours cette deuxième étape de conception. Ses variables de dimensionnement sont listées ci-dessous.

1. Hauteur des becs d'encoche  $h_{bec}$  ;
2. Hauteur des encoches du stator  $h_{es}$  ;
3. Épaisseur de la culasse du stator  $e_{culs}$  ;
4. Largeur angulaire d'une encoche  $\theta_e$  ;
5. Ouverture des becs d'encoche  $\theta_{bec}$  ;
6. Nombre de spires par encoche  $n_s$  ;

Les dimensions du rotor qui ne sont pas optimisées sont présentées dans le tableau 5.1.

### 5.1.2 Conditions limites du domaine d'analyse

La structure retenue pour les moteurs synchrones possède une symétrie angulaire qui permet de réduire la taille du problème par éléments finis. Comme le nombre d'encoches par pôle et par phase choisi est entier, il est possible de réduire le domaine d'étude à un seul pôle de la



Dimension	Symbole	Valeur [m]
Longueur active de la machine	$L$	0,104
Diamètre de l'arbre du rotor	$D_{int}$	0,0426
Épaisseur de la culasse du rotor	$e_{culr}$	0,0041
Épaisseur des aimants	$l_a$	0,0046

Tableau 5.1 – Dimensions du rotor imposées dès le début de la deuxième boucle d'optimisation

machine. Le pôle simulé, qui représente un huitième du moteur, est illustré à la figure 5.1. Afin de simuler l'alternance entre les pôles nord et les pôles sud, une antisymétrie angulaire est établie aux frontières radiales du pôle simulé afin de représenter les pôles voisins. Ceci permet de fermer le circuit magnétique du moteur. Les quantités électriques et magnétiques mesurées sont multipliées par le nombre total de pôles dans le moteur afin de retrouver les valeurs correspondant à la machine entière.

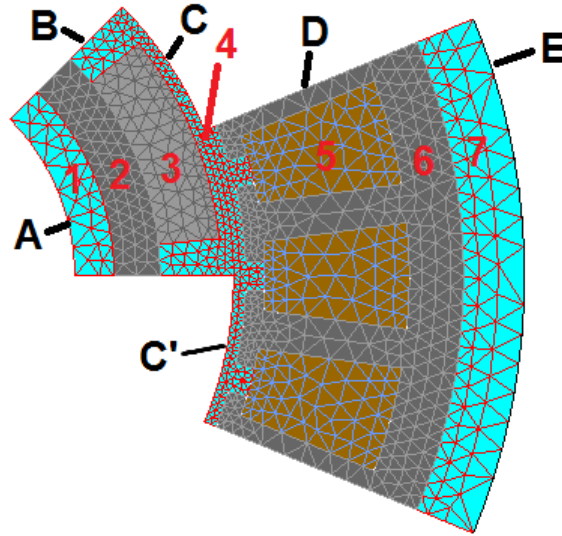


FIGURE 5.1 – Régions, limites et maillage du modèle d'analyse par éléments finis

Les différentes régions du modèle sont numérotées de 1 à 7. Elles représentent respectivement :

1. L'air à l'intérieur du rotor. Les propriétés du vide y sont assignées, c'est-à-dire une perméabilité magnétique égale à  $\mu_0$  et une conductivité électrique nulle.
2. L'acier électrique du rotor. La courbe  $B(H)$  et la résistivité électrique de l'alliage utilisé sont assignées à cette région afin de simuler la saturation et les pertes par courants de Foucault.
3. Un aimant Néodyme-Fer-Bore N38UH. Une perméabilité magnétique relative  $\mu_r$  de 1,05 y est assignée. De plus, une résistivité électrique de  $1,6 \times 10^{-6} \Omega.m$  est assignée à cette région afin de simuler les courants de Foucault dans les aimants. Finalement, une in-

duction rémanente  $B_r$  est appliquée et orientée radialement. Il est assumé que l'aimant du pôle représenté a sa face nord orientée vers la surface extérieure du rotor. La valeur de  $B_r$  choisie n'est pas l'induction rémanente maximale, mais plutôt celle correspondant à une température des aimants de 60 degrés Celcius. Il s'agit de la température de fonctionnement du rotor estimée.

4. L'entrefer entre le rotor et le stator. Les propriétés du vide y sont assignées.
5. Le cuivre du bobinage. La perméabilité magnétique du bobinage est assumée unitaire. La résistivité correspondant à cette région est celle du cuivre pur à la température maximale de fonctionnement du moteur.
6. L'acier électrique du stator. Tout comme le rotor, la courbe  $B(H)$  et la résistivité électrique de l'alliage choisi sont assignés à cette région.
7. L'huile de refroidissement de la culasse du stator. Ses propriétés électriques et magnétiques sont assumées égales à celles du vide.

Les frontières du domaine d'analyse, identifiées par les lettres  $A$  jusqu'à  $E$ , correspondent aux conditions aux limites du problème par éléments finis. La périodicité du segment de moteur simulé est réalisée en appliquant une condition d'antisymétrie sur les frontières  $B$ ,  $C$  et  $D$ . De plus, une condition de Dirichlet est appliquée à la frontière interne  $A$  et à la frontière externe  $E$  du moteur. Elle fixe le potentiel vecteur du champ magnétique sortant à zéro.

## 5.2 Analyse d'un moteur à l'aide du modèle par éléments finis

Les paramètres électriques et magnétiques mesurés à l'aide du modèle par éléments finis sont le flux permanent à vide et l'inductance cyclique du bobinage. En utilisant un modèle équivalent de circuit de Park, ces paramètres permettent d'estimer les courants dans l'axe quadratique et dans l'axe direct afin de simuler le moteur à un point d'opération donné. La simulation de la machine aux points d'opération du cahier des charges permet de calculer les pertes, l'élévation en température du moteur et le résultat de la fonction objectif « masse ». La contrainte sur la température cible du moteur est imposée en ajoutant une pénalité à la masse de la voiture selon l'équation 5.1. Cette pénalité est proportionnelle à l'écart entre la température obtenue et la valeur cible.

$$penalite = max(0, temperature_{max} - temperature_{cible}) \quad (5.1)$$

### 5.2.1 Mesure du flux permanent à vide

Le flux permanent efficace à vide est directement lié à la constante de couple du moteur. Il permet d'estimer le courant dans l'axe quadratique nécessaire afin de développer le couple désiré. Le flux efficace est mesuré en effectuant un essai à vide de la machine. Ceci est réalisé

en tournant le rotor sans courant dans le bobinage. Pour chaque position rotorique, le flux circulant dans une phase est mesuré. Finalement, la courbe du flux dans une phase en fonction de l'angle électrique est décomposée en séries de Fourier afin de ne relever que la valeur efficace du fondamental  $\Phi_v$ . La figure 5.2 montre les lignes de champ et les densités de flux dans le modèle lors d'un essai à vide en magnéto-statique.

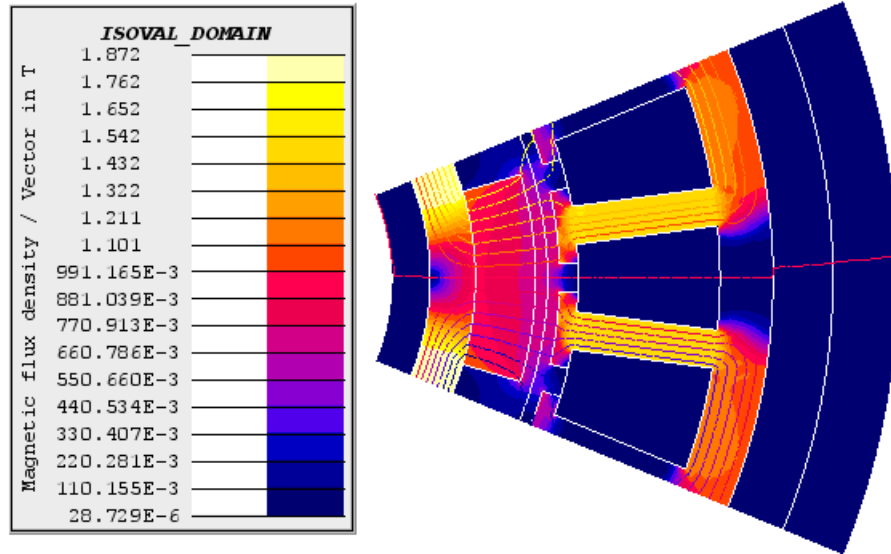


FIGURE 5.2 – Représentation des lignes de champ et des densités de flux dans le moteur lors d'un essai à vide

La valeur de  $\Phi_v$  mesurée permet également de comparer le moteur final au moteur initial de la deuxième optimisation. Comme sa valeur est mesurée à vide, elle ne prend pas en considération les effets de la réaction d'induit qui est fonction du point d'opération du moteur. Le courant dans l'axe quadratique nécessaire à l'atteinte du couple désiré est estimé à partir de la constante de couple. Cependant, ce courant ne représente qu'un estimé initial et quelques itérations sont nécessaires afin de trouver une valeur plus précise du courant. Ce problème est traité à la section 5.2.3.

### 5.2.2 Mesure de l'inductance cyclique

Dans le cadre de cette analyse, l'inductance cyclique du bobinage est utilisée afin de calculer un estimé initial du courant de défluxage du rotor. Un courant démagnétisant est parfois nécessaire pour quelques points d'opération afin de respecter la limite en tension de l'onduleur. Les équations ci-dessous permettent de calculer la valeur de l'inductance cyclique à partir de l'énergie magnétique dans le domaine d'analyse. Ce calcul permet d'évaluer la variation de l'inductance en fonction du point d'opération du moteur. D'abord, l'énergie à vide (sans courant dans le bobinage)  $E_{d0}$  est calculée pour tous les éléments finis  $i$  selon l'équation 5.2 :

$$E_d = \sum_i \frac{1}{2} \frac{\|B_i\|^2}{\mu_i} V_i \quad (5.2)$$

où  $V_i$  est le volume couvert par l'élément  $i$  et  $\mu_i$  est la perméabilité du milieu correspondant. Par la suite, les courants  $I_d$  et  $I_q$  pour lesquels l'inductance est mesurée sont appliqués sur les phases du bobinage. L'inductance est mesurée en comparant l'énergie à vide et l'énergie magnétique avec les courants dans les phases selon l'équation 5.3 :

$$L_s = 2 \frac{E_{d1} - E_{d0}}{I_s^2} \quad (5.3)$$

où  $I_s$  est le module des courants dans l'axe quadratique et dans l'axe direct. La mesure est effectuée sans tourner le rotor.

### 5.2.3 Identification du courant et de l'angle de commande

Chaque point d'opération de la motorisation est défini par un couple et une vitesse des moteurs. Cependant, le couple correspond à l'une des sorties du modèle par éléments finis et il ne peut pas être directement contrôlé. Le courant et l'angle de commande correspondant peuvent être estimés, mais la précision est affectée par la non linéarité des matériaux magnétiques du modèle. L'estimation des courants dans l'axe direct et dans l'axe quadratique permettant de développer le couple demandé sont donnés respectivement par les équations 3.48 et 3.49 et la démarche employée est illustrée à la figure 5.3.

Afin de calculer une valeur plus précise du courant  $I_d$ , deux analyses par éléments finis en magnétodynamique sont effectuées sur le moteur en utilisant la valeur de  $I_q$  estimée. La première analyse utilise un courant de défluxage du rotor légèrement inférieur à la valeur de  $I_d$  estimée. La deuxième analyse utilise une valeur de  $I_d$  légèrement supérieure à celle estimée. Les résultats de ces deux analyses sont utilisés afin d'identifier une droite de régression linéaire modélisant le fondamental de la tension ligne-neutre aux bornes du stator en fonction du courant  $I_d$ . Cette droite est ensuite employée afin de calculer par interpolation linéaire la valeur de  $I_d$  permettant de respecter la contrainte de tension maximale  $V_{smax}$ .

La technique utilisée pour calculer de façon précise la valeur du courant  $I_q$  est similaire à celle employée au paragraphe précédent. D'abord, le courant dans l'axe direct est envoyé dans le bobinage du stator. Un courant  $I_q$  légèrement inférieur et un courant légèrement supérieur à la valeur estimée sont utilisés pour ces deux analyses. Les couples résultants sont utilisés afin de construire une droite de régression linéaire permettant d'identifier précisément la valeur du courant dans l'axe quadratique permettant de développer le couple demandé. L'amplitude du courant est calculée selon l'équation 5.4 et l'angle de commande  $\Psi$  est calculé selon l'équation 5.5.

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (5.4)$$

$$\Psi = \text{atan} \left( \frac{I_d}{I_q} \right) \quad (5.5)$$

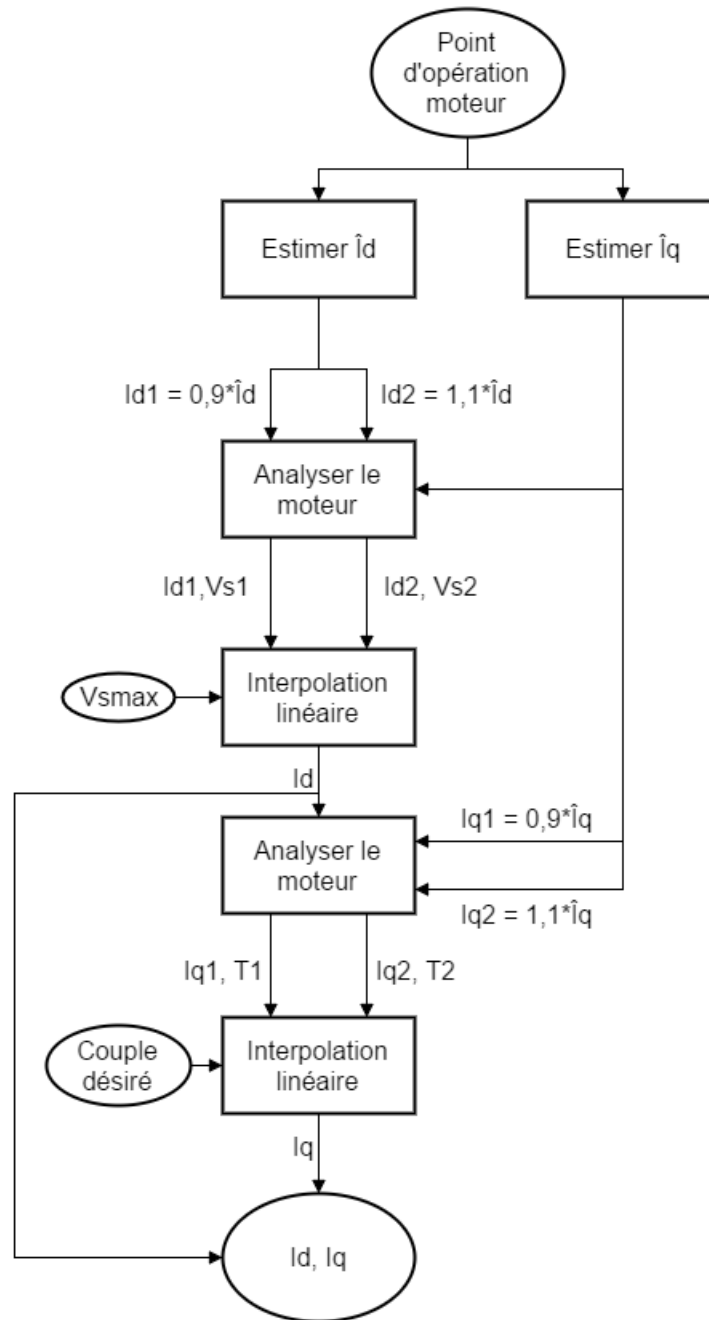


FIGURE 5.3 – Démarche employée afin de calculer précisément les courants  $I_d$  et  $I_q$  permettant d'atteindre le point d'opération simulé

## 5.2.4 Mesure des pertes aux points d'opération

Puisque le modèle mécanique analytique est inchangé par rapport au modèle multi-physique analytique, seules les pertes par effet Joule et les pertes magnétiques sont évaluées par le nouveau modèle par éléments finis. Les pertes mécaniques sont estimées à partir des équations développées à la section 3.3.

Afin de mesurer les différentes pertes aux points d'opération des moteurs, il faut identifier l'amplitude des courants et l'angle de commande nécessaires à l'atteinte des couples demandés selon la technique décrite à la section précédente. Pour cela, on réalise un essai en magnéto-dynamique et en charge en envoyant les courants correspondant dans les bobines du stator. Le champ magnétique dans le moteur lors d'un tel essai est présenté à la figure 5.4.

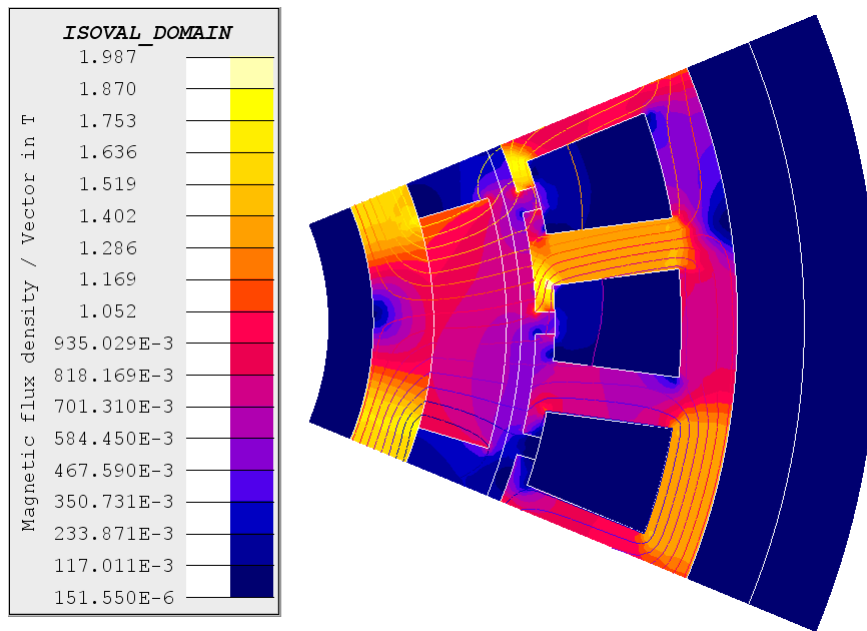


FIGURE 5.4 – Représentation des lignes de champ et des densités de flux dans le moteur lors d'un essai en charge

Les pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans le fer du stator sont directement évaluées par le logiciel de calcul des champs. Le modèle des pertes de Bertotti est utilisé et les coefficients des pertes par hystérésis  $k_h$  et des pertes excédentaires  $k_e$  sont les mêmes que ceux utilisés par le modèle analytique. Un avantage du modèle par éléments finis réside dans l'évaluation des pertes à une échelle beaucoup plus fine.

Les pertes par effet Joule dans le bobinage sont évaluées selon la même équation que celle du modèle analytique. Cependant, la valeur du courant efficace dans le bobinage pour un point d'opération donné est plus précise, ce qui évite une surestimation ou une sous-estimation des pertes cuivre. Un autre avantage du modèle par éléments finis réside dans la possibilité d'évaluer les courants de Foucault dans les pièces conductrices massives comme les aimants

permanents et la culasse du rotor. Puisque les aimants néodyme-fer-bore utilisés sont conducteurs, des courants sont induits par les harmoniques du flux en charge, principalement à la surface du rotor. Ceci se traduit par des pertes supplémentaires par effet Joule. Elles peuvent être directement estimées à l'aide de l'outil d'analyse par éléments finis même si on utilise une résolution en deux dimensions.

