



HAL
open science

**Conception optimale d'un entraînement électrique pour
la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique :
Co-conception des machines électriques, des
convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire**

Zhenwei Wu

► **To cite this version:**

Zhenwei Wu. Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique : Co-conception des machines électriques, des convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire. Autre. Université de Franche-Comté, 2012. Français. NNT : 2012BESA2004 . tel-00838732

HAL Id: tel-00838732

<https://theses.hal.science/tel-00838732>

Submitted on 26 Jun 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE DE FRANCHE-COMTE

Thèse de doctorat en Sciences pour l'Ingénieur

présentée à

l'UFR des Sciences, Techniques et Gestion de l'Industrie

pour l'obtention du grade de

Docteur de l'Université de Franche-Comté

en

Génie électrique

par

Zhenwei WU

Ingénieur FEMTO-ST

**CONCEPTION OPTIMALE D'UN ENTRAINEMENT
ELECTRIQUE POUR LA CHAINE DE TRACTION D'UN
VEHICULE HYBRIDE ELECTRIQUE**

**CO-CONCEPTION DES MACHINES ELECTRIQUES, DES CONVERTISSEURS
DE PUISSANCE ET DU REDUCTEUR PLANETAIRE**

Soutenue publiquement le 21 Mars 2012 devant la commission d'examen

Président :	Claude MARCHAND	Professeur, Université Paris Sud
Rapporteurs :	Mohamed BENBOUZID	Professeur, Université de Brest
	Frédéric GILLON	Maître de Conférences HDR, Ecole Centrale de Lille
Examineurs :	Daniel DEPERNET	Maître de Conférences, Université de Technologie Belfort-Montbéliard
	Christophe ESPANET	Professeur, Université de Franche-Comté
	Daniel HISSEL	Professeur, Université de Franche-Comté
	Walter LHOMME	Maître de Conférences, Université Lille 1
Invité :	Olivier PAPE	Ingénieur Expert, Nexter Systems

à Qingli

Avant propos

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire, ont été réalisés au sein du laboratoire Franche Comté Électronique Mécanique Thermique et Optique – Sciences et Technologies (FEMTO-ST).

Je tiens tout à d’abord à remercier toutes les personnes qui ont permis la réalisation de ce travail, notamment mon directeur de thèse, Monsieur Christophe ESPANET, Professeur à l’Université de Franche-Comté, ainsi que mon co-encadrement et responsable du projet ARCHYBALD, Monsieur Daniel DEPERNET, Maître de Conférences à l’Université de Technologie Belfort-Montbéliard. Je suis extrêmement ravi d’avoir travaillé en leurs compagnies car outre leurs totales disponibilités, leurs suivis permanents m’ont permis d’avancer dans ma thèse. J’adresse également à Monsieur Olivier PAPE, Ingénieur chez Nexter Systems pour m’avoir permis de travailler sur un sujet industriel militaire innovant.

Je tiens ensuite à remercier toutes les personnes du projet qui m’ont aidé pour la réalisation de ce travail, et plus particulièrement Alain BOUSCAYROL, Professeur à l’Université de Lille 1, Monsieur Bogdan VULTURESCU, Chargé de recherche chez IFFSTAR; Anne-Claire SAUTER, Ingénieur stagiaire chez Nexter Systems ; TONY LETROUVE, doctorant chez PSA ; Monsieur Stéphane BUTTERBACH, doctorant chez IFFSTAR ; ainsi que toutes les autres personnes du projet, avec qui j’ai eu de nombreuses discussions techniques qui ont permis de faire évoluer de nombreux problèmes.

Je tiens aussi à remercier tous les membres de mon jury. J’adresse mes sincères remerciements à Monsieur Claude MARCHAND, Professeur de l’Université Paris Sud d’avoir accepté de présider ce jury. Je suis honoré que Monsieur Mohamed BENBOUZID, Professeur à l’Université de Brest et Monsieur Frédéric GILLON, Maître de Conférences HDR à l’Ecole Centrale de Lille, aient accepté d’être rapporteurs pour l’intérêt particulier qu’ils ont manifesté vis-à-vis de ce travail en acceptant d’en être les rapporteurs.

Mes remerciements s’adressent également à Monsieur Walter LHOMME, Maître de Conférences à l’Université Lille 1 et Monsieur Daniel HISSEL, Professeur à l’Université de Franche-Comté, pour avoir témoigné de l’intérêt qu’ils portent à mon travail, et pour l’honneur qu’ils m’ont rendu en acceptant d’être membre de jury.

Enfin, j’exprime ma plus grande sympathie à toutes mes collègues et mes amis pour l’amitié qu’ils m’ont toujours témoignée.

Table des matières

Introduction générale.....	10
Chapitre 1 Motorisation électrique de la chaîne de traction hybride électrique pour véhicule de type poids lourds.....	16
1.1. Introduction.....	16
1.2. Cahier des charges du projet ARCHYBALD	16
1.3. Démarche globale de conception	18
1.4. Choix de l'architecture de la chaîne de traction hybride électrique	19
1.4.1. Différentes architectures de véhicules	19
1.4.1.1. Architecture tout électrique	20
1.4.2. Différentes catégories d'hybridations de véhicules	23
1.4.2.1. Gamme d'hybridation électrique.....	23
1.4.2.2. Architecture hybride électrique	23
1) Architecture hybride série	23
2) Architecture hybride parallèle	25
A. Alternateur-démarrateurs séparés (ADS).....	26
B. Alternateur-démarrateurs intégrés (ADI).....	26
3) Architecture hybride Série/parallèle	28
1.4.3. Exemples de véhicules hybrides électriques de types poids lourds	30
1.4.3.1. Microbus de RATP en France (architecture hybride parallèle).....	30
1.4.3.2. Autobus de Irisbus Iveco en France (architecture hybride série)	31
1) Modèle CityClass	31
2) Modèle Citelis	31
3) Modèle Hynovis	31
1.4.3.3. Prototype de camion de Mack de Volvo Trucks aux Etats-Unis (architecture hybride parallèle).....	33
1.4.3.4. Camion de poubelle de Renault Trucks en France (architecture hybride parallèle).....	33
1.4.3.5. Prototype de camion de Freightliner aux Etats-Unis (architecture hybride parallèle).....	34
1.4.3.6. Prototype de camion de Eaton aux Etats-Unis (architecture hybride parallèle)	35
1.4.3.7. Camion ECCE de la DGA en France (architecture hybride série)	35
1.4.3.8. Véhicule militaire de 6 roues : DPE 6x6 de Nexter Systems – DGA en France (architecture hybride série).....	37
1.4.4. Choix de l'architecture de la chaîne de traction du projet ArchybalD.....	37
1.5. Choix de la motorisation électrique du projet ArchybalD	40
1.5.1. Différents catégories de machine électrique	40
1.5.1.1. Machine à courant continu avec balais-collecteur.....	42
1.5.1.2. Machine à courant continu à aimants permanents (rotor) sans balais-collecteur (brushless)	42

1.5.1.3. Machine asynchrone ou machine à induction.....	44
1). Machine asynchrone à rotor bobiné.....	44
2). Machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil	44
1.5.1.4. Machine à réluctance variable	44
1.5.1.5. Machine synchrone	45
1). Machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné.....	45
A. Machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné à pôle lisse.....	45
B. Machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné à pôle saillant	45
2). Machine synchrone à réluctance variable	46
A. Machine synchrone à réluctance variable avec rotor massif.....	47
B. Machine synchrone à réluctance variable avec rotor à barrière de flux	47
C. Machine synchrone à réluctance variable avec rotor laminé axialement	48
3). Machine synchrone à aimants permanents	49
1.5.1. Catégories des machines synchrones à aimants permanents.....	50
1.5.1.1. Machine synchrone à aimants permanents internes à saillance normale avec $L_q/L_d > 1$	52
1). Machine à aimants insérés	52
2). Machine à aimants implantés radialement (ou appelée machine à concentration de flux)	53
3). Machine à aimants radiaux ou aimants enterrés	53
1.5.1.2. Machine synchrone à aimants permanents internes à saillance inverse avec $L_q/L_d < 1$	54
A. Machine à aimants permanent montés en surface avec des anneaux de fer	54
B. Machine à barrières de flux en quadrature	55
C. Machine hybride à double rotor	55
D. Machine à flux axial.....	56
1.5.1.3. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface : $L_q/L_d = 1$	57
1.6. Transmission mécanique de la chaîne de traction	59
1.6.1. Train épicycloïdal simple	59
1.6.2. Train épicycloïdal composé – Train Ravigneaux double étages.....	61
Conclusion	63

Chapitre 2 Modélisation et optimisation des ensembles convertisseurs / machines électriques64

2.1. Introduction.....	64
2.2. Hypothèses	65
2.3. Propriétés des matériaux de la machine	66
2.4. Modèle analytique 2 de dimensionnement de la machine électrique : Modèle magnétique linéaire. 68	
2.4.1. Modèle magnétique linéaire	69
2.4.2. Modèle électrique	71
2.4.3. Modèle de pertes de la machine.....	72
2.4.3.1. Calculs d'inductions dans les différentes parties de la machine.....	73
2.4.3.2. Calculs des pertes fer dans la culasse du stator	74
2.4.3.3. Calculs des pertes fer dans les dents du stator.....	74
2.4.3.4. Calculs des pertes fer totales de la machine	75
2.4.3.5. Pertes joules dans les bobinages du stator	76
2.4.3.6. Bilan des pertes dans le fer et le cuivre de la machine électrique.....	76
2.4.4. Modèle électromécanique de l'ensemble convertisseur moteur	77
2.4.4.1. Caractéristiques statiques des paramètres mécaniques en fonction de la vitesse de rotation	77
2.4.4.2. Calcul des grandeurs électriques en fonction de la vitesse de rotation mécanique.....	79
2.4.4.3. Prise en compte du défluxage de la machine.....	81
1). Défluxage de la machine	81
2). Tension de bus continu V_{bus}	82
3). Tension d'alimentation de la machine	82