### 5.3 Résultats de la deuxième optimisation

La fonction objectif calculant la masse totale de la voiture est modifiée afin d'utiliser le modèle électromagnétique par éléments finis plutôt que son équivalent analytique. De plus, la boucle d'optimisation génétique est remplacé par la fonction *fmincon* dans *Matlab* en utilisant l'algorithme *interior-point*. Il s'agit d'une fonction d'optimisation locale acceptant une solution initiale (i.e. : la solution retenue du chapitre 4) et contraignant les valeurs des variables d'optimisation entre des bornes inférieures et supérieures fournies par le concepteur. Celles-ci sont imposées à 50% et 150% des dimensions de la solution initiale afin de limiter le domaine de recherche de l'algorithme. Ces bornes peuvent être modifiées si l'algorithme arrive en butée, ce qui ne s'est pas avéré nécessaire dans le cadre de ce projet.

La figure 5.5 présente les relations existantes entre les logiciels Matlab et Flux2D utilisés pour effectuer l'optimisation. D'abord, des calculs préliminaires sont effectués à partir de la valeur des variables d'optimisation afin de connaître les dimensions géométriques du moteur. Ces dimensions sont transmises au logiciel Flux2D afin de construire le modèle du moteur et réaliser son analyse à vide. Ceci permet d'identifier ses caractéristiques électromagnétiques ainsi que ses performances en charge. Les pertes électriques, magnétiques et mécaniques sont combinées afin de calculer la masse totale de la voiture et la température des différentes sections du moteur.

#### 5.3.1 Comparaison avec la motorisation initiale

Les performances du moteur résultant de cette deuxième optimisation sont présentées dans le tableau 5.2, alors que les dimensions et les autres paramètres sont présentés dans le tableau 5.3. Sa vue en coupe est présentée en vert à la figure 5.6. Elle est superposée à celle du moteur initial afin de mettre en évidence la variation des dimensions du stator. La masse résultante totale de la voiture est très similaire à celle résultant de l'optimisation à partir du modèle analytique, soit 251,5kg plutôt de 251,0kg. Cette différence s'explique par les pertes totales qui sont sous-évaluées par le modèle analytique par rapport à celles calculées à partir du modèle par éléments finis. Comme la masse totale résultante est similaire à celle employée lors de la création du cycle routier de la voiture, une révision des hypothèses initiales telle de présentée à la figure 1.8 n'est pas nécessaire.

La température des différentes sections du moteur final est présentée dans le tableau 5.4. La

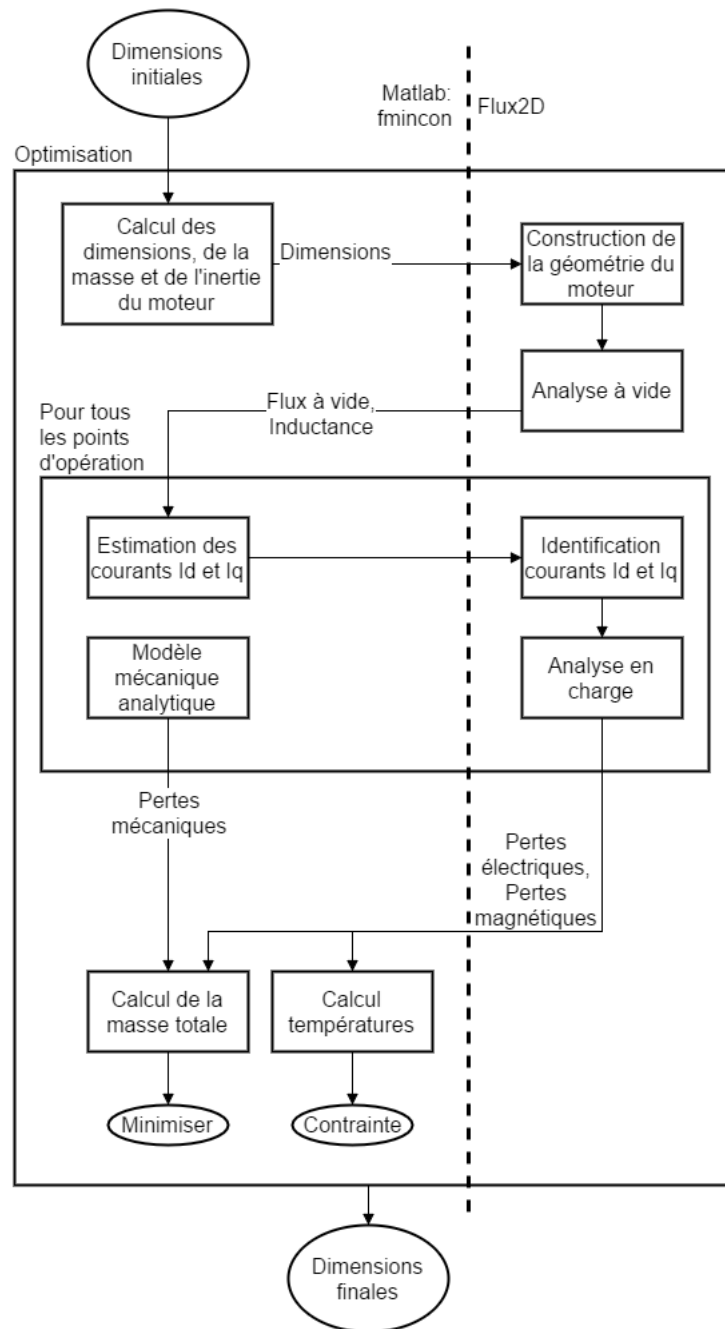


FIGURE 5.5 – Diagramme séquentiel montrant les interactions entre les deux logiciels utilisés et l'ordre d'exécution de la fonction objectif

température maximale du bobinage est légèrement supérieure à la valeur cible en raison de la méthode par pénalisation employée pour imposer la contrainte sur la température résultante. Cependant, cette valeur respecte la limite des isolants électriques de classe H et est acceptée pour la suite de la conception.



Paramètre	Valeur	Unité
Couple maximum de chaque moteur	23	[Nm]
Vitesse de base du moteur	12000	[RPM]
Vitesse maximale du moteur	15500	[RPM]
Puissance mécanique maximale de chaque moteur	29	[kW]
Puissance électrique maximale de la batterie	85	[kW]
Efficacité totale maximale	88	[%]
Efficacité moyenne sur le cycle routier	83	[%]

Tableau 5.2 – Performances de la chaîne de traction finale

Caractéristique	Symbole	Initial	Final	Unité
Hauteur des encoches	$h_{es}$	0,0107	0,0087	[m]
Hauteur des becs d’encoches	$h_{bec}$	0,0017	0,0013	[m]
Ouverture des becs	$k_{bec}$	0,311	0,177	
Largeur angulaire d’une dent	$\theta_d$	0,120	0,106	[rad]
Nombre de spires par encoche	$n_s$	8,22	6,46	
Ouverture des aimants	$\beta$	0,74	0,74	
Induction dans l’entrefer	$B$	0,71	0,772	[T]
Densité de courant maximale	$J$	$12 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	[A/m <sup>2</sup> ]
Flux permanent circulant dans un pôle	$\Phi_{pm}$	0,00138	0,000706	[Wb]
Flux efficace induit au bobinage	$\Phi_v$	0,0323	0,0223	[Wb]
Épaisseur de la culasse du stator	$e_{culs}$	0,0047	0,0039	[m]
Diamètre extérieur du stator	$D_{ext}$	0,099	0,0912	[m]
Diamètre intérieur du boîtier	$D_{ext1}$	0,1023	0,103	[m]
Diamètre extérieur du boîtier	$D_{ext2}$	0,109	0,101	[m]
Masse d’un moteur	$P_{mot}$	5,31	4,33	[kg]
Résistance d’une phase	$R_s$	0,0696	0,0529	[Ohm]
Inductance cyclique	$L_s$	$2,78 \times 10^{-4}$	$1,6 \times 10^{-4}$	[H]

Tableau 5.3 – Valeurs des principaux paramètres des moteurs suite à la deuxième boucle d’optimisation

Section du moteur	Température [°C]
Huile de refroidissement	63
Milieu de la culasse du stator	70,6
Milieu des bobines	174
Têtes des bobines	173
Milieu des dents	72,7

Tableau 5.4 – Températures en régime permanent des différentes sections du moteur final

### Répartition de la masse

La répartition de la masse d’un moteur entre ses différentes sections est présentée à la figure 5.7. Chaque moteur est environ 1kg plus léger que le moteur de la solution initiale. Cependant, comme la masse totale de la voiture est similaire, la diminution de la masse des moteurs s’effectue au détriment de celle de la batterie qui requiert une énergie de 7,8kWh plutôt que

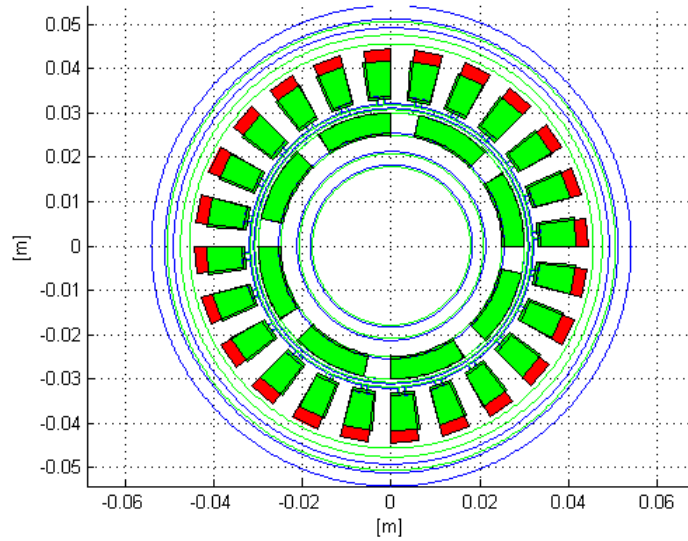


FIGURE 5.6 – Vue en tranche d’un moteur résultant de la deuxième boucle d’optimisation (vert) superposée à celle d’un moteur de la motorisation initiale

de 7,0kWh. En effet, puisque les moteurs sont légèrement moins efficaces que ceux évalués par le modèle analytique, une quantité d’énergie supplémentaire est nécessaire afin de compléter l’épreuve de l’endurance. La figure 5.8 illustre la répartition de la masse totale de la voiture entre ses différentes sections.

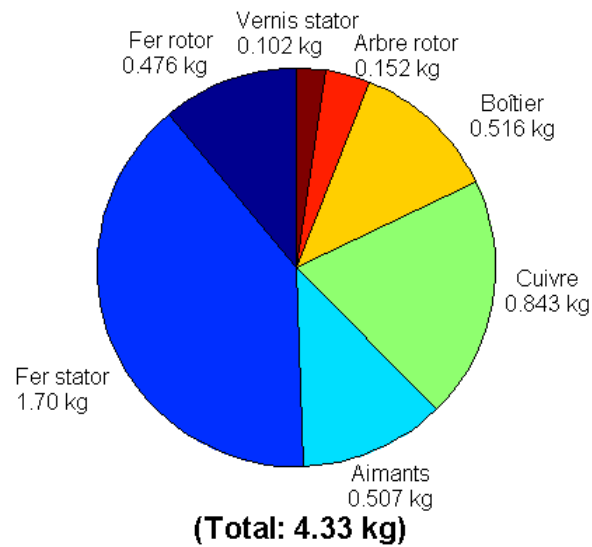


FIGURE 5.7 – Répartition de la masse entre les différents composants du moteur final

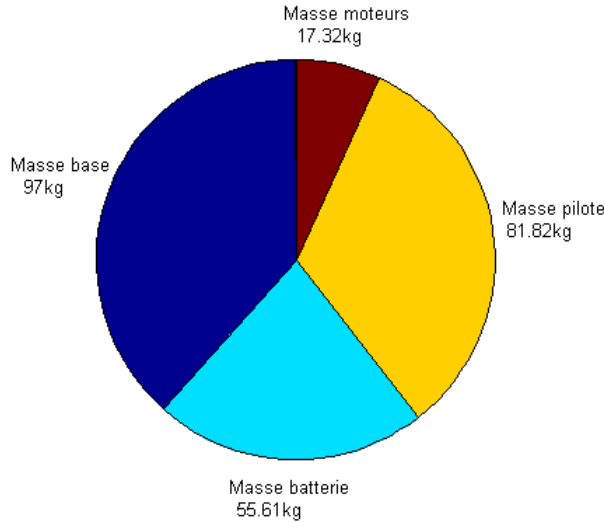


FIGURE 5.8 – Répartition de la masse entre les différentes sections de la voiture

### Répartition des pertes

La répartition des pertes dans le nouveau moteur est présentée à la figure 5.9. Celles-ci sont mesurées au même point d’opération que celui de la figure 4.10 du chapitre précédent. Comme le modèle mécanique est inchangé par rapport au modèle analytique, l’efficacité du réducteur et des roulements reste la même. Les pertes par courants de Foucault dans les conducteurs massiques tels que les aimants et la culasse du rotor sont évaluées, mais sont négligeables dans le cas de la culasse du rotor ( $<2W$ ). Celles-ci sont évaluées à partir des résultats des analyses par éléments finis en magnétodynamique avec une méthode de pas-à-pas dans le temps. Les pertes magnétiques ont diminuées de près de 20% par rapport à la solution initiale évaluée par le modèle analytique, mais les pertes par effet Joule dans le bobinage ont plus que doublées. Cette différence s’explique par la valeur inférieure du flux efficace induit dans le bobinage  $\Phi_v$ . En effet, un courant plus élevé est nécessaire afin d’atteindre le couple demandé alors que la résistance de phase reste similaire.

### Flux à vide et tension induite

La différence entre le flux à vide du moteur initial et du moteur final est mise en évidence à la figure 5.10. Les tensions ligne-neutre et ligne-ligne du moteur final sont présentées à la figure 5.11. La distorsion harmonique totale de la force électromotrice ligne-ligne est de 8,12%, ce qui représente une augmentation de 2,12% par rapport à la solution initiale.

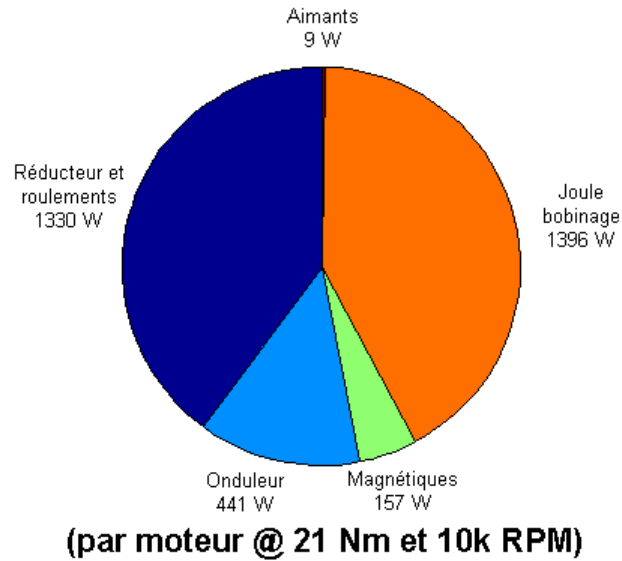


FIGURE 5.9 – Répartition des pertes dans le moteur final pour un régime d’opération donné

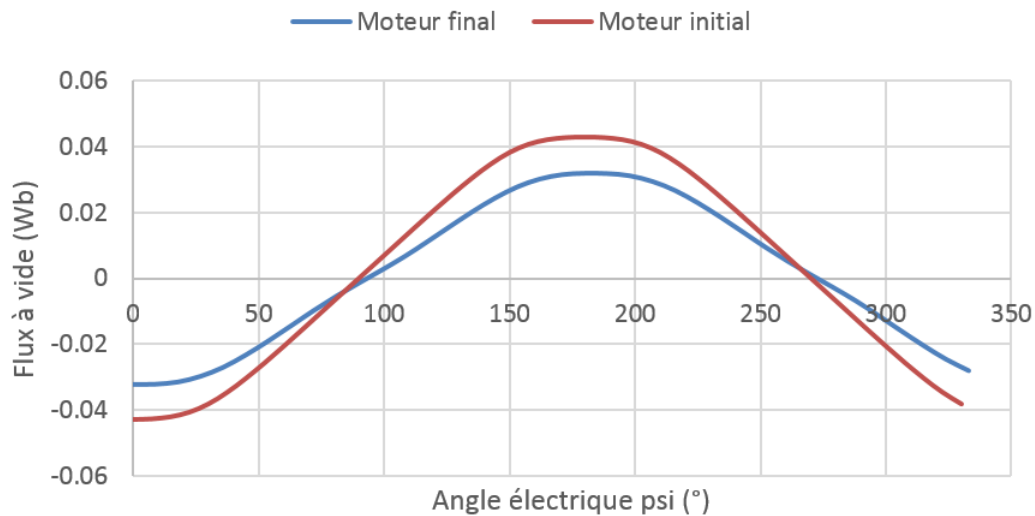


FIGURE 5.10 – Comparaison des flux à vide calculés par éléments finis dans la phase A entre le moteur initial et le moteur final

### 5.3.2 Analyses supplémentaires

Des analyses supplémentaires sont effectuées sur la solution finale afin d’observer la variation de l’inductance de phase et la variation du couple de sortie de la machine lors du fonctionnement normal.

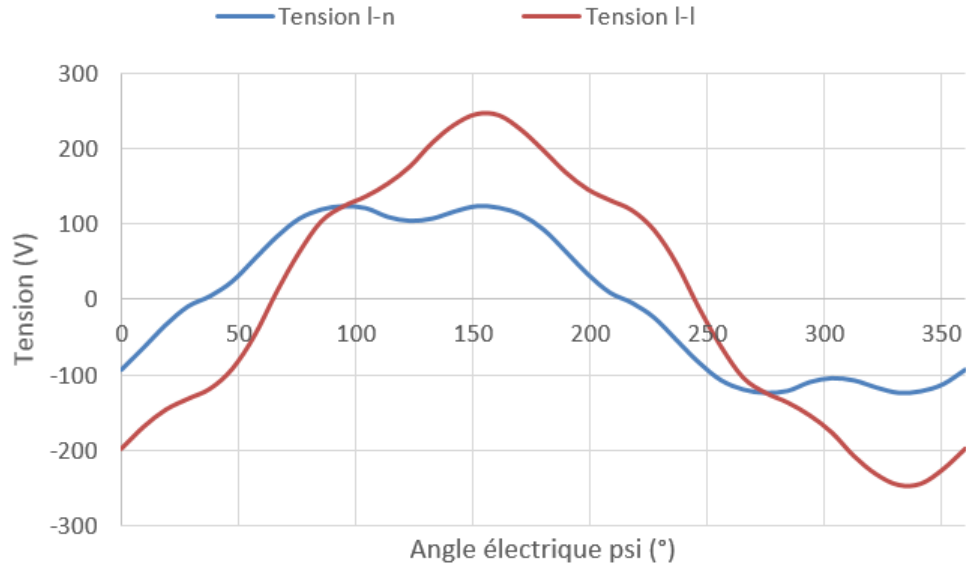


FIGURE 5.11 – Forces électromotrices à vide ligne-ligne et ligne-neutre du moteur final à 10kRPM

### Inductance de phase

La valeur efficace du courant de phase est balayée de zéro jusqu'à la valeur nominale permettant de développer le couple maximal demandé par le cahier des charges. De plus, l'angle  $\Psi$  entre la force électromotrice et le courant est balayé de  $-\pi$  jusqu'à  $\pi$ . Les résultats obtenus sont présentés à la figure 5.12. L'expérience est réalisée en mesurant la variation de l'énergie magnétique du domaine d'analyse pour des faibles variations du courant (inductance instantanée) ainsi que pour des fortes variations du courant (inductance moyenne perçue en variant à partir d'un courant nul). L'inductance est maximale pour des faibles variations d'un courant efficace de 50A pleinement démagnétisant (0,174mH). Elle est minimale pour des faibles variations d'un courant efficace maximal pleinement magnétisant (0,0473mH). Sa valeur à courant nul est de 0,169mH.