4).	Caractéristiques de la tension avant et après le défluxage de la machine	82
5).	Caractéristiques du courant d'une phase après le défluxage de la machine.....	82
6).	Tension finale sur toute la plage de la vitesse de rotation mécanique	84
7).	Tension de bus continu minimale nécessaire.....	85
2.4.5.	Modèle des pertes par convertisseur électronique	86
2.4.5.1.	Choix de l'onduleur.....	86
2.4.5.2.	Modèle des pertes de l'onduleur.....	87
1).	Calcul des pertes totales dans les transistors IGBT	89
A.	Calcul des pertes moyennes par conduction dans les transistors IGBT	89
B.	Calcul des pertes par commutation dans les transistors IGBT	90
a.	Calcul des pertes par commutation lors de l'amorçage des transistors IGBT	91
b.	Calcul des pertes par commutation lors de l'extinction des transistors IGBT.....	92
C.	Calcul des pertes par commutation dans les transistors de IGBT	92
2).	Calcul des pertes totales dans les transistors de IGBT	92
3).	Calcul des pertes totale dans les diodes.....	93
A.	Calcul des pertes par conduction dans les diodes	93
B.	Calcul des pertes par extinction de commutation dans les diodes.....	93
C.	Calcul des pertes totales dans les diodes.....	94
4).	Calcul des pertes totales dans l'onduleur.....	94
2.4.5.3.	Bilan des pertes totales et rendements totaux de l'ensemble onduleur et machine électrique	95
2.4.6.	Modèle thermique.....	96
2.4.7.	Optimisation locale pour la machine de ARCHYBALD de 70kW	97
2.4.7.1.	Stratégies de l'optimisation locale.....	97
2.4.7.2.	Contraintes principales	98
1).	Contraintes sur les grandeurs d'entrées	98
2).	Contraintes sur les grandeurs de sorties.....	101
2.4.7.3.	Critères choisis	103
2.4.7.4.	Résultat de l'optimisation.....	104
2.4.8.	Validation par FLUX2D des performances de la machine de 70kW avec des aimants d'épaisseur constante	106
2.4.8.1.	Simulation à vide au point de fonctionnement nominal	106
1).	Induction radiale dans l'entrefer crée par les aimants	108
2).	Flux magnétique d'une phase.....	108
3).	Force électromotrice	109
4).	Couple de détente	110
2.4.8.2.	Simulation en court-circuit au point de fonctionnement nominal	110
2.4.8.3.	Simulation en charge au point de fonctionnement nominal	111
2.4.8.4.	Simulation en charge au point de fonctionnement boost.....	112
2.4.8.5.	Vérification de la démagnétisation pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante	113
2.4.9.	Validation par Flux2d des performances de la machine de 70kW utilisant des aimants d'épaisseur non constante (résolution du problème de couple de détente).....	115
2.4.9.1.	Simulation à vide au point de fonctionnement nominal	115
1).	Induction radiale dans l'entrefer crée par les aimants	115
2).	Flux magnétique d'une phase.....	117
3).	Force électromotrice	118
4).	Couple de détente	118
2.4.9.2.	Simulation en charge au point de fonctionnement nominal	119
2.4.9.3.	Simulation en charge au point de fonctionnement boost.....	120