### Couple en charge et couple de détente

La forme du couple de détente est présentée à la figure 5.13. Sa période angulaire est égale au pas d'encoche et son amplitude maximale est de 0,37Nm, ce qui représente 1,7% du couple maximal de la machine. La minimisation du couple de détente ne fait pas partie des objectifs d'optimisation choisis dans le cadre de ce projet. Ce couple ne représente pas un problème pour l'équipe puisqu'il ne se manifeste qu'à l'arrêt. L'inertie de la voiture est suffisamment grande pour le masquer dès que la voiture commence à rouler. La force statique horizontale devant être appliquée par un membre de l'équipe afin de vaincre le couple de détente pour pousser la voiture est de 7,8kg. Ce couple pourrait être diminué de différentes manières ; en

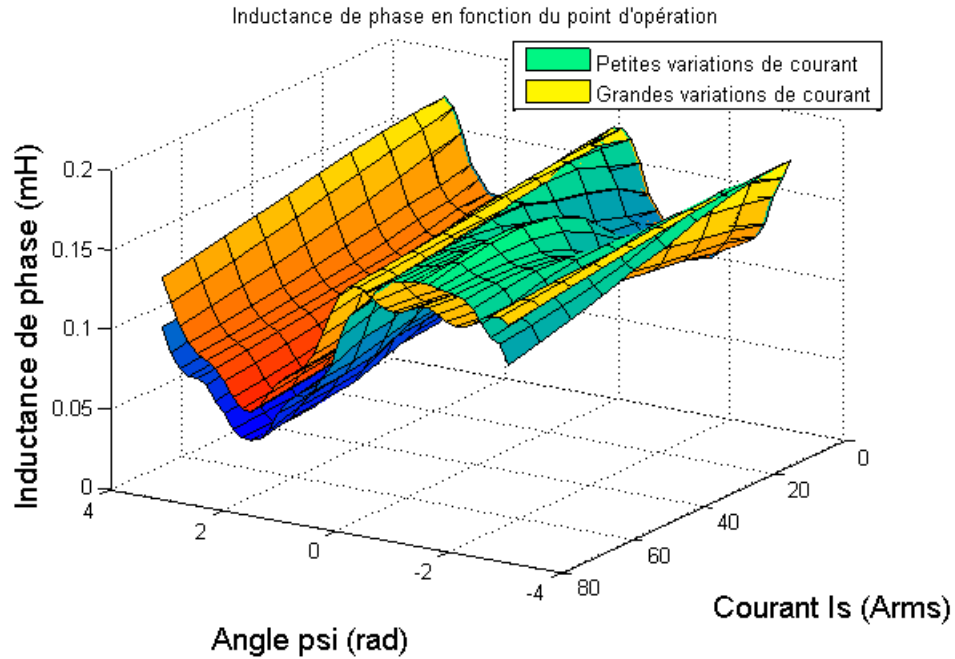


FIGURE 5.12 – Inductance de phase mesurée à partir du modèle par éléments finis en fonction de l’amplitude du courant et de l’angle de commande

vrillant les encoches du stator ; en vrillant le rotor ; en modifiant la forme des aimants à la surface du rotor ou en utilisant un nombre d’encoche par pôle et par phase différent.

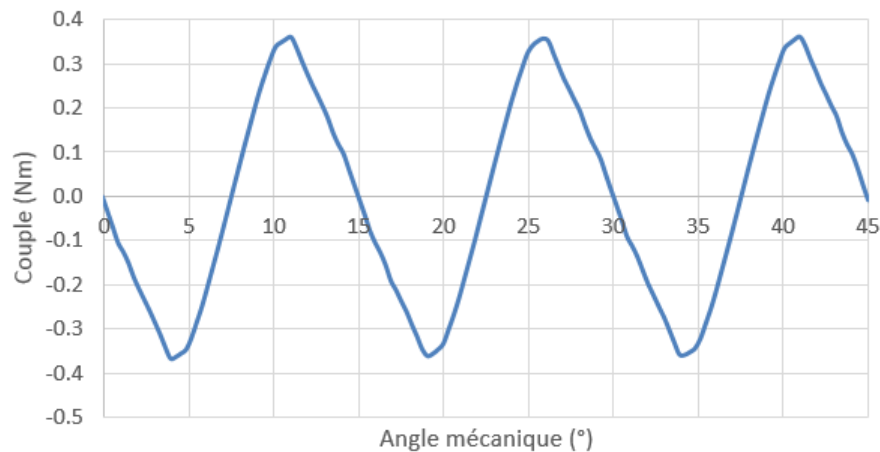


FIGURE 5.13 – Forme et amplitude du couple de détente du moteur final

La figure 5.14 présente la forme du couple électromagnétique (sans le couple de détente) lors d’un essai en charge. Celui-ci est mesuré en alimentant le moteur en courant sinusoïdal et à sa valeur nominale de 80A. Le taux d’ondulation est de 4,9% et sa période angulaire est égale à 60 degrés électriques. L’amplitude et la fréquence maximale de cette ondulation de couple ne représente pas un risque pour l’intégrité mécanique du réducteur de vitesse conçu pour la

voiture.

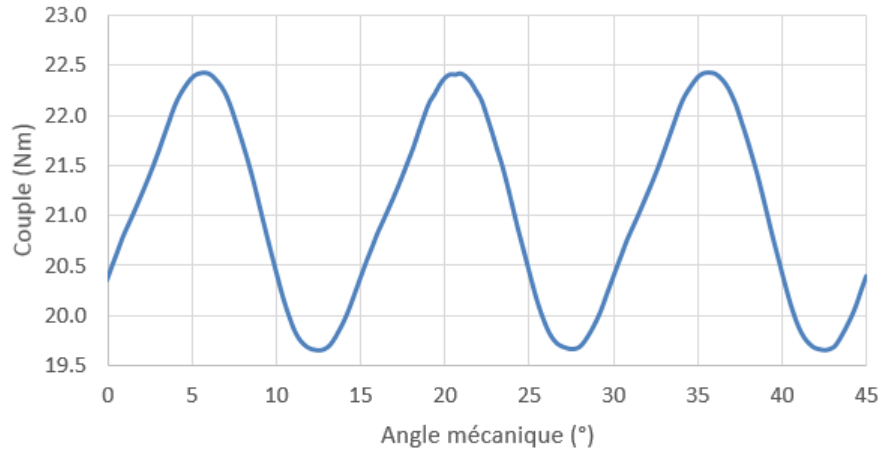


FIGURE 5.14 – Ondulation du couple électromagnétique en charge

Finalement, la figure 5.15 présente la courbe du couple maximal en fonction d'un courant efficace appliqué dans l'axe  $q$ . Le courant d'axe  $d$  est maintenu à zéro. Cette figure permet de visualiser l'influence de la saturation magnétique sur la constante de couple. Sa dégradation devient importante à partir d'un courant efficace de 150A. Le courant nominal du moteur est environ de 80A et la variation de la constante de couple sur la plage d'utilisation normale du moteur est très faible.

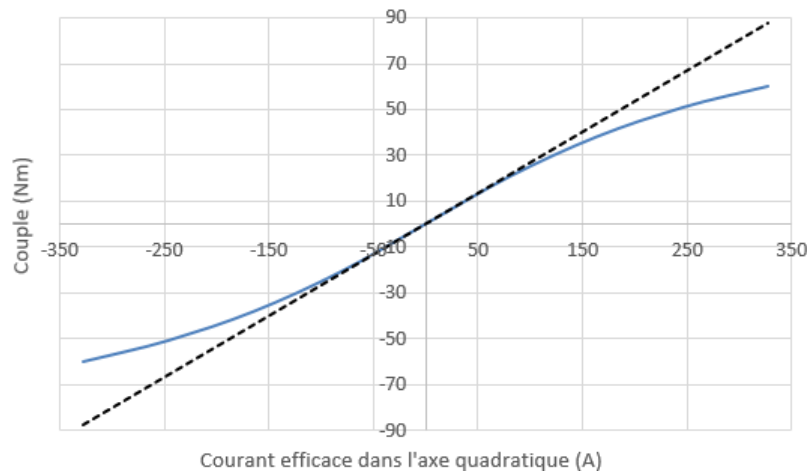


FIGURE 5.15 – Relation entre le couple maximal et le courant efficace du moteur final

## 5.4 Conclusion

Un outil de calcul des champs par éléments finis a été utilisé pour remplacer les modèles électriques et magnétiques analytiques précédemment employés lors de la première boucle d'optimisation. Il permet une analyse beaucoup plus précise des moteurs grâce à la finesse

des éléments d'analyse et à la prise en compte de la saturation magnétique des matériaux. La deuxième boucle d'optimisation exécutée à l'aide de ce nouveau modèle a permis de réduire la masse du moteur final. Un prototype de ce moteur est construit au chapitre suivant et ses performances sont mesurées sur un banc d'essai.



## Chapitre 6

# Réalisation et validation de la motorisation

Ce chapitre présente la réalisation d'un moteur prototype à partir des résultats de l'optimisation du chapitre 5. Il se poursuit avec la réalisation des onduleurs de tension et de la validation la motorisation sur un banc d'essai. Les dernières sections de ce chapitre décrivent l'architecture de la motorisation finale et son intégration dans la voiture 2015 de l'équipe de la Formule SAE de l'Université Laval.

La figure 6.1 présente l'emplacement des composants de la chaîne de traction dans la voiture. Une fois le prototype de moteur conçu et testé sur un banc d'essai, quatre exemplaires supplémentaires sont fabriqués afin d'être installés dans les roues. Chaque moteur est relié à la roue correspondante par un système de réducteur planétaire. La batterie, située à l'arrière de la voiture, est située aussi près du sol que possible afin de descendre le centre de masse de la voiture. Elle est séparée du pilote à l'aide d'un pare-feu électriquement isolant. Le boîtier de contrôle des moteurs, situé au-dessus de la batterie, comprend quatre onduleurs de tension permettant de contrôler individuellement le couple développé par chaque moteur. Ce boîtier intègre un ordinateur de bord interprétant la position de la pédale d'accélérateur, l'angle du volant, les réglages de la voiture demandés par le pilote et fusionne ces informations afin de commander le couple des moteurs. L'ordinateur de bord intègre également plusieurs dispositifs de sécurité requis par les règlements de la compétition afin d'assurer la sécurité du pilote. Cette voiture a participé à des compétitions en Allemagne, en Autriche et en Hongrie lors de l'été 2015, remportant plusieurs prix pour sa conception innovatrice et ses performances.

### 6.1 Réalisation du moteur prototype

La fabrication d'un moteur prototype permet de valider les performances de la machine optimisée. De plus, cette étape permet de mettre au point les techniques de fabrication et de

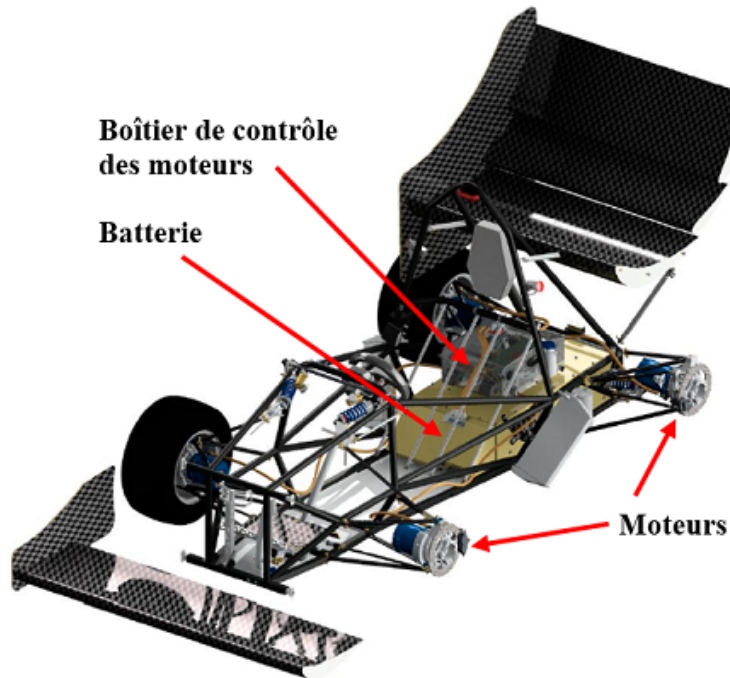


FIGURE 6.1 – Position des moteurs, de la batterie et du boîtier de contrôle des moteurs dans la voiture

corriger les problèmes de fiabilité avant la fabrication des quatre moteurs finaux destinés à la voiture électrique. D’abord, un modèle en trois dimensions sur ordinateur est développé dans le but de produire les plans de fabrication des différentes pièces. Ce modèle est intégré dans celui de la voiture afin de vérifier son intégration dans la suspension de la voiture et le dégagement avec les autres pièces en mouvement près des moteurs.

### 6.1.1 Modèle 3D du moteur prototype

Le modèle de conception par ordinateur en trois dimensions est illustré à la figure 6.2. Une vue interne du moteur dans le plan radial et dans le plan axial est présentée à la figure 6.3 et à la figure 6.4 respectivement. Les embouts du boîtier sont de forme carrée afin de simplifier l’installation et l’usinage du moteur prototype sur le banc d’essai. De plus, comme le prototype n’est pas destiné à être installé dans la voiture, l’aspect esthétique du boîtier a été sacrifié afin de réduire les coûts de fabrication. Le capteur de position angulaire du rotor, illustré en vert, est situé à l’extrémité arrière du moteur.

Le modèle permet également l’analyse mécanique du moteur par éléments finis. Entre autres, la tenue des aimants sur le rotor à la vitesse et au couple maximal est vérifiée afin de s’assurer que l’épaisseur de la frette recouvrant le rotor est suffisante. Par la suite, les modes de vibration et les forces présentes dans les pièces du rotor et du stator sont vérifiées afin d’éviter des problèmes de fiabilité causés par la fatigue du métal à long terme.

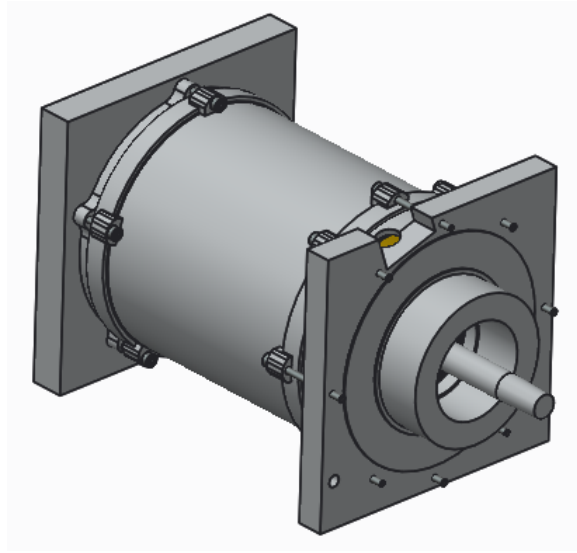


FIGURE 6.2 – Vue d’ensemble du modèle par ordinateur du moteur prototype

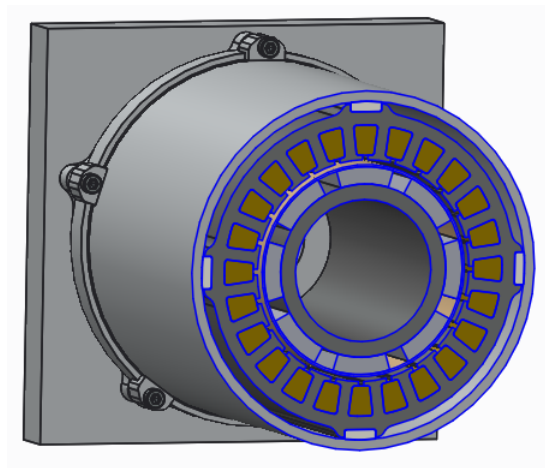


FIGURE 6.3 – Vue en tranche radiale du modèle informatique 3D du moteur prototype

### 6.1.2 Fabrication du moteur prototype

L’acier électrique NO20 utilisé pour la fabrication des moteurs a été reçu en tôles carrées de 1 mètre de largeur empilées les unes sur les autres. La photo 6.5 montre l’acier reçu. Les feuilles sont d’abord découpées en rectangles de 11x22 centimètres et sont par la suite empilées sur une hauteur de 6 centimètres sur une plaque de support en acier. Ce montage est présenté à la figure 6.6. Il sert à la découpe des tôles du stator par électro-érosion.

L’empilement est compressé et ses arrêtes sont soudées sur la plaque de support afin de maintenir les laminations en place. De plus, les joints de soudure permettent de connecter électriquement les tôles à la masse du montage malgré l’isolant électrique recouvrant chaque côté des laminations. Cette dernière étape est cruciale puisque le procédé de découpe par électro-érosion

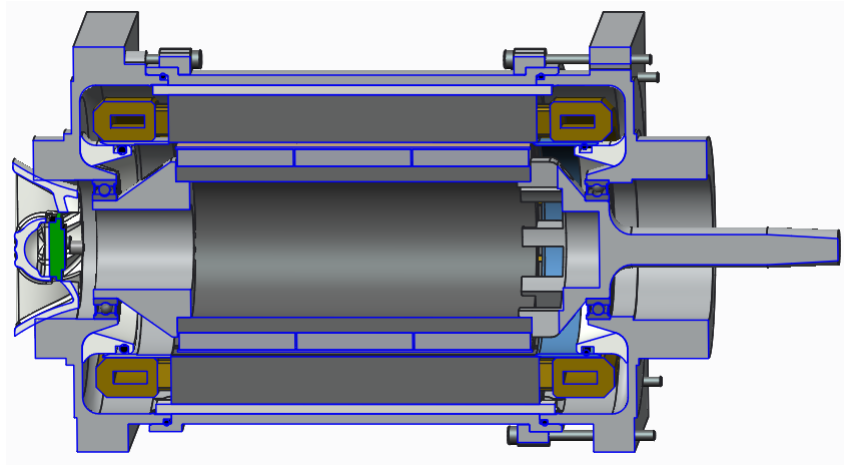


FIGURE 6.4 – Vue en tranche axiale du modèle informatique 3D du moteur prototype



FIGURE 6.5 – Acier électrique placé devant la voiture 2014 de l'équipe de la Formule SAE de l'Université Laval

nécessite que les tôles soient reliées électriquement à la masse du montage.

Les deux paquets découpés sont superposés et compressés entre deux anneaux afin de former le stator. Aucun cordon de soudure n'est effectué à l'extérieur de la culasse, car celui-ci détruirait l'isolant des tôles sur une proportion trop importante de son épaisseur. Le stator sans son bobinage est présenté à la figure 6.7.

Une fois les bobines formées et installées dans les encoches du stator, les connections sont réalisées afin de connecter les points neutres et les trois phases A, B et C. Finalement, le stator est trempé dans un bain de résine époxy, haute température, sous vide. Ceci permet



FIGURE 6.6 – Empilement de tôles prêt pour la découpe par électro-érosion.

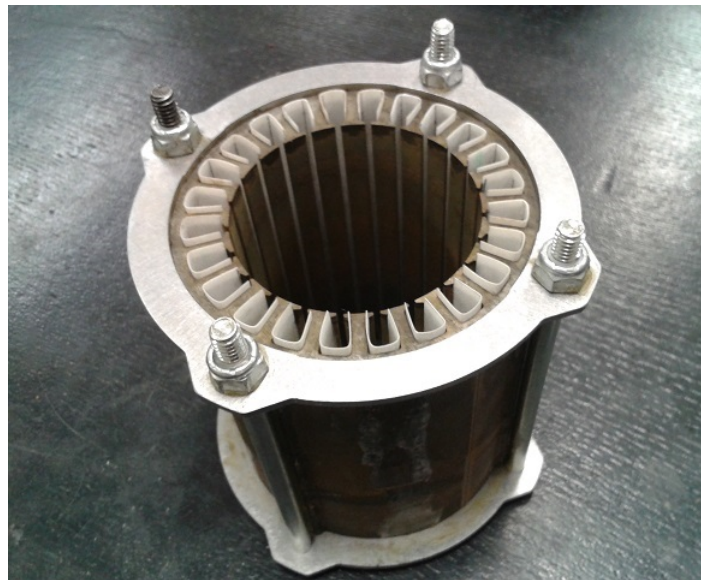


FIGURE 6.7 – Stator prêt à recevoir son bobinage

à la résine de pénétrer dans les encoches afin d'occuper l'espace libre entre les spires (voir la figure 6.8). Ce procédé améliore le transfert de la chaleur du bobinage vers l'acier du stator. Il permet également de solidifier l'ensemble du stator afin de retirer les anneaux compressant les laminations et augmenter la résistance aux chocs et aux vibrations.

Les aimants du rotor sont collés à la surface de la culasse en acier et ils sont recouverts d'une frette en fibres de verre afin de les maintenir fermement en place. Par la suite, la frette est usinée jusqu'au diamètre désiré pour le rotor (voir la figure 6.8). Le stator est assemblé dans son boîtier et le rotor est précautionneusement inséré dans la cavité interne du stator afin de compléter l'assemblage du moteur prototype (voir la figure 6.9). Les deux extrémités du



FIGURE 6.8 – Stator bobiné et imprégné de vernis haute température à côté du rotor du moteur prototype

moteur prototype sont montées dans des roulements à billes afin de lui permettre de pivoter axialement. Deux capteurs de pression sont installés sous chaque côté du couvercle avant afin de mesurer le couple développé par la machine.

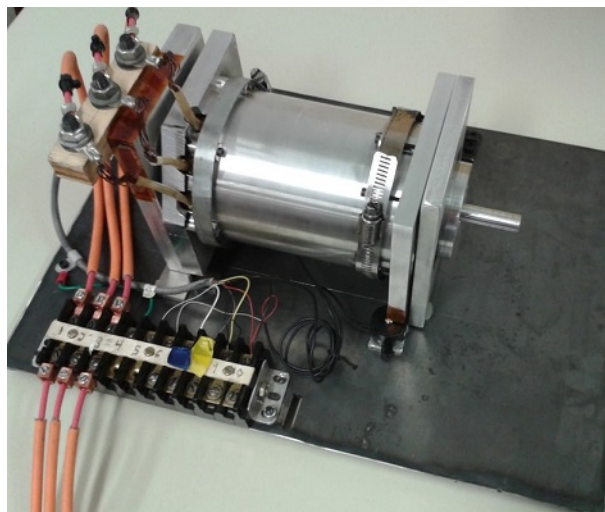


FIGURE 6.9 – Moteur prototype assemblé

## 6.2 Réalisation des onduleurs de tension

Cinq onduleurs de tension sont réalisés dans le cadre de ce projet. Le premier est destiné au montage dynamométrique permettant de tester le moteur prototype. Les quatre onduleurs

supplémentaires sont destinés au contrôleur des moteurs de la voiture électrique. Ceux-ci sont réalisés à partir d'un « module de puissance intelligent » 6MBP150VDA060 de *Fuji Electric*, ou tout simplement module IPM. Ce dernier intègre les 6 transistors bipolaires à grille isolée formant les trois bras de l'onduleur triphasé. Il intègre également une protection en surtempérature, une protection en courant crête et une protection en cas de chute de la tension d'alimentation de ses circuits de contrôle interne. L'utilisation de ce type de module simplifie la tâche de conception puisque le concepteur n'a pas à se soucier de la commande rapprochée des transistors. Il ne suffit que de fournir une alimentation isolée ainsi que les signaux de commutation des transistors.

Une carte électronique se connectant directement au module de transistors est développée et est présentée à la figure 6.10. Elle intègre les alimentations isolées, de même qu'un microcontrôleur permettant d'exécuter l'algorithme de contrôle du moteur. Des circuits analogiques supplémentaires sont ajoutés afin de filtrer et adapter les signaux provenant du capteur de position du rotor et des capteurs de courant des phases A et B. Il est assumé que le courant de fuite au point neutre est négligeable, ce qui permet de déduire que  $I_c = -(I_a + I_b)$ .

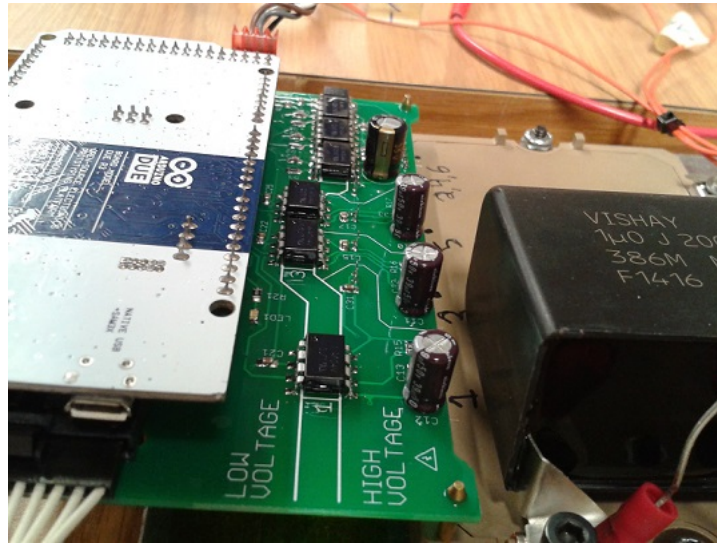


FIGURE 6.10 – Carte électronique d'un onduleur connecté à son module de transistors

### 6.2.1 Algorithme de contrôle du moteur

Les deux grandes familles d'algorithmes de contrôle des machines électriques à fréquence variable sont les techniques employant la commande scalaire et celle employant la commande vectorielle [45]. Un exemple de commande scalaire est le contrôle  $V/f$  où la tension du stator croît proportionnellement à la vitesse de rotation du rotor. Cette technique de contrôle impose le flux total dans le stator et elle ne permet pas d'atteindre en permanence les performances optimales de la machine contrôlée, même pour les moteurs à induction.

Les deux catégories principales regroupant les algorithmes de contrôle vectoriel sont la commande vectorielle à flux orientée et la commande directe du couple. L'algorithme de contrôle adopté est la commande vectorielle orientée du flux rotorique. Cette décision est prise en raison des performances optimales qu'elle confère ainsi que la grande disponibilité de la documentation, des tutoriels et des notes d'application disponibles en ligne. Son désavantage principal est la grande complexité des calculs résultant des transformations entre le référentiel du rotor et le référentiel du stator. Cependant, ce désavantage est peu significatif compte tenu de la puissance de calcul disponible dans les microcontrôleurs modernes.

La technique de modulation adoptée est la modulation spatiale vectorielle. Une stratégie de commande à couple maximal par ampère est utilisée sous la vitesse de base de la machine. Lorsque le fondamental de la tension ligne-neutre à la sortie de la machine atteint la valeur maximale  $V_{smax}$ , une stratégie de commande par défluxage du rotor est employée afin de permettre au moteur d'opérer au-delà de la vitesse de base. De plus, l'erreur introduite par les temps morts des transistors sur la tension de sortie est compensée. Ceci permet de diminuer la distorsion du courant dans les phases et le bruit audible à basse vitesse. Finalement, l'angle de la tension de sortie appliqué sur les phases du stator est avancé selon la vitesse de rotation du rotor afin de compenser le délai de 50% introduit par la période de hachage de l'onduleur.

### 6.2.2 Simulation de l'onduleur de tension

Une simulation de l'onduleur de tension est réalisée sur *Simulink* afin de tester rapidement l'algorithme de contrôle développé. Il permet de valider le fonctionnement des diverses compensations implémentées et de vérifier l'influence des filtres sur la performance de l'algorithme de contrôle. Le simulateur est également utilisé afin de vérifier le réglage des divers régulateurs de courant. Toutes ces opérations peuvent être effectuées rapidement sans risquer de causer des dommages matériels au montage dynamométrique.

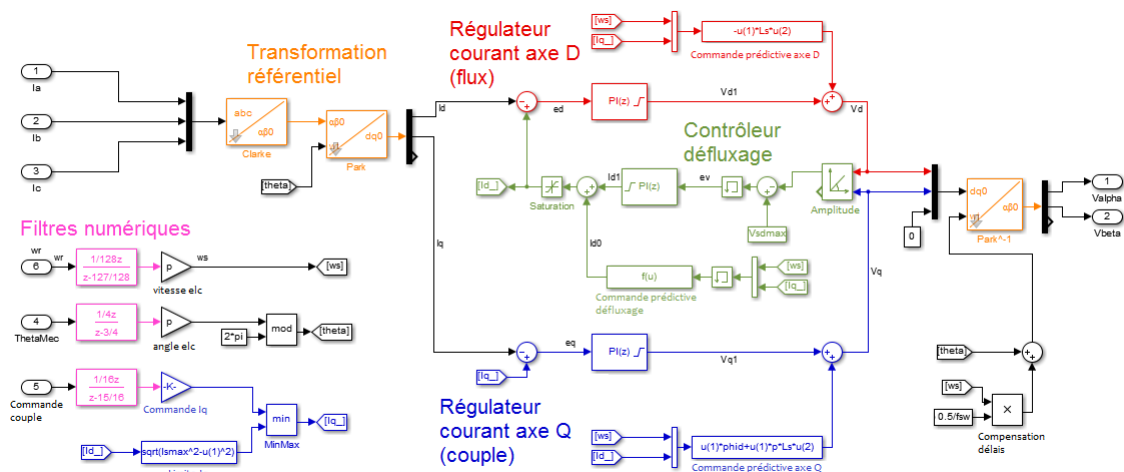


FIGURE 6.11 – Schéma de la simulation de l'algorithme de commande vectorielle



La figure 6.11 présente les blocs simulant l'algorithme de commande vectorielle orientée vers le rotor. Les courants  $I_a$ ,  $I_b$  et  $I_c$  mesurés à partir d'un bloc simulant le moteur synchrone sont convertis dans le plan  $\alpha - \beta$  grâce à la transformation de Clarke. Les deux vecteurs résultants sont par la suite projetés dans le plan  $d - q$  grâce à la transformation de Park. Les courants résultants sont le courant dans l'axe direct ( $I_d$ ) et le courant dans l'axe quadratique ( $I_q$ ). Ces courants sont comparés respectivement au courant de référence dans l'axe  $q$  permettant de contrôler le couple de la machine et au courant de référence dans l'axe  $d$  permettant de contrôler le flux de la machine. Des régulateurs proportionnel-intégrateurs sont installés afin de contrôler les tensions  $V_d$  et  $V_q$  permettant d'asservir les courants commandés. Finalement, les tensions commandées sont converties dans le plan  $\alpha - \beta$  à l'aide de la transformation de Park inverse.

Les tensions  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  résultantes servent de valeurs d'entrée pour la modulation spatiale vectorielle présentée à la figure 6.12. D'abord, l'amplitude de la tension dans les axes  $\alpha$  et  $\beta$  permet de déterminer le secteur de modulation actif. Celui-ci varie de 1 à 6 et dépend de l'angle électrique de la tension à appliquer. Les durées d'application du premier vecteur du secteur  $dx$ , du deuxième vecteur du secteur  $dy$  et du vecteur nul  $t_0$  sont évaluées afin de calculer les rapports cycliques des modulateurs à largeur d'impulsion permettant de moduler la tension sur chaque phase. Les rapports cycliques sont calculés de manière à ce que la commutation des transistors alterne entre le premier vecteur du secteur correspondant, le deuxième vecteur et le vecteur nul. Cette simulation du hachage de la tension de sortie est réalisée par les blocs en rouge, en vert et en bleu sur la figure 6.12. La figure 6.13 présente le schéma global de la simulation.

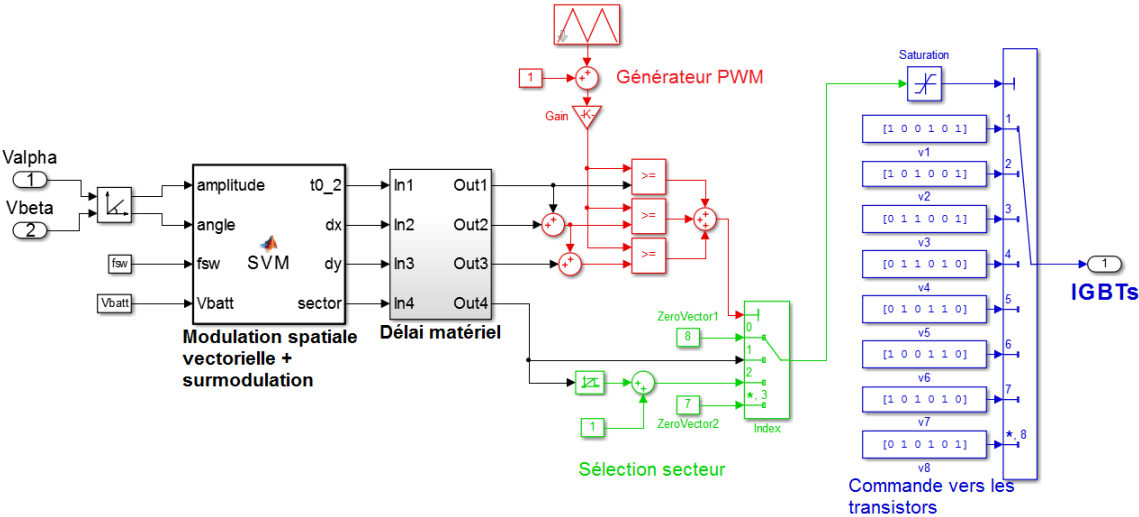


FIGURE 6.12 – Schéma de la simulation de la modulation spatiale vectorielle

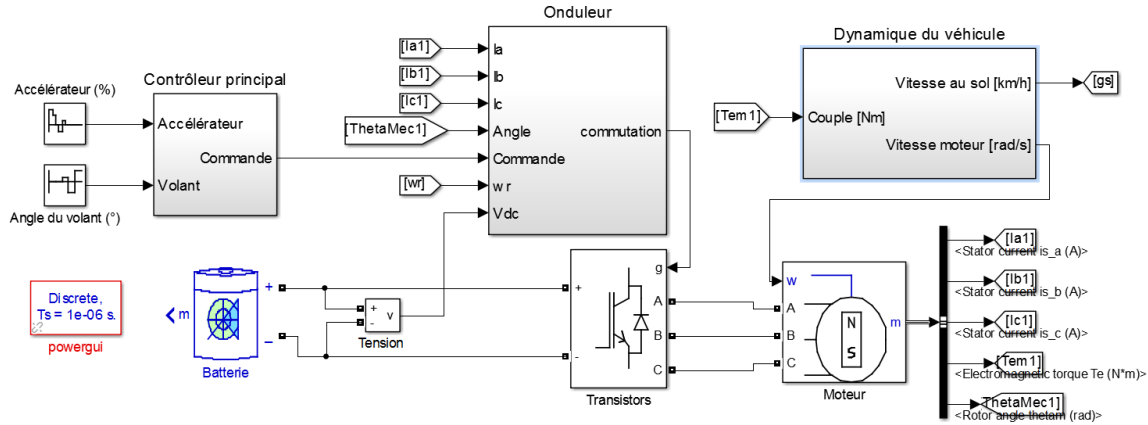


FIGURE 6.13 – Schéma global de la simulation incluant le moteur, l'onduleur et la commande

### 6.3 Réalisation d'un banc d'essai moteur

Un banc d'essai moteur est réalisé afin d'effectuer des essais en charge sur le moteur prototype. Une alimentation continue de 300 volts permet d'alimenter le montage et remplace la batterie de la chaîne de traction. Cette configuration a dû être adoptée puisque la batterie de la voiture n'était pas prête à cette étape du processus de développement.

#### 6.3.1 Montage dynamométrique

La figure 6.14 présente le montage dynamométrique. L'élément 1 correspond aux condensateurs installés sur le bus courant-continu (CC). Puisque la source d'alimentation est située à plusieurs mètres de distance du montage, des condensateurs sont installés à proximité de la charge afin de réduire l'impédance du bus CC perçue par la motorisation. Ceux-ci permettent également de diminuer les ondulations de la tension observées à la sortie de la source d'alimentation. L'élément 2 indiqué sur la figure correspond au moteur prototype. Il est connecté à un prototype du réducteur planétaire identifié en 3. Le réducteur utilisé pour le banc d'essai du moteur est identique à ceux installés dans les roues de la voiture. Finalement, l'élément 4 de la figure correspond au dynamomètre à courants de Foucault. Il s'agit de la charge mécanique de la chaîne de traction. Le couple du moteur est mesuré à l'aide de capteurs de force installés entre le boîtier du moteur et la plaque de support du montage. Comme le moteur est installé sur un système de roulement à billes, ce dernier transmet tout le couple généré aux capteurs de force en place.

#### 6.3.2 Interface de contrôle LabVIEW

L'interface de contrôle du dynamomètre est développée à l'aide du logiciel LabVIEW et est présentée à la figure 6.15. Elle est connectée à l'ordinateur de bord à l'aide d'un module de

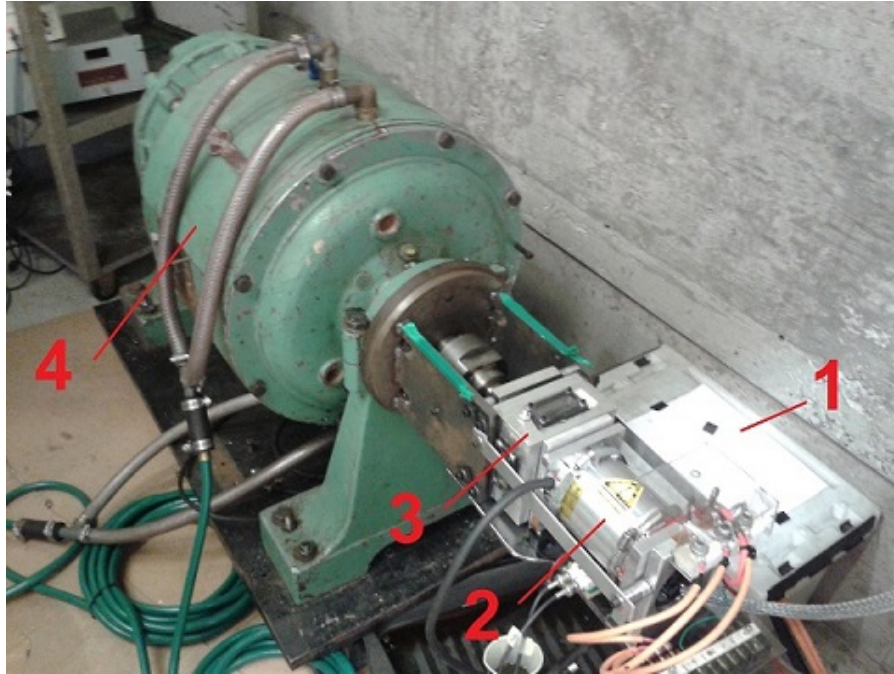


FIGURE 6.14 – Banc d’essai moteur ainsi que les différents éléments y étant associés

communication sans-fil. Cette interface permet de contrôler la commande de couple du moteur et d’enregistrer les données recueillies lors des essais en charge. Elle permet également de contrôler des éléments supplémentaires tels que la pompe à huile du système de refroidissement, le ventilateur du radiateur et les relais haute tension permettant de connecter le bus CC à l’onduleur de tension. L’ouverture de ces relais déconnecte la source d’alimentation du reste du montage en cas d’urgence.