2.4.9.4. Vérification de la démagnétisation des aimants avec épaisseur non constante	121
2.5. Modèle analytique 3 de machine : Modèle non linéaire de saturation magnétique.....	122
2.5.1. Calcul du flux magnétique créé par un aimant en fonctionnement à vide	123
2.5.2. Calcul des Ampère-tours consommés dans le rotor.....	123
2.5.2.1. Caractéristique H(B) du rotor.....	123
2.5.2.2. Calcul de l'induction maximale dans le rotor.....	124
2.5.2.3. Calcul de l'intégrale du champ magnétique dans le rotor	124
2.5.3. Calcul des Ampère-tours consommés dans le stator.....	126
2.5.3.1. Caractéristique H(B) du stator.....	126
2.5.3.2. Calcul du flux de fuites dans le stator	127
2.5.3.3. Calcul de l'induction maximale dans la culasse statorique	127
2.5.3.4. Calcul de l'intégrale du champ magnétique de la culasse statorique.....	127
2.5.3.5. Induction maximale dans les dents statoriques.....	128
1). Calcul de l'induction maximale au pied des dents.....	128
2). Calcul de l'induction maximale au milieu des dents	128
3). Calcul de l'induction maximale en haut des dents.....	128
2.5.3.6. Calcul du champ magnétique dans les différentes parties des dents	129
1). Calcul du champ magnétique au pied des dents	129
2). Calcul du champ magnétique au milieu des dents	129
3). Calcul du champ magnétique en haut des dents	129
2.5.3.7. Calcul de l'intégrale du champ magnétique dans la dent statorique.....	129
2.5.3.8. Calcul de l'intégrale du champ magnétique du stator	129
2.5.4. Calcul des Ampère-tours totaux consommés dans le fer	129
2.5.5. Calcul des Ampères-tours consommés dans l'entrefer	129
2.5.6. Calcul de l'intégrale du champ magnétique totale dans l'aimant	130
2.5.7. Calcul de la force magnétomotrice (f.m.m.) résultante.....	130
2.5.7.1. Calcul de l'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice (f.m.m.) lors d'un fonctionnement à vide	130
2.5.7.2. Calcul de l'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice (f.m.m.) lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés	131
2.5.7.3. Calcul de l'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice (f.m.m.) lors de fonctionnement en charge avec aimants aimantés.....	134
2.5.8. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère.....	134
2.5.8.1. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement à vide.....	134
1). Sans l'effet de saturation	134
2). Avec l'effet de saturation	135
2.5.8.2. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés	135
1). Sans l'effet de saturation	135
2). Avec l'effet de saturation	138
2.5.8.3. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement en charge avec aimants aimantés	138
1). Sans l'effet de saturation	138
2). Avec l'effet de saturation	139
2.5.8.4. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors de fonctionnement à vide en tenant compte de la saturation magnétique et l'effet des courants du stator	139
2.5.9. Validation du modèle de saturation avec la machine de 70kW	141

2.5.9.1. Évaluation des inductions d'entrefer avec effet de la saturation pour la machine de 70 kW	141
2.5.9.2. Évaluation des couples avec effet de la saturation pour la machine de 70 kW	142
2.5.10. Validation du modèle de saturation avec la machine de 7 kW	143
2.5.10.1. Évaluation des inductions d'entrefer avec effet de la saturation pour la machine de 7 kW	144
2.5.10.2. Evaluation des couples en vue de l'effet de saturation pour la machine de 7 kW	145
Conclusion	146
Chapitre 3 Stratégie d'optimisation globale de la chaîne de traction du véhicule	147
3.1. Introduction	147
3.2. Principe d'optimisation globale de la chaîne de traction	147
3.2.1. Problématique	147
3.2.2. Optimisation globale de la chaîne de traction	148
3.2.3. Interprétation statistique des profils de missions	149
3.2.3.1. Profils mission civil	150
3.2.3.2. Profils mission militaire	150
3.2.4. Construction des fonctions d'optimisations	154
3.3. Principe de modélisation des composants de la chaîne de traction	156
3.3.1. Généralité	156
3.3.2. Modèle mécanique du train Ravigneaux	156
3.3.2.1. Dimensions géométriques du train Ravigneaux	157
3.3.2.2. Relations cinématiques du train Ravigneaux	159
1). Relations entre les vitesses de rotation et les rayons des engrenages du train Ravigneaux	160
2). Limitation des vitesses de rotation des engrenages du train Ravigneaux	160
3). Calculs des couples d'engrenages du train Ravigneaux	161
4). Limitation des couples d'engrenages du train Ravigneaux	162
5). Calculs des puissances d'engrenages du train Ravigneaux	162
3.3.2.3. Résistance des matériaux du train Ravigneaux	163
3.3.2.4. Pertes de puissance du train Ravigneaux	165
1). Pertes dans l'engrènement	166
2). Pertes de puissance par brassage et ventilation dans les engrenages	168
3.3.2.5. Masse du train Ravigneaux	169
1). Partie cylindre	169
2). Partie dents	169
3). La masse totale du train épicycloïdal	171
3.3.2.6. Encombrement du train Ravigneaux	171
3.3.3. Algorithme d'optimisation du logiciel CADES	173
3.3.4. Optimisation locale du train Ravigneaux seul	174
3.3.4.1. Contraintes cinématique d'optimisation	175
3.3.4.2. Résultats d'optimisation locale du train Ravigneaux	177
3.3.5. Optimisation locale du moteur électrique et de son convertisseur	177
3.3.5.1. Contraintes cinétiques	177
3.3.5.2. Résultats d'optimisation	179
3.3.6. Optimisation locale de l'ensemble génératrice électrique convertisseur	179
3.3.6.1. Contraintes cinétiques	179
3.3.6.2. Résultats d'optimisation	181
3.3.7. Optimisation globale du train Ravigneaux et des deux ensembles machine électrique et convertisseur	181
3.3.7.1. Contraintes cinétiques	181
3.3.7.2. Fonction objectif	181

3.3.7.3. Résultats d'optimisation globale de l'ensemble du système exploité.....	182
3.3.7.4. Comparaison des résultats d'optimisation globale et locale.....	182
3.4. Validation numérique des deux machines électriques issues de l'optimisation globale	185
3.4.1. Validation des performances du moteur électrique.....	185
3.4.1.1. Force électromotrice à vide (f.é.m)	185
3.4.1.2. Couple mécanique en charge en boost	186
3.4.1.3. Couple mécanique en charge en fonctionnement nominal	186
3.4.2. Validation des performances de la génératrice	187
3.4.2.1. Force électromotrice à vide (f.é.m)	187
3.4.2.2. Couple mécanique en charge en boost	188
Conclusion	189
Chapitre 4 Mise en œuvre expérimentale et validation des modèles théoriques	190
4.1. Introduction.....	190
4.2. Mise en œuvre des dispositifs expérimentaux.....	190
4.2.1. Composants du banc d'essai	190
4.2.2. Construction de la machine prototype	198
4.3. Validation des modèles théoriques du prototype par les essais expérimentaux	203
4.3.1. Caractéristiques du prototype de 7 kW	203
4.3.2. Bilan de puissance	205
4.3.2.1. Bilan de puissance pour la machine électrique.....	205
4.3.2.2. Calcul des puissances pour la machine électrique	206
4.3.2.3. Calcul des pertes pour la machine électrique	206
4.3.2.4. Calcul du rendement pour la machine électrique	207
4.3.3. Autopilotage des variateurs de fréquence	207
4.3.4. Essais expérimentaux à l'arrêt	208
4.3.5. Mesure des forces électromotrices du prototype	209
4.3.6. Essais en court-circuit du prototype.....	215
4.3.7. Essais en charge du prototype.....	217
4.3.8. Validation de la réversibilité du prototype.....	218
4.3.9. Essais en mode « boost »	218
4.3.10. Validation du contrôle en défluxage.....	220
4.3.11. Efficacité énergétique	222
4.3.12. Essais thermiques	224
Conclusion	226
Conclusion générale	227
Annexe I Modèle analytique 1 - Méthode de « construction inverse »	229
Annexe II Modèle analytique 2 - Méthode de « construction directe »	246
Annexe III Cahier des charges et dimensions de la machine prototype de 7 kW.....	251
Annexe IV Cahier des charges et dimension de la machine échelle 1 de 70 kW.....	253
Références	255





Introduction générale


L'augmentation des pollutions atmosphériques et la réduction des ressources fossiles remettent progressivement en cause l'utilisation des véhicules à propulsion thermique. Diverses solutions sont proposées par les constructeurs automobiles, dont le développement de véhicules hybrides. On peut noter cependant que ces études concernent surtout des véhicules urbains ou de tourisme.

Bien que les poids lourds ne représentent pas la plus forte proportion des véhicules, ils contribuent de manière significative à cette problématique sociétale. Quelques développements hybrides sont à l'étude, mais restent toutefois marginaux. Ainsi, il paraît judicieux de proposer de nouvelles structures hybrides pour ce type de véhicules et de profiter de la complexification de la chaîne de traction pour augmenter leurs performances (réduction du bruit, meilleure dynamique, modes dégradés...) afin de les rendre attractifs et compétitifs.

Le projet ARCHYBALD (ARCHitectures HYBrides Adaptées aux véhicules Lourds à forte Disponibilité) financé par l'ANR (Agence Nationale de la Recherche) dans lequel s'inscrit ce travail de thèse, réunit autour de cette problématique les partenaires énumérés dans le Tableau I.1.

Tableau I.1 Partenariat du projet ARCHYBALD

Etablissement	Logo	Type d'établissement	Compétences exploitées ou responsabilités
Nexter System		Entreprise industrielle militaire	Chef du projet : Transmission électrique et mécanique
Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille		Laboratoire universitaire	Formalisme de modélisation, synthèse de contrôle et contrôle de structures basé sur la loi de causalité
Institut français des sciences et technologies des transports, de l'aménagement et des réseaux		Institut de recherche	Système de stockage d'énergie et gestion d'énergie
BatScap		Entreprise industrielle	Développement et production des batteries (Polymeric Methal Lithium) et des supercapacités

Franche Comté Electronique Mécanique Thermique et Optique - Sciences et Technologies		Laboratoire universitaire	Co-conception optimale des machines électriques et de l'électronique de puissance associée
Modélisation Energétique et Gestion d'Energie de Véhicules Hybrides		Réseau	Réseau de recherche sur les véhicules hybrides électriques en France
Agence Nationale de Recherche		Agence	Le financement du projet est supporté par l'ANR
Programme de recherche et d'Innovation dans les transports terrestres		Programme	Le projet est intégré au programme de Véhicules Propres et Economiques (PREDIT VPE)
Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie		Agence	Le projet est suivi par l'ADEME
Pôle de compétitivité en R&D Automobile et Transports publiques		Pôle de compétitivité	Le projet est labellisé par MOV'EO

L'objectif de ce projet est de proposer une nouvelle chaîne de traction hybride pour véhicule de plus de 20 tonnes. Ce type de véhicule correspond à plusieurs fonctionnalités, qu'elles soient civiles (desserte en milieu urbain, transport des personnes, d'ordures...) ou militaires (transport de troupe...) (cf. Figure I.1). Un prototype à l'échelle 1 est envisagé dans l'étape ultime, pour démontrer la pertinence d'une telle traction, mais aussi sa viabilité économique.