## 6.4 Comparaison des résultats expérimentaux du moteur prototype à ceux de l’analyse par éléments finis

Deux types d’essais sont réalisés sur le moteur prototype afin de le comparer à son modèle par éléments finis. La première catégorie regroupe les essais statiques qui ne nécessitent pas la rotation du rotor. Ceux-ci incluent la mesure de la résistance de phase et la mesure de l’inductance cyclique. La deuxième catégorie regroupe les mesures nécessitant le fonctionnement en vitesse ou en puissance du moteur, soit la mesure du flux des aimants, la mesure de la tension ligne-ligne et la mesure des courbes couple-vitesse pour différents courants d’axe quadratique.

Il est important de noter que, lors du bobinage du stator du moteur prototype, il s’est avéré très difficile d’atteindre le coefficient de remplissage des encoches prévu de 0,45. Le calibre des fils de cuivre a été réduit et le nombre de spires par encoches a été légèrement modifié afin de diminuer le facteur de remplissage jusqu’à la valeur de 0,42, soit une valeur plus facile à atteindre pour un bobineur inexpérimenté. Les sections qui suivent comparent les paramètres

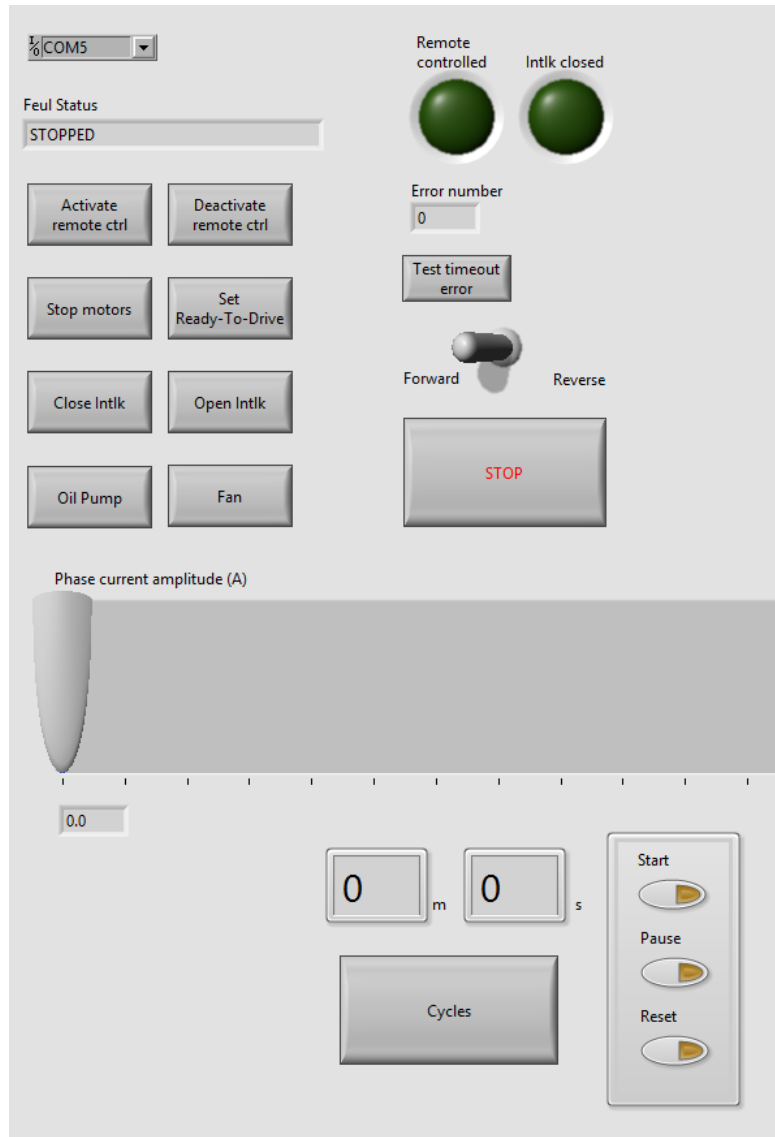


FIGURE 6.15 – Interface de contrôle LabVIEW du moteur prototype et du dynamomètre

électriques et magnétiques mesurés aux résultats des analyses par éléments finis ajustées à la section de cuivre et au nombre de spires utilisés pour le bobinage du stator.

#### 6.4.1 Résistance de phase

La valeur de la résistance de phase calculée au chapitre 5 est de  $52,9\text{m}\Omega$ . Cependant, cette valeur correspond à une température du cuivre de  $164^\circ\text{C}$ , un calibre de fil égal à  $0,98\text{mm}^2$  et 13 spires par bobine<sup>1</sup>. Afin de diminuer le facteur de remplissage des encoches, la section des fils est diminuée à  $0,82\text{mm}^2$  et le nombre de spires par bobines est ajusté à 12,5. Ceci implique

1. La valeur du nombre de spires par encoches est de 6,46. Cependant, le moteur est bobiné avec quatre bobinages en parallèle afin de faciliter le processus d'insertion des bobines dans les encoches. Finalement, comme il y a deux bobines par encoche, le nombre de spires est égal à  $6,46 \times 4/2 = 12,92$  tours par bobine.

que la connexion du point neutre est d'un côté de la machine et la sortie des phases de l'autre. De plus, la mesure de la résistance de phase est effectuée à 25°C et doit donc être compensée selon l'équation 3.35.

Paramètre	Valeur initiale	Valeur prototype	Correction
Tours par bobine	13	12,5	0,962
Température	174°C	25°C	0.635
Section des conducteurs	0,984mm <sup>2</sup>	0,823mm <sup>2</sup>	1,195
Longueur active	0,104m	0,108m	1,038
$R_s$ théorique compensée			40,1mΩ
$R_s$ mesurée sur le prototype			44,8mΩ
<b>Écart [%]</b>			<b>11,8%</b>

Tableau 6.1 – Comparaison de la valeur de la résistance du bobinage calculée à celle mesurée sur le prototype après la prise en compte des facteurs de correction

#### 6.4.2 Inductance de phase

L'inductance de phase du moteur prototype est mesurée en appliquant un échelon de tension  $V_{test}$  sur la phase A et en connectant les phases B et C à la masse. Comme le rotor est à l'arrêt, la force électromotrice créée par le flux permanent est nulle et l'inductance de phase peut être mesurée à partir du taux de variation du courant. Cette méthode de mesure suppose qu'il n'y a pas de courants induits dans le rotor de la machine suite à l'échelon. L'équation ci-dessous permet de calculer  $L_s$  à partir de la variation du courant  $\Delta I_s/\Delta t$ .

$$\frac{\Delta I_s}{\Delta t} = \frac{V_{test}}{\frac{3}{2}L_s} \rightarrow L_s = \frac{2}{3} \frac{V_{test}}{\Delta I_s/\Delta t} \quad (6.1)$$

L'inductance de phase à vide mesurée à partir du modèle par éléments finis est de 0,16mH pour des faibles variations du courant. Sachant que l'inductance varie au carré du nombre de spires, cette valeur est corrigée par un facteur  $(12,5/13)^2 = 0,924$  et la nouvelle valeur de l'inductance théorique est de 0,148mH. L'inductance mesurée sur le moteur prototype est de 0,140mH et l'erreur entre le modèle par éléments finis et le moteur prototype est de 5,7%.

#### 6.4.3 Flux permanent à vide

La valeur efficace du fondamental du flux permanent  $\Phi_v$  induit dans les bobines du stator est mesurée en tournant le rotor à vide et en enregistrant la forme d'onde de la tension ligne-ligne. Le flux à vide est retrouvé en divisant la valeur efficace du fondamental de la tension par la vitesse angulaire du rotor et par un facteur  $\sqrt{3}$ . Ce dernier permet de retrouver la valeur correspondante ligne-neutre. La figure 6.16 montre la valeur de  $\Phi_v$  mesurée en fonction de la vitesse de rotation.

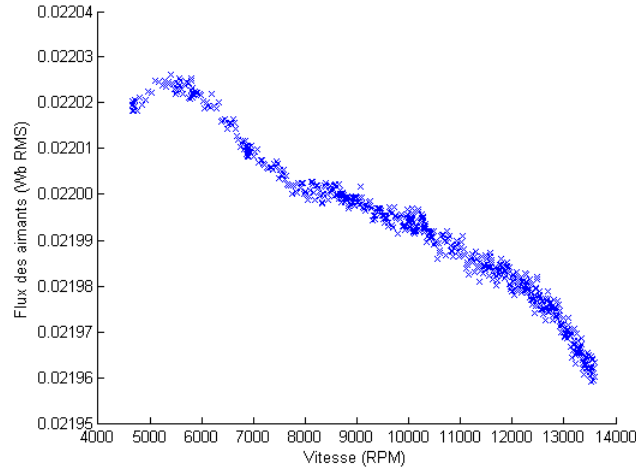


FIGURE 6.16 – Valeur efficace du fondamental du flux permanent en fonction de la vitesse du rotor

La valeur calculée à partir du modèle par éléments finis est de 22,3mWb. Comme le flux induit au bobinage est proportionnel au nombre de spires, la valeur corrigée est de  $22,3 \times 12,5/13 = 21,4mWb$ . Ceci correspond à une erreur de -2,5% par rapport à la valeur mesurée.

#### 6.4.4 Forme de la tension ligne-ligne

L'essai effectué à la section 6.4.3 a permis l'acquisition de la forme d'onde de la tension ligne-ligne du moteur prototype. Celle-ci est présentée à la figure 6.17. La distorsion harmonique totale de la tension ligne-ligne prédite à partir de l'analyse par éléments finis est de 8,12% et celle mesurée à partir du moteur prototype est de 10,8%, ce qui représente une différence de 2,7%.

#### 6.4.5 Courbe couple-vitesse

La courbe couple-vitesse obtenue sur le dynamomètre est présentée à la figure 6.18. Elle est relevée pour plusieurs valeurs du courant efficace dans le bobinage. Il est important de noter que ces courbes ont été relevées sans le défluxage du rotor au-delà de la vitesse de base (9000 RPM sur le montage dynamométrique). De plus, la tension de la source d'alimentation CC peut chuter de 300V jusqu'à 200V lorsque la puissance mécanique développée par le moteur est maximale. Pour un courant de phase efficace de 88A, le modèle par éléments finis prédit un couple constant de 22,5Nm jusqu'à la vitesse de base. Les performances en charges du moteur prototype sont légèrement inférieures (voir la figure 6.18). Cependant, l'auteur est confiant que ces performances pourraient être améliorées en ajustant le contrôle et les compensations effectuées par de l'onduleur de tension.

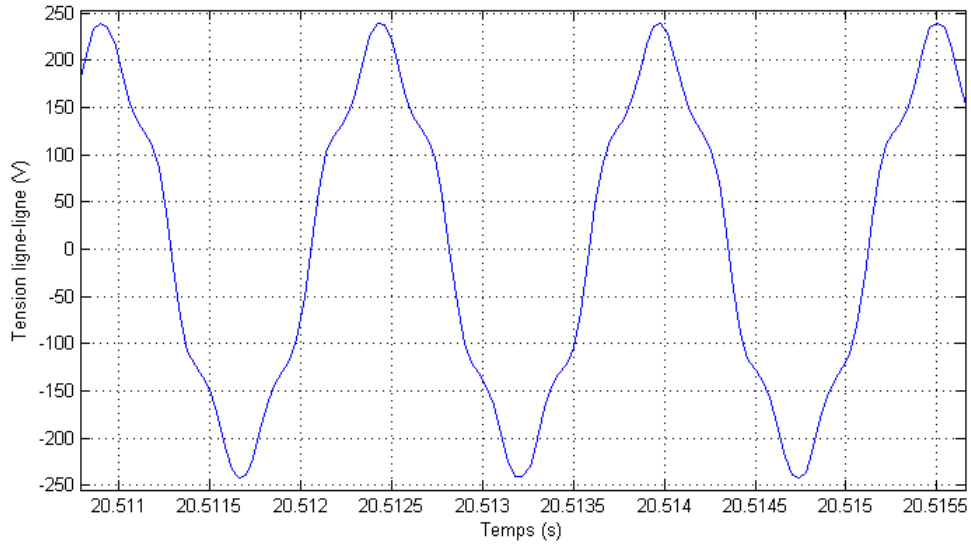


FIGURE 6.17 – Tension ligne-ligne du moteur prototype en fonction du temps à 10k RPM

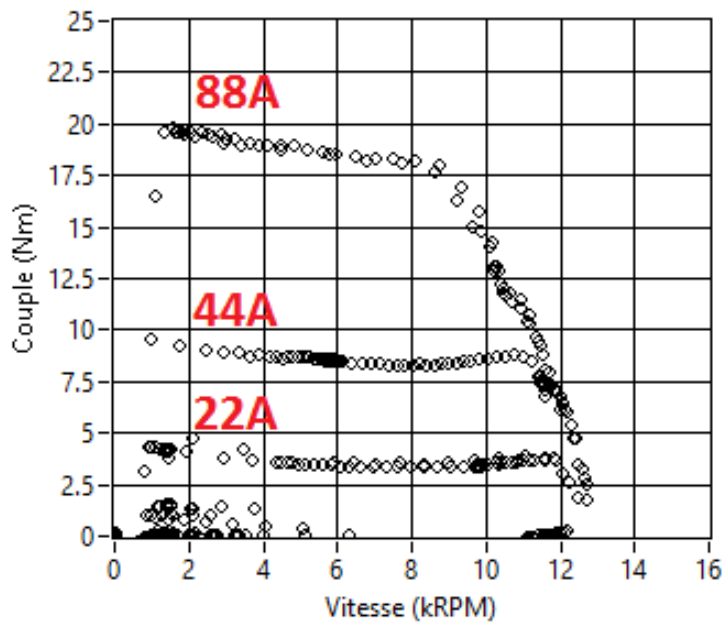


FIGURE 6.18 – Courbe couple-vitesse obtenue sur le dynamomètre (sans défluxage)

## 6.5 Réalisation de la motorisation finale et intégration dans la voiture

La figure 6.19 présente l'architecture haute tension ainsi que la communication par port CAN dans la voiture électrique. La plupart des modules présentés dans la figure sont essentiels au fonctionnement de la chaîne de traction. D'autres modules assurent la sécurité du pilote et sont requis par les règlements de la compétition. Finalement, les modules tels que le tableau

de bord et l'enregistreur de données permettent d'afficher des informations utiles au pilote et de recueillir des informations dans le but d'en faire une analyse ultérieure.

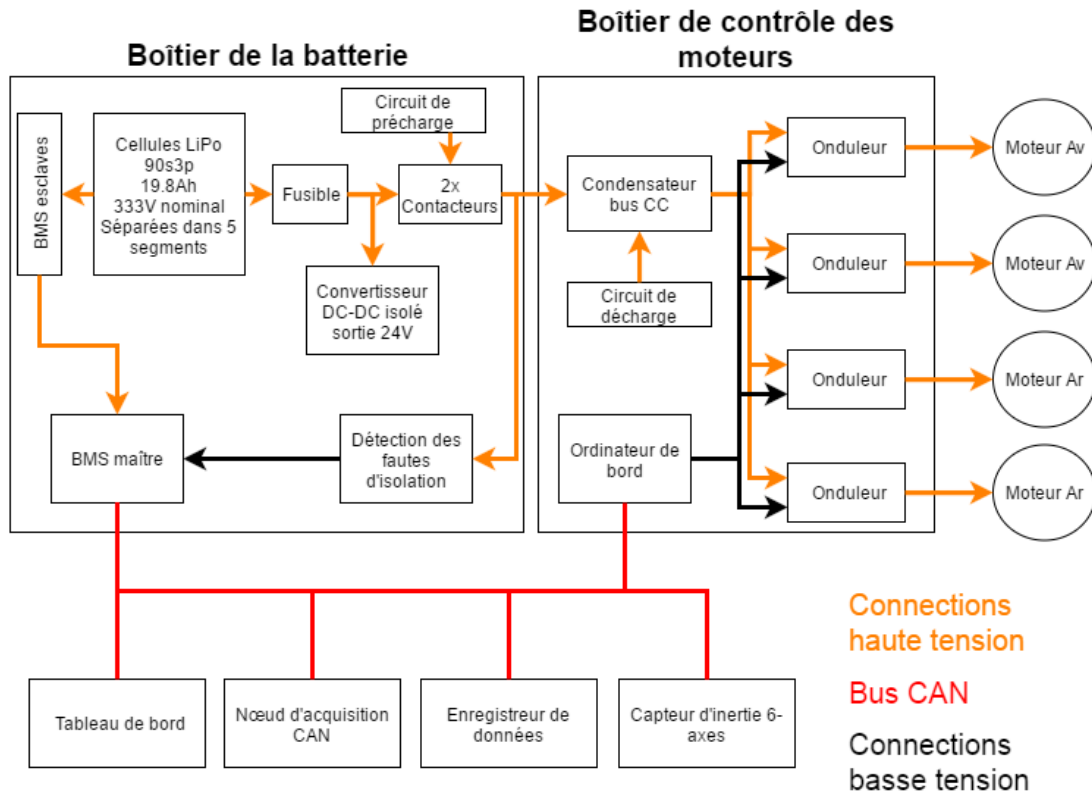


FIGURE 6.19 – Architecture des systèmes haute tension et de la communication par port CAN dans la voiture électrique

Le principal élément de la chaîne de traction est la batterie de la voiture. Elle est composée de 270 cellules lithium-polymère ayant une configuration 90S3P, signifiant que 3 cellules sont assemblées en parallèle et que 90 groupements parallèles sont connectés en série. Les cellules ont une tension nominale de 3,7 volts et une tension maximale de 4,2 volts, formant une batterie dont la tension nominale est de 333 volts et dont la tension maximale est de 378 volts. Les cellules sont surveillées par des circuits esclaves de gestion de la batterie. Ces circuits sont modulaires et ils sont distribués à plusieurs endroits dans la batterie. Ils mesurent la température de la majorité des cellules mais surtout la tension de chaque cellule. Les modules esclaves transmettent les tensions et les températures mesurées au circuit maître de gestion de la batterie. Ensemble, ces circuits esclaves et maître forment le système de gestion de la batterie, ou *Battery Management System* (BMS) en anglais. Les principales tâches de ce système sont de déconnecter la batterie du reste de la chaîne de traction en cas de surtension, sous-tension, sur-température ou sur-courant dans les cellules lors de la décharge et du freinage régénératif. De plus, il communique avec le chargeur afin de réguler le courant et la tension de la recharge. Le circuit maître de gestion de la batterie communique également par port CAN afin de partager des informations utiles telles que la tension de la batterie, l'état de charge et



la température des cellules. Un fusible est ajouté en série avec la batterie afin de la protéger en cas de court-circuit du circuit du bus CC. Finalement, la batterie connectée à un convertisseur DC-DC isolé afin de fournir une alimentation basse tension pour les circuits électroniques de la voiture.