Figure I.1 Différentes utilisations envisagées d'un véhicule lourd de plus de 20 tonnes : a) en milieu urbain b) transport de troupe c) fonctionnalité en basse température

Une chaîne de traction hybride parallèle (alternateur-démarrateur) ou à dérivation de puissance (split), associée à des dispositifs de stockage d'énergie capacitifs pour fournir les pointes de puissance et électro-chimique pour le stockage de l'énergie, nous semblent constituer une architecture intéressante pour la réduction de la consommation et des émissions polluantes des véhicules lourds. L'architecture doit également permettre d'offrir des fonctions et des performances significatives, ainsi qu'une grande

disponibilité du véhicule, notamment lors de modes dégradés où certains composants électriques sont hors d'usage.

Les critères importants liés à la réduction de consommation pour la conception de la traction hybride sont les suivants :

- Fonction Start / Stop : les machines électriques maintiennent le moteur thermique "en veille" lors des arrêts du véhicule aux feux rouges ou lors d'embouteillages. Les systèmes déjà commercialisés par Valeo et Bosch ou sur le point de l'être par Magneti Marelli permettent de réduire la consommation de 5 à 8% en cycle normalisé, de plus de 20 % en ville, et jusqu'à 40% lorsque le véhicule est arrêté 90% du temps [SYROTA08].
- Fonction Stop / go : Cette fonction est le prolongement de la fonction précédente avec l'application additionnelle d'un faible couple moteur électrique aux roues pour favoriser le décollage du véhicule [BERETTA10].
- Freinage récupératif : Lors des phases de décélération ou de freinage, la batterie sera rechargée, ce qui permet d'économiser 5 % de la consommation [SYROTA08]. La quantité d'énergie récupérée et stockée doit être optimisée lors des freinages.
- Roulage tout électrique à basse vitesse : le moteur thermique n'étant pas à son meilleur rendement dans les bas régimes, il est intéressant que la machine électrique ait une puissance suffisante pour assurer la propulsion du véhicule à basse vitesse. En cas de défaillance du moteur thermique, le moteur électrique seul peut également assurer un mode de propulsion de secours. Le stockage d'énergie associé doit bien évidemment être significatif.
- Assistance du moteur thermique : afin d'éviter les brusques changements de régime, la machine électrique doit disposer de la puissance et de l'énergie permettant de lisser les régimes transitoires du moteur thermique.
- Boost : Les machines électriques doivent disposer de la puissance nécessaire pour être en mesure d'assurer un down-sizing significatif du moteur thermique. Ce mode correspond au fonctionnement à très fort couple à basse vitesse, caractéristique des applications militaires (voir Figure I.2).



Figure I.2 Applications militaires du véhicule

- Connexion au réseau électrique externe : Afin d'éviter de faire fonctionner le moteur au ralenti pour alimenter le réseau de bord (climatisation cabine, servitudes diverses, charge utile) lors des périodes de veille du véhicule, et compte tenu du fait qu'il n'est pas envisageable de disposer de la capacité de stockage d'énergie pour toute la durée de la veille (une nuit par exemple), il est nécessaire que le système puisse être alimenté par le réseau électrique externe. En outre, en cas de décharge des moyens de stockage, cette fonction permet également de les recharger avant de pouvoir redémarrer le moteur thermique.

L'ensemble de ces fonctions doit permettre une réduction de la consommation de 20 à 30%, selon le profil d'emploi. On notera l'impact économique et opérationnel d'une telle réduction pour des engins

spéciaux amenés à intervenir dans des zones où l'approvisionnement en carburant est difficile et coûteux.

Les critères importants liés à la réduction des pollutions sont les suivants :

- Réduction des émissions chimiques : La réduction de la consommation de carburant de 20 à 30% entraîne mécaniquement la réduction des émissions polluantes (CO₂, NO_x, particules)
- Réduction des émissions sonores : La capacité du système à fonctionner avec le moteur électrique seul permet de réduire les nuisances sonores des véhicules lourds souvent bruyants. On peut ainsi imaginer d'imposer aux véhicules lourds de fonctionner en mode silencieux dans certaines zones urbaines ou à proximité de zones d'habitation. Dans le cas de véhicules civils, cette fonction leur confère une réduction des nuisances sonores en milieu urbain. Dans le cas de véhicules militaires, cette fonction leur confère en outre une plus grande discrétion face à l'ennemi.

Afin de maximiser l'efficacité du système, il est nécessaire de disposer de dispositifs de stockage adaptés aux différents types de flux d'énergie, mais aussi des convertisseurs dont le rendement est optimal. On peut ainsi mettre en évidence les propriétés suivantes pour la chaîne hybride :

- Le réservoir de carburant est bien entendu la réserve d'énergie permanente ;
- Un dispositif de stockage d'énergie électrochimique (batteries) doit permettre de fournir et de récupérer l'énergie transitoire véhiculée dans le système lors de certaines phases prolongées de fonctionnement : décharge "lente" lors d'une phase de propulsion silencieuse ; recharge "lente" lors d'une descente de pente en frein moteur ;
- Un dispositif de stockage d'énergie capacitif : les supercapacités (voir Figure I.3) qui doivent permettre de fournir et de récupérer l'énergie impulsionnelle véhiculée dans le système lors de brèves phases de fonctionnement: recharge "rapide" lors de freinage, décharge "rapide" lors d'accélération. Le supercondensateur est également nécessaire durant la phase de démarrage du moteur thermique ;

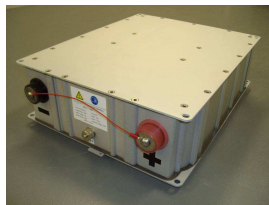


Figure I.3 Supercapacité du projet ARCHYBALD

- Gestion combinée du stockage d'énergie capacitif pour les flux impulsionnels (freinage récupératif, crêtes de couple) et du stockage d'énergie électrochimique ; la méthode de gestion des flux énergétiques peut permettre entre autres d'évaluer l'intérêt du choix de la technologie des batteries en considérant leur coût et leur durée de vie ;
- Fonctionnement du moteur thermique dans ses zones à rendement optimum ;
- Machines électriques compactes à haut rendement dont les modes de fonctionnement sont optimisés.

D'autres critères importants sont à considérer également lors de la conception de la traction hybride :

- Alimentation en énergie électrique du réseau de bord : l'alternateur doit avoir la puissance nécessaire pour alimenter les réseaux de bord de la plate-forme et de la charge utile, et ce pour

les différentes applications envisagées : transports (marchandises et personnes), engins spéciaux, véhicules tous terrain ;

- Alimentation de consommateurs externes : dans l'environnement où sont utilisés les engins spéciaux, il est souvent nécessaire de disposer de groupes électrogènes. Le véhicule disposant d'un alternateur de forte puissance, peut également assurer cette fonction. La connexion permettant l'alimentation par le réseau électrique externe doit donc être réversible ;
- Rendement : le rendement est un critère essentiel pour le choix de la technologie hybride. La puissance à dissiper sous forme thermique doit en effet être la plus faible possible ;
- Compacité : le moteur down-size équipé de l'alternateur ou du split, et de ses auxiliaires doit être au moins aussi compact qu'un moteur thermique conventionnel ;
- Coût global : le coût global de possession de cette technologie devra être minimisé pour permettre une réelle compétitivité par rapport aux technologies classiques en fonction des gains de performances attendus ;
- Disponibilité : la disponibilité du véhicule doit être au moins égale à celle d'un véhicule équipé de technologies conventionnelles, et ce, malgré l'introduction d'organes supplémentaires, à base des technologies relativement récentes. Notamment, l'architecture retenue doit permettre de conserver la mobilité du véhicule dans la plupart des modes dégradés.

Partant de ces considérations, la problématique initiale de ce travail de thèse était dans un premier temps basée sur la conception optimale des machines électriques et des convertisseurs de puissance assurant leur alimentation électrique. L'approche multiphysique et la modélisation analytique ont permis de mener à bien le processus de conception optimale par minimisation de critères. Cependant, l'approche systémique de l'optimisation, effectuée dans un second temps, a permis de mettre en évidence les inconvénients d'une conception indépendante de plusieurs sous-systèmes. C'est la raison pour laquelle cette étude s'est naturellement poursuivie par la mise en place d'une méthodologie d'optimisation globale de la traction, visant à aboutir à un rapport efficacité énergétique / masse optimal.

Dans le premier chapitre, nous présenterons d'abord le cahier des charges du projet Archybald ainsi que l'approche générale de conception des machines électriques. Une étude comparative des différents types d'architecture hybride permettra de justifier le choix de l'architecture série/parallèle qui a été retenue. La mise en concurrence des technologies de machines électriques convergera alors vers le choix de la machine synchrone à aimants permanents. Ce chapitre s'achèvera par une présentation succincte du principe de fonctionnement du train épicycloïdal qui constitue un élément clé de la traction.

Dans le second chapitre, nous présenterons la méthode de modélisation des machines électriques et des convertisseurs de puissance. Les différents phénomènes caractérisant les machines électriques et les onduleurs seront modélisés afin d'exprimer les grandeurs nécessaires au dimensionnement. L'optimisation d'un ensemble machine électrique et convertisseur sur la base du cahier des charges du projet Archybald est présentée, ainsi que la modélisation par élément finis du moteur pour validation. L'extrapolation de cette méthodologie à une motorisation d'échelle réduite permettra de définir les plans de conception d'un prototype.