L'accumulateur est séparé électriquement du reste de la chaîne de traction par deux contacteurs haute tension et haut courant. Ils sont capables d'interrompre le courant de décharge maximal de la batterie en cas d'urgence. Leur fermeture est contrôlée par un circuit formé par la mise en série de plusieurs interrupteurs d'arrêt d'urgence accessibles par le pilote et par les observateurs à l'extérieur de la voiture. D'autres modules, tels que le circuit de surveillance de la batterie et l'ordinateur de bord, sont également capables d'ouvrir ce circuit de sécurité et par conséquent de déconnecter la batterie de la voiture. Les contacteurs sont accompagnés d'un circuit de pré-charge permettant de charger le condensateur du bus CC jusqu'à 90% de sa tension nominale avant de fermer complètement les contacteurs. Similairement, un circuit de décharge de la capacité du bus CC évacue l'énergie stockée jusqu'à un niveau sécuritaire en moins de cinq secondes lorsque les contacteurs s'ouvrent.

Un détecteur de fautes d'isolation est installé dans le boîtier de la batterie. Lorsque les contacteurs haute tension sont fermés, le détecteur mesure l'isolation électrique entre le circuit haute tension et le châssis de la voiture. Il ouvre automatiquement les contacteurs de la batterie lorsque la résistance d'isolation descend sous un certain seuil.

Le boîtier de contrôle des moteurs héberge le condensateur du bus CC, un ordinateur de bord et les quatre onduleurs de tension. L'ordinateur de bord communique par port CAN avec le nœud d'acquisition CAN sur lequel sont connectés les capteurs de l'angle du volant et de la pédale d'accélérateur. Il utilise ces informations afin de calculer la commande de couple pour chaque moteur. Les commandes sont transmises aux onduleurs respectifs qui s'occupent de réguler le courant et le couple dans les moteurs.

### **6.5.1 Réalisation des quatre moteurs finaux et des réducteurs**

Les moteurs finaux ont les mêmes dimensions que le moteur prototype, à l'exception de quelques détails permettant de simplifier leur fabrication, leur bobinage et leur assemblage. Entre autres, les rotors sont usinés selon une forme octogonale afin de faciliter l'alignement des aimants et de réduire la force de cisaillement subie par la colle lorsqu'un fort couple est développé par le moteur. La photo 6.20 présente un moteur arrière assemblé. La figure 6.21 montre un modèle informatique 3D du moteur final dans lequel il est possible d'observer l'intérieur du moteur dans le plan axial et radial.

La figure 6.22 montre le soleil, les planètes et l'anneau externe du réducteur planétaire installé entre chaque moteur et la roue correspondante. Ce système d'engrenages est situé à l'intérieur d'un porte moyeu et entraîne le moyeu sur lequel est attachée la roue (voir la figure 6.23).



FIGURE 6.20 – Photo d'un moteur arrière final

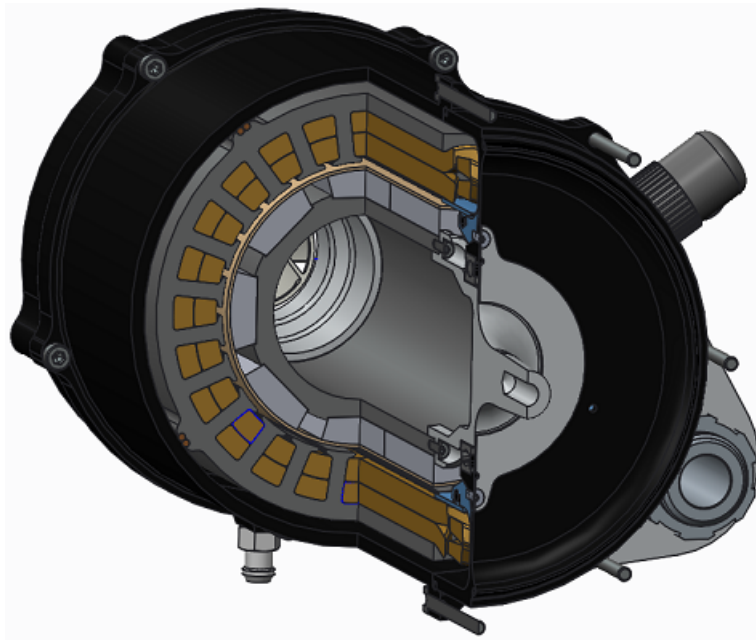


FIGURE 6.21 – Vue interne du modèle informatique 3D d'un moteur final

### 6.5.2 Réalisation de la batterie de la voiture

La batterie de la voiture est composée de 270 cellules lithium-polymère séparées en cinq segments identiques. Les compartiments et les différentes sections du boîtier de la batterie sont présentés à la figure 6.24.

1. Ces caissons correspondent aux cinq segments du boîtier de la batterie. Ils sont fabriqués

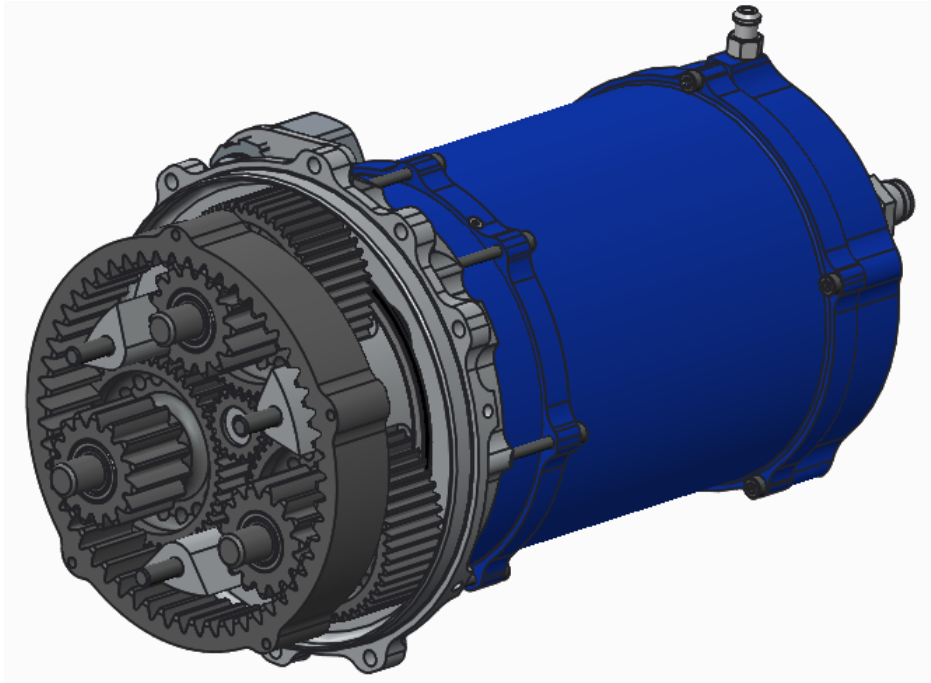


FIGURE 6.22 – Engrenages formant le réducteur planétaire à l'extrémité d'un moteur

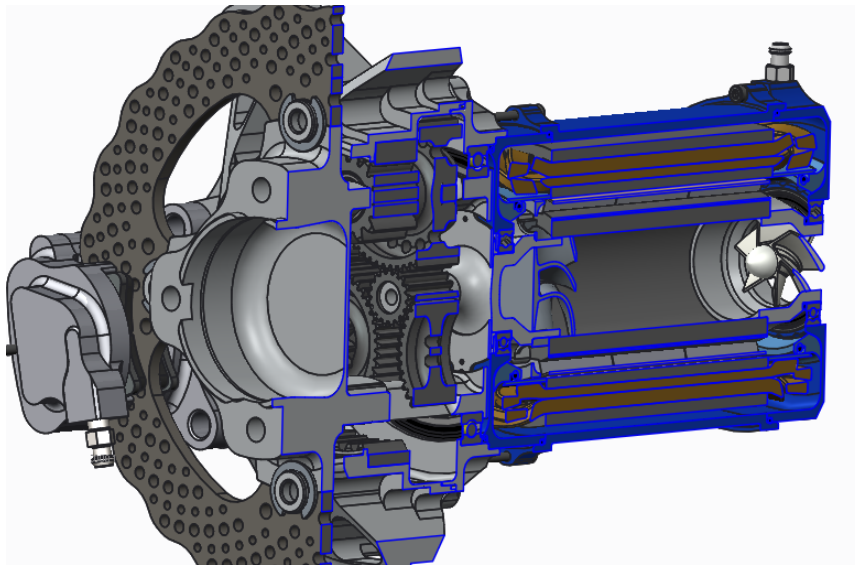


FIGURE 6.23 – Vue en tranche de l'assemblage du porte moyeu

en tissus de fibre aramide imprégnés de résine résistante au feu selon le standard UL94-V0. Les caissons sont conçus de manière à pouvoir supporter une force de plus de 40G dans l'axe latéral et longitudinal et une force de 20G dans l'axe vertical en cas d'accident.

2. Cet élément représente l'un des cinq segments de la batterie. Ils sont formés de 54 cellules arrangées selon une configuration 18S3P.
3. Ce compartiment héberge les circuits électroniques et les composants haute tension ins-

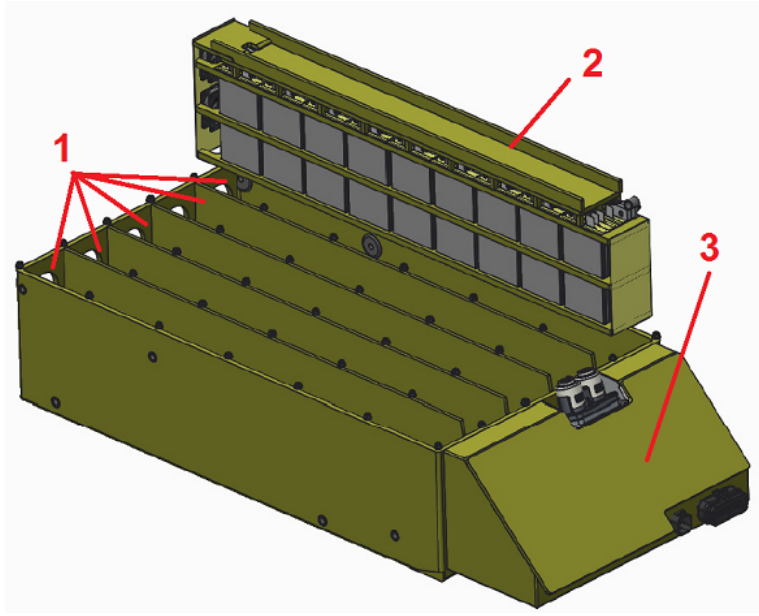


FIGURE 6.24 – Le boîtier de la batterie ainsi que ses différentes sections

tallés dans le boîtier de la batterie.

La figure 6.25 présente la disposition des composants électriques dans le compartiment avant du boîtier de la batterie. L'élément indiqué en 1 montre l'un des 10 circuits esclaves permettant de surveiller la batterie (voir la figure 6.26). Chaque segment comporte deux circuits esclaves permettant de mesurer la tension des 18 groupes de cellules en série ainsi que la température à 16 endroits différents dans le segment. L'élément indiqué en 2 correspond au circuit maître de surveillance de la batterie (voir la figure 6.27). Il communique avec tous les esclaves à l'aide d'une interface numérique isolée et il transmet des informations utiles pour le pilote et pour l'ordinateur de bord par port CAN. Il effectue également le balancement passif des cellules lors de la recharge. Les sections indiquées en 3 et en 4 correspondent respectivement à la section haute tension et à la section basse tension du convertisseur DC-DC isolé. Le cinquième élément est un énergie-mètre fourni par les organisateurs de la compétition. Il enregistre la puissance électrique instantanée délivrée par la batterie ainsi que la consommation énergétique totale. Ces informations sont utilisées par les organisateurs afin de calculer le pointage de l'équipe lors de l'épreuve d'efficacité énergétique. De plus, il permet de s'assurer que les équipes ne dépassent pas la puissance maximale imposée par les règlements. Les éléments numérotés en 6 représentent les contacteurs haute-tension. Ils permettent d'ouvrir le circuit haute tension afin d'isoler la batterie du reste de la chaîne de traction. Le fusible principal, identifié en 7, permet de protéger la batterie en cas de court-circuit. Finalement, les sections 8 et 9 représentent respectivement les sections haute-tension et basse-tension du détecteur d'isolation. Celui-ci mesure en continue la résistance d'isolation entre les circuits haute et basse tension et ouvre les contacteurs en cas de faute d'isolation.

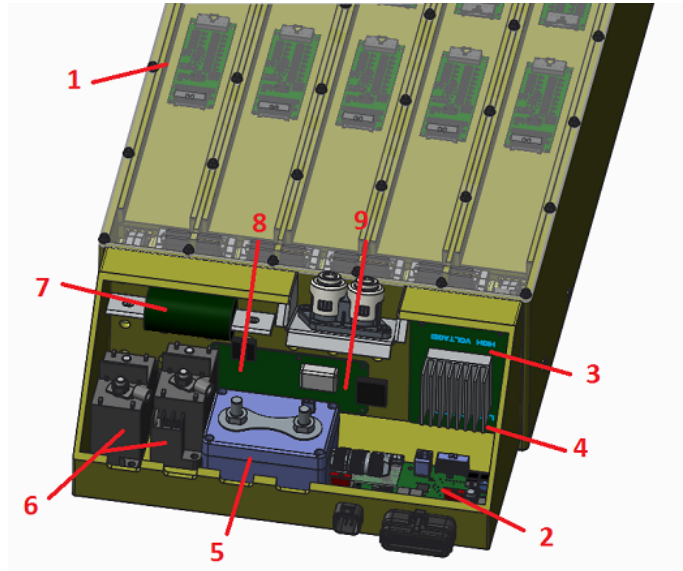


FIGURE 6.25 – Circuits électroniques et composants électriques présents dans le boîtier de la batterie de la voiture

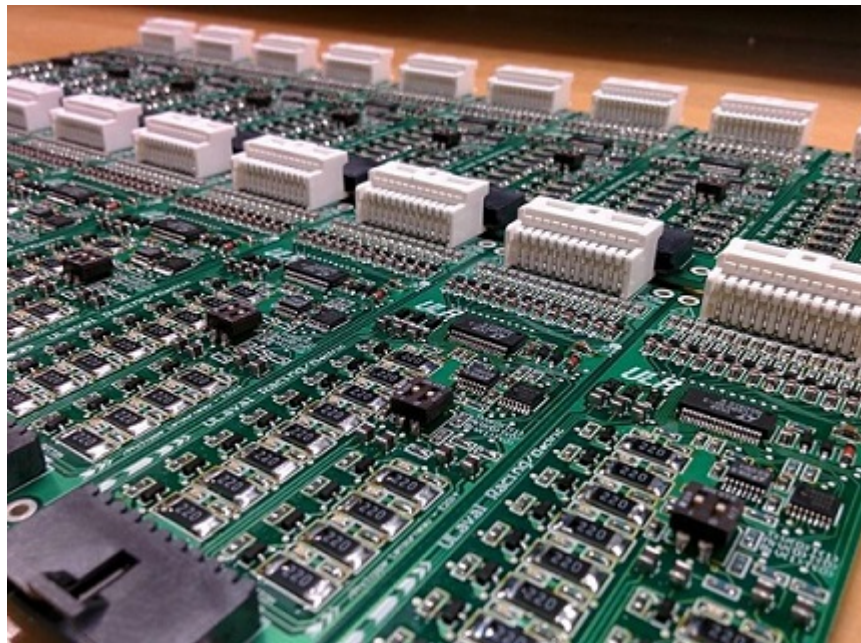


FIGURE 6.26 – Circuits esclaves de surveillance des cellules

### 6.5.3 Boîtier de contrôle des moteurs

Le boîtier de contrôle des moteurs, présenté à la figure 6.28, intègre les onduleurs de tension, l'ordinateur de bord de la voiture ainsi que les condensateurs du bus CC. Les onduleurs sont installés symétriquement autour d'une plaque de refroidissement en aluminium dans laquelle circule l'huile du système de refroidissement de la voiture.



FIGURE 6.27 – Circuit maître de surveillance des cellules

1. Carte électronique de l'ordinateur de bord ;
2. Capteurs de courant de l'onduleur du moteur arrière droit ;
3. Module de transistors IPM de l'onduleur du moteur arrière droit ;
4. Condensateur d'amortissement de l'onduleur arrière droit ;
5. Carte électronique contrôlant les transistors de l'onduleur arrière droit ;
6. Ventilateur d'aération ;
7. L'un des deux condensateurs film du bus CC. Le deuxième condensateur est installé symétriquement de l'autre côté du boîtier ;
8. Bus CC laminé offrant une alimentation peu inductive pour les modules de transistors ;
9. Trappe d'aération et de filtration permettant à l'air de circuler dans le boîtier afin de refroidir les cartes électroniques.

## 6.6 Performances de la voiture électrique

Cette section présente les résultats obtenus avec la voiture électrique. D'abord, le cycle routier de la compétition en Hongrie et la consommation énergétique de la voiture sont présentés en 6.6.1. Le déroulement des compétitions et les résultats obtenus sont présentés en 6.6.2.

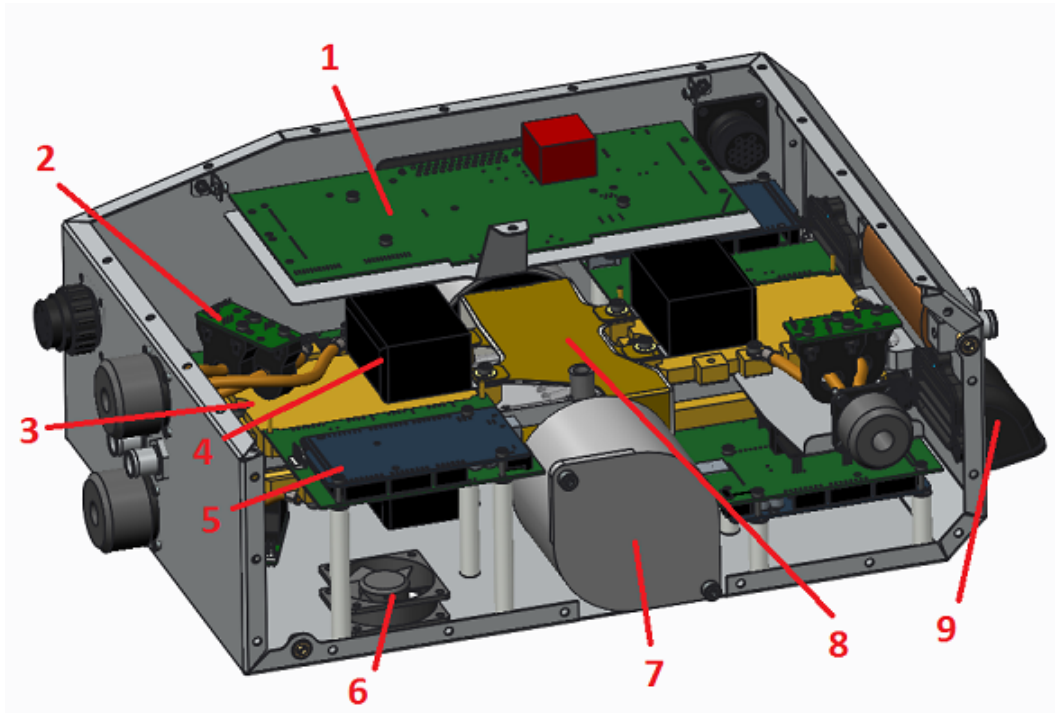


FIGURE 6.28 – Intégration de la carte de contrôle principale et des quatre onduleurs dans le boîtier de contrôle

### 6.6.1 Résultats de l'acquisition de données

Un système d'acquisition de données par télémétrie a permis d'enregistrer le cycle routier de la voiture lors des épreuves de l'*autocross* et de l'endurance de la compétition en Hongrie. La figure 6.29 montre la vitesse et le couple des moteurs en fonction du temps, alors que les figures 6.30 et 6.31 montrent la densité des points d'opération des moteurs. Puisqu'une limite sur la puissance maximale des moteurs a été imposée lors de l'épreuve de l'endurance, le cycle routier de l'épreuve de l'*autocross* est présenté en guise de comparaison avec le cycle routier du cahier des charges. La vitesse maximale atteinte par les moteurs est de 12100 RPM (88km/h) plutôt que 16000 RPM. Cette différence est attendue puisque le circuit utilisé pour la création du cahier des charges et celui de la compétition ne sont pas les mêmes. Le circuit de la compétition était très sinueux, ce qui a limité la vitesse maximale mais a favorisé les accélérations en sortie des virages. Finalement, le freinage régénératif n'a pas été activé lors de la compétition en raison d'un manque de validation de l'algorithme limitant la puissance de la recharge des batteries. Seuls les couples positifs (en fonctionnement moteur) sont visibles sur les figures.

L'énergie de la batterie consommée lors de l'épreuve de l'endurance est de 3,41kWh. Il s'agit de l'énergie totale délivrée par la batterie de la voiture mesurée par l'énergie-mètre installé dans le boîtier de la batterie. Cette faible valeur est attendue puisque la puissance maximale de la voiture avait été artificiellement réduite lors de l'épreuve. Cependant, l'énergie élec-

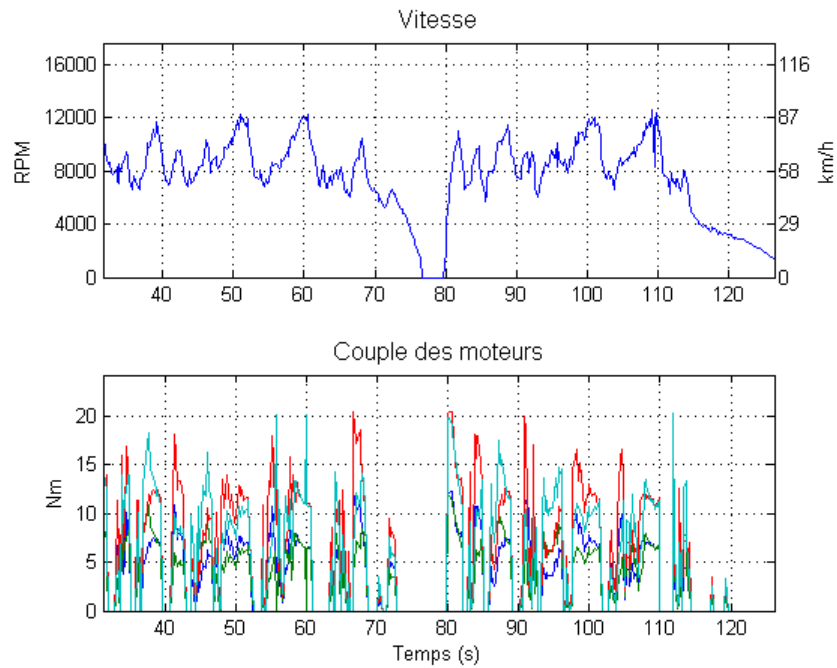


FIGURE 6.29 – Vitesse et couples des moteurs lors de l'épreuve d'*autocross* de la compétition en Hongrie

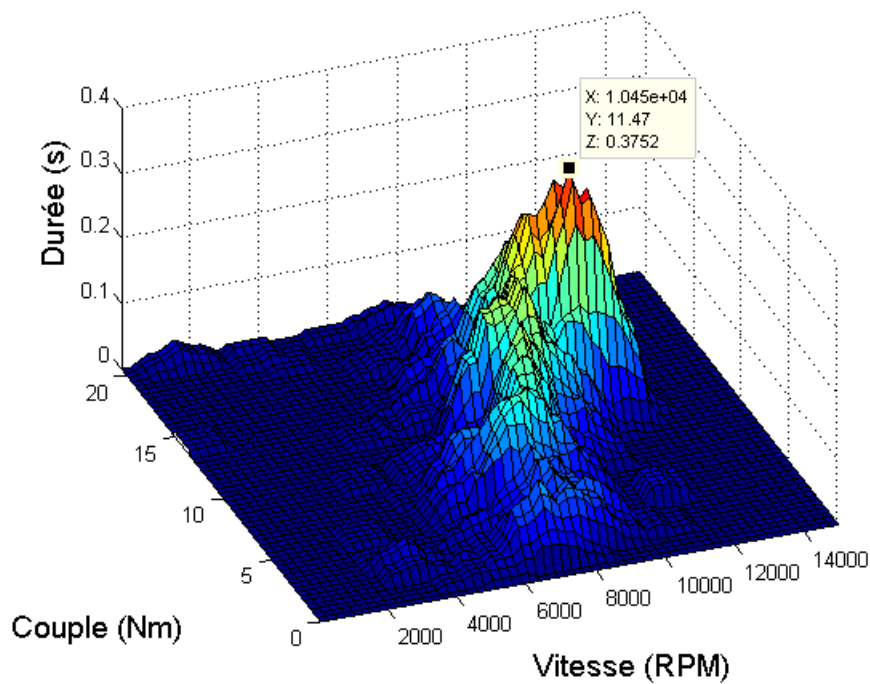


FIGURE 6.30 – Densité des points d'opération acquisitionnés lors de l'épreuve d'*autocross* de la compétition en Hongrie (3D)



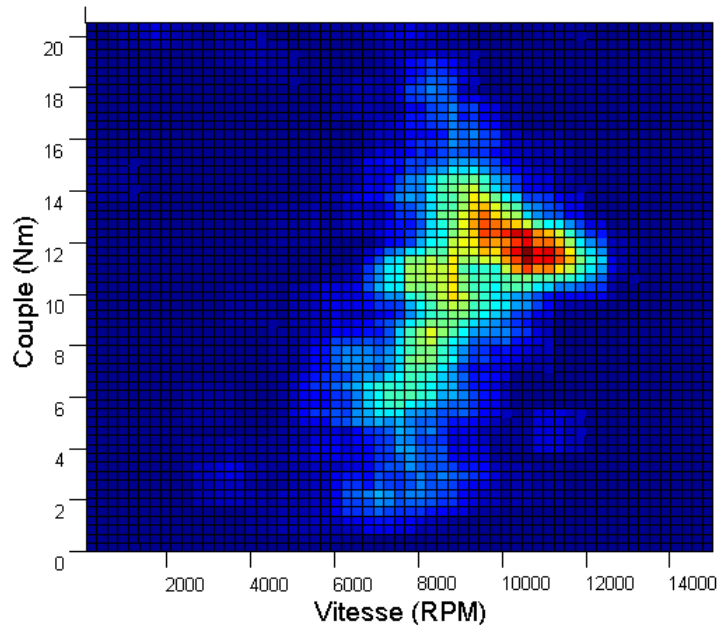


FIGURE 6.31 – Densité des points d’opération acquisitionnés lors de l’épreuve d’*autocross* de la compétition en Hongrie (2D)

trique consommée par tour d’*autocross* est de 0,288kWh. Cette valeur, projetée au nombre de tours de piste de l’épreuve d’endurance, correspond à une consommation énergétique totale de 6,92kWh. Ceci correspond approximativement à la consommation estimée au chapitre 5 qui est de 7,09kWh (7,8kWh en incluant le facteur de sécurité de 10%). Des données sur l’échauffement des moteurs lors de la course ne sont pas disponibles.

### 6.6.2 Résultats des compétitions en Europe

L’équipe a participé à un total de trois compétitions au cours de l’été 2015.

- *Formula Student Germany* (FSG, 28 juillet au 2 août)
- *Formula Student Austria* (FSA, 10 au 13 août)
- *Formula Student Hungary* (FSH, 20 au 23 août)

La voiture était fonctionnelle lors de la livraison par avion en Europe, mais elle n’atteignait pas encore les performances souhaitées. L’ampleur de la tâche de conception/fabrication a été colossale et plusieurs membres de l’équipe qui devaient y travailler ont dû quitter la région pour des stages et emplois obtenus à la dernière minute. La voiture n’avait qu’une seule roue motrice fonctionnelle ainsi que quelques problèmes de fiabilité. Une fois arrivée en Allemagne, l’équipe a profité de la dernière semaine avant la compétition pour continuer à travailler sur la voiture autant que possible. Une erreur de conception sur la carte électronique du circuit de surveillance des batteries a fait perdre de nombreuses heures de travail. Cependant, l’équipe

a réussi à passer l'inspection technique du premier coup. À lui seul, ceci constitue un exploit pour une première participation de l'équipe à une compétition de voitures électriques. Il est très rare que les équipes participant pour une première fois à la catégorie électrique réussissent à passer l'inspection technique. Malheureusement, une fois le problème de la carte électronique réglé, l'embout du rotor du moteur arrière gauche s'est détaché alors que la voiture roulait sur la piste d'essai. Ceci a créé de la chaleur par friction et a endommagé le moteur. L'équipe n'a donc pas pu participer aux épreuves dynamiques de FSG. Elle a cependant bien performé lors des épreuves statiques, ce qui lui a permis de terminer en 20e position parmi 40 voitures électriques inscrites.

L'équipe avait donc une semaine de libre avant le début de la prochaine compétition en Autriche. Ce fût une semaine de travail acharné. En travaillant plus de 16 heures par jour, tous les jours jusqu'au 10 août, l'équipe a réussi à reconstruire le moteur arrière gauche en entier ainsi qu'à fiabiliser les 3 autres moteurs afin d'éviter que le problème ne survienne à nouveau. L'équipe a profité de l'occasion pour désassembler, nettoyer et refaire le filage du boîtier de contrôle des moteurs. Une fuite d'huile dans le circuit de refroidissement des modules IGBT avait endommagé la gaine protectrice des fils, celle-ci étant chimiquement sensible à l'huile.

Grâce à sa détermination, l'équipe a réussi à participer à toutes les épreuves dynamiques lors de la compétition en Autriche. Encore une fois, l'inspection technique a été passée du premier coup. Ceci est un exploit, considérant qu'aucune épreuve dynamique n'avait été complétée lors de la compétition précédente. Cependant, la voiture étant maintenant fonctionnelle, un nouveau problème s'est révélé au cours de cette compétition. Comme les moteurs et leurs contrôleurs étaient maintenant fiables, le pilote de la voiture pouvait transmettre une quantité raisonnable de puissance au sol. Or, il s'avère que plusieurs connexions électriques du bloc de batteries avaient une résistance de contact beaucoup plus élevée que ce qui était prévu. Par conséquent, la température de ces connexions montait rapidement lorsque les moteurs fonctionnaient à haute puissance. Par conséquent, la voiture n'a pas pu fonctionner à pleine puissance lors de la compétition en Autriche. Malgré tout, l'équipe a terminé en 12e position au classement général, en plus d'obtenir une 2e position lors de l'épreuve de l'efficacité énergétique et un prix spécial pour le système de refroidissement moteur le plus innovateur.

Suite à la compétition en Autriche, l'équipe avait à sa disposition une semaine de libre avant la dernière compétition en Hongrie. Les membres de l'équipe ont regroupé toute la motivation et la détermination qu'il leur restait afin de reconstruire au complet la batterie. Ceci a permis à l'équipe de terminer en 9e position sur 42 équipes inscrites à l'accélération, 10e à l'épreuve du « skidpad », 9e à l'épreuve de l'*autocross*, 2e à l'épreuve d'efficacité énergétique et 16e à l'endurance. L'équipe a également terminée en 2e position lors de l'épreuve de la présentation de la conception devant les juges.

## 6.7 Conclusion

La fabrication d'un moteur prototype et les essais effectués sur le dynamomètre ont permis de valider les performances du moteur à partir des valeurs prédites par le modèle par éléments finis présenté au chapitre 5. L'expérience acquise lors de la fabrication du moteur prototype a permis de corriger certains défauts de conception afin de faciliter la fabrication et l'assemblage des moteurs finaux. La batterie de la voiture ainsi que les moteurs et les réducteurs planétaires ont été intégrés dans la voiture 2015 de l'équipe de la Formule SAE de l'Université Laval afin de participer à diverses compétitions en Europe lors de l'été 2015. Au final, l'équipe a terminée en 4e position sur 42 universités participantes au classement global de la compétition en Hongrie. Sachant que la grande majorité des équipes de Formule SAE électrique ne passent tout simplement pas l'inspection technique lors de leur première participation à des compétitions, ce résultat est exceptionnel. Arriver en 4e position au classement global représente du jamais vu dans l'histoire récente de la Formule SAE électrique. Cet exploit a également été souligné par le juge en chef Pat Clarke lors de la cérémonie de fermeture de la compétition FSH.

# Conclusion générale et perspectives

La conception de la motorisation électrique s'est déroulée en six étapes. La première a défini une méthodologie à employer afin de concevoir la chaîne de traction. Il a été mis en évidence qu'une approche systémique était nécessaire et que la conception par l'optimisation du problème inverse de conception permettrait de dimensionner un système complexe tel qu'une chaîne de traction électrique. L'utilisation d'un algorithme génétique s'avérerait appropriée afin d'effectuer une conception préliminaire. L'établissement de deux objectifs d'optimisation a transformé le problème étudié en optimisation multicritère. Il a été établi qu'une deuxième étape d'optimisation plus lente, mais plus précise utilisant une méthode de calcul par éléments finis, serait effectuée afin de corriger les erreurs de modélisation du modèle multi-physique analytique employé par l'algorithme d'optimisation génétique.

La deuxième étape a utilisé un simulateur de la dynamique de la voiture afin de créer un cahier des charges de la motorisation. L'analyse du système de pointage de la compétition a montré qu'une voiture ayant une motorisation toutes roues motrices permet l'obtention d'un pointage supérieur à celui obtenu par une voiture similaire n'ayant que deux roues motrices. La minimisation de la masse totale de la voiture et la minimisation de la température de fonctionnement maximale des composants de la chaîne de traction constitueraient les deux objectifs d'optimisation.

La troisième étape a permis d'élaborer un modèle multi-physique analytique employé par les fonctions objectifs évaluées par l'algorithme d'optimisation génétique. Celui-ci est constitué de plusieurs sous-modèles couvrant les aspects électriques, magnétiques, thermiques et mécaniques du système. Ce modèle possède l'avantage de se calculer rapidement. Cependant, il est moins précis que l'utilisation d'un outil de calcul des champs par éléments finis.

La quatrième étape a utilisé le modèle multi-physique analytique précédemment développé afin de résoudre le problème d'optimisation défini par les fonctions objectifs. L'utilisation de l'algorithme génétique multicritère a permis l'obtention d'un front de Pareto présentant diverses solutions représentant les meilleurs compromis entre les deux objectifs. Une solution intermédiaire a été retenue afin d'obtenir une masse aussi faible que possible tout en conservant une marge de sécurité sur la température maximale des moteurs.

La cinquième étape a utilisé les dimensions de la motorisation retenue à l'étape précédente comme point de départ pour une seconde boucle d'itération. La température maximale d'opération a été fixée à la température correspondante du candidat retenu et le problème d'optimisation est devenu un problème d'optimisation monocritère. Un outil de calcul des champs par éléments finis a été utilisé, ce qui a permis d'éviter certaines erreurs de modélisation résultant des hypothèses employées par le modèle analytique. Par conséquent, l'évaluation de la fonction objectif masse était plus lente, mais l'opération d'optimisation a convergé plus rapidement vers une solution stable. Le moteur obtenu suite à cette étape est plus léger que celui résultant de l'optimisation utilisant le modèle analytique.

Finalement, la dernière étape a consisté en la réalisation d'un moteur prototype afin de valider le moteur conçu sur un banc d'essai. Quatre moteurs finaux identiques ont été fabriqués et intégrés dans la voiture 2015 de l'équipe de l'Université Laval. La voiture a su démontrer ses performances et son potentiel lors des divers événements auxquels elle a participé lors de l'été 2015.

## Perspectives

Il serait intéressant de fabriquer une deuxième version de cette motorisation. Ceci permettrait de corriger certains problèmes de fiabilité survenus lors des compétitions et d'augmenter d'avantage les performances de la chaîne de traction. De plus, la réalisation d'une deuxième itération permettrait de corriger les outils et les équations utilisées à chaque étape de la conception selon les résultats obtenus.

Entre autre, le calcul de la température des différentes sections du moteur pourrait s'effectuer à l'aide d'un logiciel de calcul par éléments finis en trois dimensions. L'utilisation d'un logiciel adapté à cette tâche fournirait des résultats plus précis, ce qui permettrait d'augmenter d'avantage la densité de courant dans les conducteurs, ou de la réduire le cas échéant. Cet outil pourrait également simuler la circulation des fluides de refroidissement et leur élévation en température entre la sortie et l'entrée du moteur.

Dans le cadre de ce projet, un modèle de machine synchrone à aimants permanents utilisant un nombre d'encoques par pôle et par phase unitaire a été choisi en raison de la plus grande simplicité de la conception. Une deuxième itération de la conception serait une bonne opportunité pour explorer des topologies de stators différentes. Par exemple, un moteur dont les enroulements du stator seraient concentrés plutôt que distribués simplifierait l'opération de bobinage et réduirait les pertes par effet Joule dans les couronnes [46][47]. Ceci réduirait aussi la longueur des têtes de bobines dans la direction axiale et permettrait de réduire la longueur du boîtier des moteurs.

Bien que l'analyse par éléments finis du moteur a laissé croire que les pertes par courants

de Foucault dans les aimants sont faibles (9W en moyenne), nous croyons qu'une mauvaise modélisation du problème ou que l'outil de calcul des champs par éléments finis aient sous-estimés la grandeur des pertes dans les aimants. En effet, après plusieurs minutes de course, l'accélération maximale de la voiture à partir de l'arrêt se dégradait de manière observable. Cette accélération retournait à sa valeur normale en laissant les composants refroidir pendant plusieurs minutes. Une solution qui pourrait être envisagée lors de la conception d'une deuxième chaîne de traction serait l'optimisation d'un moteur synchrone dont les aimants sont enterrés dans le rotor. Cette topologie de moteur possède plusieurs avantages que les rotors ayant des aimants montés en surface ne possèdent pas. D'abord, les pertes dans les aimants seraient diminuées puisque les laminations du rotor les entourant diminueraient l'amplitude des courants de Foucault circulant dans les aimants. Ensuite, cette topologie de rotor diminuerait le couple de réductance, dont l'amplitude est acceptable sur les moteurs actuels, mais dont la présence est quelque peu agaçante. Finalement, cette topologie éviterait l'utilisation d'une frette en fibres de verre. Ceci permettrait de diminuer l'épaisseur de l'entrefer mécanique en raison des meilleures tolérances de fabrication des laminations du rotor. L'épaisseur de l'entrefer magnétique serait d'avantage diminué puisque la frette en fibres de verre a une perméabilité relative unitaire.

Une autre façon d'augmenter les performances de la voiture serait de continuer le développement des boucles de contrôle sur le dynamomètre. Par exemple, le couple développé par les moteurs diminue lors de l'accélération mais revient à la valeur prévue lorsque la vitesse est constante. Ceci est dû à de mauvaises compensations dans l'algorithme de contrôle des moteurs et pourrait être corrigé en continuant le développement sur le banc d'essai. De plus, le freinage régénératif pourrait être activé sur la voiture à condition d'effectuer une meilleure validation du comportement de l'onduleur pour les couples négatifs (couples de freinage). Il faudrait également développer et mettre à l'épreuve une boucle de contrôle limitant la puissance de recharge dans la batterie afin d'éviter une surtension des cellules. Il s'agit d'une situation critique puisque ceci forcerait le système de surveillance de la batterie à ouvrir les contacteurs haute tension. Une boucle de contrôle défaillante pourrait créer une crête de tension sur le bus CC en raison de l'absence de la batterie, ce qui détruirait les transistors des onduleurs et possiblement les condensateurs du bus CC. Cependant, autoriser un freinage régénératif correctement validé permettrait d'augmenter l'autonomie de la voiture et d'augmenter le pointage obtenu lors de l'épreuve de l'efficacité énergétique.

Bien entendu, une deuxième version de la batterie devra utiliser un système de connexion des cellules permettant un meilleur contrôle des résistances de contact. Actuellement, il s'agit du principal facteur limitant les performances de la voiture lors d'une course. Compte tenu des résultats obtenus avec la première itération de la voiture lors de la compétition en Hongrie, une deuxième itération aurait le potentiel de remporter une première place au classement général.



FIGURE 6.32 – Voiture en action à la compétition *Formula Student Austria* lors de l'été 2015

# Bibliographie

- [1] SAE Collegiate Design Series, *2016 Formula SAE Rules*, [En ligne]. [students.sae.org/cds/formulaseries/rules](http://students.sae.org/cds/formulaseries/rules) (Page consultée en avril 2016)
- [2] V. MESTER, « Conception Optimale Systémique des Composants des Chaînes de Traction Électrique », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, Lille, France, Mai 2007
- [3] J. REGNIER, « Conception de Systèmes Hétérogènes en Génie Électrique par Optimisation Évolutionnaire Multicritère ». Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique Industrielle, ENSEEIHT, Toulouse, France, 2003
- [4] S.A. RANDI, « Conception Systémique de Chaînes de Traction Synchrones Pour Véhicule Électrique à Large Gamme de Vitesse ». Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique Industrielle, ENSEEIHT, Toulouse, France, 2003
- [5] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, *Design optimisation of electric motors by genetic algorithms*, in Electric Power Applications, IEEE Proceedings, vol.145, no.5, pp.475-483, Sep. 1998
- [6] B.N. CASSIMERE, S.D. SUDHOFF, *Population-Based Design of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machines*, in Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.24, no.2, pp.338-346, June 2009
- [7] J. CROS, P. VIAROUGE, M.T. KAKHKI, *Design and Optimization of Soft Magnetic Composite Machines With Finite Element Methods*, in Magnetics, IEEE Transactions on , vol.47, no.10, pp.4384-4390, Oct. 2011
- [8] J. FIGUEROA, L. RADAOROZANDRY, J. CROS, P. VIAROUGE, *Comparative analysis of surface mount pm motor structures for a traction application*, Proceeding of International conference on Electrical Machine (ICEM), Chania, Greece. 2006
- [9] L. RADAOROZANDRY, « Conception et Optimisation des Machines Synchrones Avec des Modèles Analytiques en Tenant Compte de la Saturation Magnétique ». Mémoire de maîtrise, Département de Génie Électrique et de Génie Informatique, Université Laval, Québec, Canada, 2007
- [10] M. DEGANI, E. CARRARO, N. BIANCHI, *Robust optimization of a traction PMSM motor according to given driving cycles*, in Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on , vol., no., pp.270-276, 2-5 Sept. 2014



- [11] M. GADOLA, D. VETTURI, D. CAMBIAGHI, L. MANZO, *A Tool for Lap Time Simulation*, SAE technical papers, paper 962529, 1996
- [12] B. SIEGLER, D. CROLLA, *Lap Time Simulation for Racing Car Design*, SAE technical papers, paper 2002-01-0567, 2002
- [13] C. PATTON, *Development of Vehicle Dynamics Tools for Motorsports*. Thèse de Doctorat, Oregon State University, Corvallis, Oregon, États-Unis, 2013
- [14] M. EHSANI, G. YIMIN, S. GAY, *Characterization of electric motor drives for traction applications*, in Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE , vol.1, no., pp.891-896 vol.1, 2-6 Nov. 2003
- [15] M. ZERAOULIA, M.E.H. BENBOUZID, D. DIALLO, *Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems : A Comparative Study*, in Vehicular Technology, IEEE Transactions on , vol.55, no.6, pp.1756-1764, Nov. 2006
- [16] Z.Q. ZHU, D. HOWE, *Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles*, in Proceedings of the IEEE , vol.95, no.4, pp.746-765, Avril 2007
- [17] J. CROS, P. VIAROUGE, M.T. KAKHKI, *Design and Optimization of Soft Magnetic Composite Machines With Finite Element Methods*, in Magnetics, IEEE Transactions on , vol.47, no.10, pp.4384-4390, Oct. 2011
- [18] G.R. SLEMON, *On the design of high-performance surface-mounted PM motors*, in Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.30, no.1, pp.134-140, Jan./Feb. 1994
- [19] Z.Q. ZHU, D. HOWE, E. BOLTE, B. ACKERMANN, *Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field*, in Magnetics, IEEE Transactions on , vol.29, no.1, pp.124-135, Jan. 1993
- [20] Emotor, *Rule of thumb for calculating stacking factor as a function of lamination thickness*, [En ligne]. [www.emotor.com/blog/post/rule-thumb-calculating-stacking-factor](http://www.emotor.com/blog/post/rule-thumb-calculating-stacking-factor) (Page consultée en avril 2016)
- [21] Z.Q. ZHU, D. HOWE, *Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting*, in Magnetics, IEEE Transactions on , vol.29, no.1, pp.143-151, Jan. 1993
- [22] K. YAMAZAKI, N. FUKUSHIMA, *Iron-Loss Modeling for Rotating Machines : Comparison Between Bertotti's Three-Term Expression and 3-D Eddy-Current Analysis*, in Magnetics, IEEE Transactions on , vol.46, no.8, pp.3121-3124, Aug. 2010
- [23] J.R. LUCAS, *Electromagnetic Theory*, Notes de cours, University of Moratuwa, Inde, 9 p., Nov. 2001
- [24] J.R. FIGUEROA, « Modélisation des entraînements à grande plage de vitesse en vue de leur conception ». Thèse de doctorat, Université Laval, Québec, Canada, 307 p., 2008

- [25] Wikipedia, *Electrical Resistivity and Conductivity*, [En ligne]. [http://en.wikipedia.org/wiki/Electrical\\_resistivity\\_and\\_conductivity](http://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_resistivity_and_conductivity) (Page consultée en avril 2016)
- [26] Emeter, *How to calculate the winding factor of regular integer-slot windings?*, [En ligne]. [www.emeter.com/blog/post/how-calculate-winding-factor-regular-integer-slot-windings](http://www.emeter.com/blog/post/how-calculate-winding-factor-regular-integer-slot-windings) (Page consultée en avril 2016)
- [27] S. MEIER, *Theoretical Design of Surface-Mounted Permanent Magnet Motors With Field-Weakening Capability*, Master thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 79 p., 2002
- [28] P. VIAROUGE, « Matériaux utilisés dans les machines électriques ». Notes de cours, Conception des dispositifs électromagnétiques, Université Laval, Canada, 29 p., Automne 2014.
- [29] N. BIANCHI, T.M. JAHNS, *Design, Analysis, and Control of Interior PM Synchronous Machines : Tutorial Course Notes*, in IEEE Industry Applications Society, Seattle, CLEUP, 304 p., Oct. 5, 2004
- [30] D. GRAOVAC, M. PÜRSCHEL, *IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, Automotive Power Application Note, 17 p., Jan. 2009
- [31] Cogent, *Electrical Steel Thin Non Oriented*, Fiche technique, [En ligne]. <http://www.cogent-power.com> (Page consultée en avril 2016)
- [32] AZO Materials, *AISI 1010 Carbon Steel (UNS G10100)*, [En ligne]. [www.azom.com/article.aspx?ArticleID=6539](http://www.azom.com/article.aspx?ArticleID=6539) (Page consultée en avril 2016)
- [33] NdFeB-Info, *Characteristics of NdFeB Magnets*, [En ligne]. <http://www.ndfeb-info.com/characteristics.aspx> (Page consultée en avril 2016)
- [34] Engineering Toolbox, *Density of some common metals and alloys*, [En ligne]. [www.engineeringtoolbox.com/metal-alloys-densities-d\\_50.html](http://www.engineeringtoolbox.com/metal-alloys-densities-d_50.html) (Page consultée en avril 2016)
- [35] Von Roll, *Resin Permafill 74041*, Fiche technique, [En ligne]. [www.vonroll.com](http://www.vonroll.com) (Page consultée en avril 2016)
- [36] G. GRELLET, « Pertes dans les machines tournantes ». Techniques de l'ingénieur, traité de Génie Électrique D3450, 31 p., 1989
- [37] T. KAWAMURA, H. ATARASHI, T. MIYOSHI, *High Power Density Motor for Racing Use*, SAE technical papers, paper 2011-39-7221, 2011
- [38] Thermopedia, *Thermal Contact Resistance*, [En ligne]. [www.thermopedia.com/content/1188](http://www.thermopedia.com/content/1188) (Page consultée en avril 2016)

- [39] Engineering Toolbox, *Thermal conductivity of some common metals*, [En ligne]. [www.engineeringtoolbox.com/thermal-conductivity-metals-d\\_858.html](http://www.engineeringtoolbox.com/thermal-conductivity-metals-d_858.html) (Page consultée en avril 2016)
- [40] Engineering Toolbox, *Thermal conductivity of materials and gases*, [En ligne]. [www.engineeringtoolbox.com/thermal-conductivity-d\\_429.html](http://www.engineeringtoolbox.com/thermal-conductivity-d_429.html) (Page consultée en avril 2016)
- [41] Thermopedia, *Heat Transfer Coefficient*, [En ligne]. [www.thermopedia.com/content/841](http://www.thermopedia.com/content/841) (Page consultée en avril 2016)
- [42] P. VIAROUGE, « Éléments de calcul thermique ». Notes de cours, Conception des dispositifs électromagnétiques, Université Laval, Canada, 18 p., Automne 2014.
- [43] E.S. HAMDI, *Design of Small Electrical Machines*, Chichester, England, Wiley, 260 p., 1994
- [44] S. OHTA, (1985, Dec. 1), *Temperature Classes of Electrical Insulators*, [En ligne]. [www.threebond.com/technical/technicalnews/pdf/tech13.pdf](http://www.threebond.com/technical/technicalnews/pdf/tech13.pdf) (Page consultée en avril 2016)
- [45] Wikipedia, *Vector control (motor)*, [En ligne]. [https://en.wikipedia.org/wiki/Vector\\_control\\_\(motor\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Vector_control_(motor)) (Page consultée en avril 2016)
- [46] C. LECHNER, E. SCHMIDT, *Lightweight design and prototyping of high performance permanent magnet synchronous machines for an electric driven racing car*, in Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2015 IEEE International, vol., no., pp.1826-1830, 10-13 May 2015
- [47] J. CROS, P. VIAROUGE, *Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings*, in Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.17, no.2, pp.248-253, June 2002

# Annexe A

## Démonstration de l'équation 3.44

Soit un onduleur de tension triphasé employant la modulation spatiale vectorielle. Il existe 6 configurations des transistors produisant une tension dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ . Ceux-ci sont identifiés de  $V_1$  jusqu'à  $V_6$  sur la figure A.1. Les deux vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$  ne produisent aucune tension de sortie et ne sont donc pas représentés.

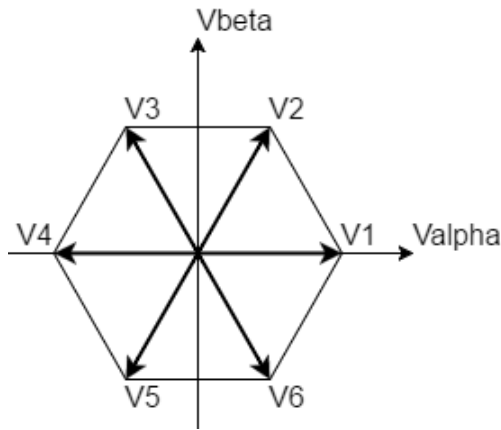


FIGURE A.1 – Vecteurs de tension pouvant être appliqués par l'onduleur

Vecteur	État des bras de l'onduleur	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$
$V_0$	$a = 0, b = 0, c = 0$	0	0	0
$V_1$	$a = 1, b = 0, c = 0$	$\frac{2}{3} \cdot U_{dc}$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$
$V_2$	$a = 1, b = 1, c = 0$	$\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{2}{3} \cdot U_{dc}$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$
$V_3$	$a = 0, b = 1, c = 0$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{2}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$
$V_4$	$a = 0, b = 1, c = 1$	$-\frac{2}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$
$V_5$	$a = 0, b = 0, c = 1$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{2}{3} \cdot U_{dc}$
$V_6$	$a = 1, b = 0, c = 1$	$\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$-\frac{1}{3} \cdot U_{dc}$	$\frac{2}{3} \cdot U_{dc}$
$V_7$	$a = 1, b = 1, c = 1$	0	0	0

Tableau A.1 – Tension ligne-neutre appliquée sur les phases d'un bobinage en étoile selon le vecteur actif

En assumant un bobinage connecté en étoile, la tension ligne-neutre appliquée sur chaque phase selon le vecteur actif est présentée dans le tableau A.1. Lors de la sur-modulation à onde carrée, ces six vecteurs sont appliqués successivement en ordre croissant. La tension perçue par une phase sur une période électrique est tracée à la figure A.2.

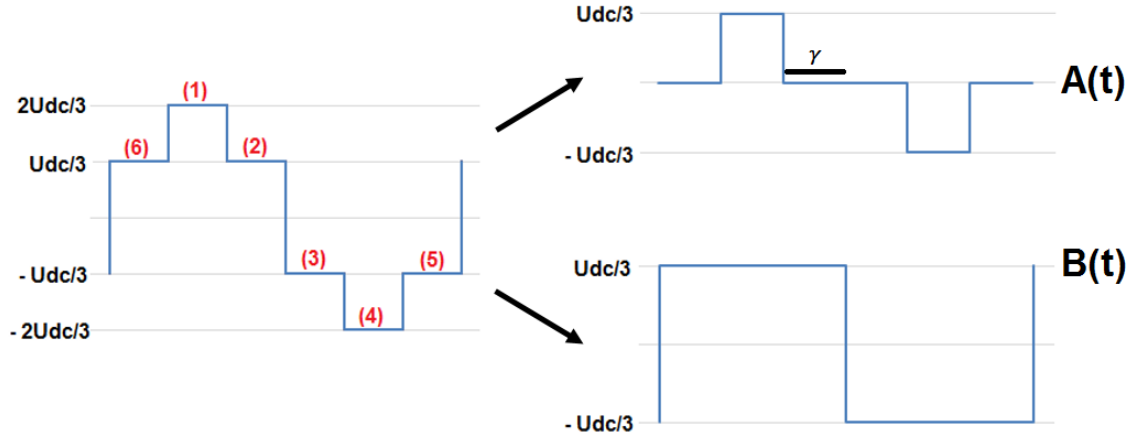


FIGURE A.2 – Tension ligne-neutre d'une phase lors de la sur-modulation à onde carrée

Puisque la décomposition d'un signal en une série de Fourier est une opération linéaire, la tension perçue peut être décomposée en deux composantes (A) et (B). Comme le déphasage entre ces deux formes d'ondes est nul, l'amplitude du fondamental est égal à la somme de l'amplitude du fondamental des signaux A(t) et B(t) individuels.

$$\mathcal{F}[A(t) + B(t)] = \mathcal{F}[A(t)] + \mathcal{F}[B(t)] \quad (\text{A.1})$$

La série de Fourier d'une fonction périodique  $f(\omega t)$  peut être exprimée selon A.2.

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (\text{A.2})$$

Pour un signal possédant une symétrie impaire et une valeur moyenne nulle,  $a_0 = 0$  et  $a_n = 0$ . Par conséquent, la fonction  $f(\omega t)$  peut être simplifiée selon l'équation ci-dessous.

$$f(\omega t) = \sum_{n=\text{impair}}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{A.3})$$

La fonction peut être exprimée comme la somme de signaux sinusoïdaux (harmoniques) d'ordre  $n$ . Pour une onde quasi-carrée, la valeur du coefficient  $b_n$  est donnée par l'équation A.4

$$b_n = \frac{4A}{n\pi} \cos(n\gamma) \times \begin{cases} 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ 1 & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

où  $A$  est l'amplitude du signal et  $\gamma$  est le rapport de troncature de l'onde quasi-carrée sur un quart de période. Sa valeur est  $\pi/3$  pour le signal  $A(t)$  et 0 pour l'onde carrée pleine  $B(t)$ . Les amplitudes des harmoniques fondamentales ( $n = 1$ ) des signaux  $A(t)$  et  $B(t)$  sont données ci-dessous.

$$b_{1a} = \frac{4 U_{dc}}{\pi} \frac{1}{3} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A.5})$$

$$= \frac{4 U_{dc}}{\pi} \frac{1}{3} \frac{1}{2} \quad (\text{A.6})$$

$$= \frac{2}{3\pi} U_{dc} \quad (\text{A.7})$$

$$b_{1b} = \frac{4 U_{dc}}{\pi} \frac{1}{3} \cos(0) \quad (\text{A.8})$$

$$= \frac{4 U_{dc}}{\pi} \frac{1}{3} (1) \quad (\text{A.9})$$

$$= \frac{4}{3\pi} U_{dc} \quad (\text{A.10})$$

L'amplitude du fondamental de la tension appliquée sur la phase A est donnée par la somme des amplitudes  $b_{1a}$  et  $b_{1b}$ .

$$b_{1a} + b_{1b} = \frac{2}{3\pi} U_{dc} + \frac{4}{3\pi} U_{dc} \quad (\text{A.11})$$

$$= \frac{U_{dc}}{\pi} \left( \frac{2}{3} + \frac{4}{3} \right) \quad (\text{A.12})$$

$$= \frac{2}{\pi} U_{dc} \quad (\text{A.13})$$

Sachant que le facteur de crête d'un signal sinusoïdal est égal à  $\sqrt{2}$ , la valeur efficace du fondamental de la tension ligne-neutre appliquée sur une phase lors de la sur-modulation à onde carrée est donnée par l'équation A.14.

$$V_{smax} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{dc} \quad (\text{A.14})$$

## Annexe B

# Vérification de l'intégrité mécanique de la frette du rotor

Soit des aimants permanents montés à la surface de la culasse du rotor dont la densité massique est  $\rho_{aim}$ . Leurs centres de masse sont situés à une distance  $r_{aim}$  de l'axe de rotation et se déplacent à une vitesse tangentielle  $v_t$  autour de celui-ci. La force centripète totale  $F_{aim}$  exercée radialement sur la frette est donnée par l'équation B.1, où  $m_{aim}$  est la masse totale des aimants installés sur le rotor,  $V_{aim}$  est leur volume et  $\omega_r$  est la vitesse de rotation angulaire du rotor.

$$F_{aim} = \frac{m_{aim} \cdot v_t^2}{r_{aim}} = \rho_{aim} \cdot V_{aim} \cdot \omega_r^2 \cdot r_{aim} \quad (\text{B.1})$$

La pression  $P$  exercée par les aimants sur la frette du rotor est donnée par l'équation B.2, où  $A_{aim}$  est la superficie de la surface de contact entre les aimants et la frette.

$$P = \frac{F_{aim}}{A_{aim}} \quad (\text{B.2})$$

La contrainte  $\sigma_s$  appliquée sur le matériau formant la frette est donnée par l'équation B.3, où  $r_s$  est son rayon moyen et  $e_s$  est son épaisseur. L'intégrité mécanique de la frette du rotor est respectée lorsque la contrainte  $\sigma_s$  est inférieure à la contrainte maximale pouvant être appliquée sur le matériau. Un facteur de sécurité approprié doit être choisi selon les tolérances de fabrication et la qualité du matériau employé.

$$\sigma_s = \frac{P \cdot r_s}{e_s} \quad (\text{B.3})$$