Dans le troisième chapitre nous développerons le principe d'optimisation global en limitant l'étude à la conception des deux machines électriques, de leurs convertisseurs d'alimentation et du

train épicycloïdal. La transmission mécanique qui permet d'exprimer les lois de couplage entre les deux moteurs électriques, le moteur thermique et le train de propulsion sera modélisée afin de permettre son dimensionnement (évaluation des pertes, de la masse et du volume) mais également de connaître les relations liant les flux énergétiques entre les différents composants. La méthodologie d'optimisation décrite dans ce chapitre présentera le principe de définition du critère global avec en particulier la prise en compte du profil de mission, ainsi que le couplage des modèles des composants. Les gains de l'optimisation globale par rapport à l'optimisation indépendante des composants seront évalués et les considérations sur l'extension de l'optimisation globale à l'ensemble de la traction seront présentées.

Le quatrième chapitre présentera la mise en place du banc d'essais du prototype et les résultats expérimentaux. Une étude comparative des mesures avec les résultats théoriques donnés par l'optimisation, sera commentée afin de valider la méthodologie de conception et la fiabilité des modèles développés.

Chapitre 1 Motorisation électrique de la chaîne de traction hybride électrique pour véhicule de type poids lourds

1.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présenteront le projet dans lequel s'inscrit le travail présenté dans cette thèse et en particulier, nous commencerons par présenter le cahier des charges de la chaîne de traction hybride électrique qui est l'objet de notre étude. Ensuite nous présenterons un état de l'art général concernant l'architecture des véhicules hybrides, puis nous nous focaliserons sur les deux structures candidates envisagées par le projet : la structure parallèle et la structure série-parallèle aussi appelée 'split'. Nous illustrerons ces descriptions en détaillant quelques exemples existants de véhicule hybride de type poids lourds que sont les véhicules considérés dans notre travail. Nous aborderons ensuite l'état de l'art des différentes motorisations électriques utilisables dans la chaîne de traction hybride électrique et nous nous intéresserons plus particulièrement à la machine à aimants permanents. Nous terminerons par une présentation du dispositif mécanique utilisé dans la chaîne de traction pour effectuer le couplage des puissances électriques et mécaniques, c'est-à-dire le train Ravigneaux.

1.2. Cahier des charges du projet ARCHYBALD

Comme expliqué dans l'introduction, ce travail de thèse s'inscrit dans le projet ARCHYBALD qui est un projet financé par l'ANR et qui s'intéresse à la conception de la chaîne énergétique complète d'un véhicule de type poids lourd.

À partir des différents modes de fonctionnement du véhicule présentés dans l'introduction générale, le cahier des charges du projet se décline selon les différents points suivants :

- Optimisation du moteur thermique :

Le dispositif est destiné à un véhicule de 20 tonnes. Usuellement, les véhicules sont dimensionnés pour être motorisés à 20 ch/tonne. Un tel véhicule serait équipé d'un moteur thermique d'environ 400 ch, de cylindrée 10 à 12 litres, 6 cylindres. Les exigences dimensionnantes sont la vitesse pour une pente de 10 % et l'accélération 0-90 km/h. Cet aspect sera abordé par la société NEXTER.

- Besoin au démarrage du moteur thermique :

Pour réaliser le démarrage du moteur thermique, une puissance de 7 kW est majorante mais réaliste. Les données techniques doivent être confirmées par le fournisseur du moteur thermique, mais

on peut retenir les ordres de grandeurs suivants. Le couple de décolllement sera de l'ordre de 350 Nm, appliqué pendant une fraction de seconde. Le couple permanent est compris entre 200 et 250 Nm. Il est appliqué entre 1s et 1 min, selon les conditions externes.

– Besoin de la fonction génératrice :

La fonction génératrice électrique devrait être dimensionnée pour produire une puissance de 25 kW.

– Besoin en mode tout électrique :

En tenant compte des rendements mécaniques d'un véhicule lourd tout terrain, avec 30 kW permanent et 70 kW crête pendant 30 secondes pour de fortes accélérations, le véhicule pourrait rouler sur la route à 50 km/h et en tout-terrain à 10 km/h.

– Les deux architectures hybrides thermique-électrique envisagées en première approche sont :

- architecture parallèle ;
- architecture série-parallèle aussi appelée architecture split (voir Figure 1.1).

– Réseau électrique et alimentation :

Les machines électriques et les dispositifs de stockage entrant dans la fonction motorisation électrique sont reliés via des convertisseurs de tension, respectivement continu HT/alternatif et continu HT/continu, à un réseau d'échange d'énergie Haute Tension continue (tension variable de 270 V à 540 V). La tension du réseau pourrait être variable afin d'optimiser les performances d'ensemble de la chaîne lors des opérations de transfert d'énergie. Ce réseau est complètement isolé de la structure du véhicule et un dispositif de contrôle d'isolement assure la sécurité des personnes.

Deux dispositifs de stockage sont potentiellement envisagés :

- l'un construit à l'aide de supercondensateurs pour assurer la fonction démarrage et boost du moteur diesel en raison du besoin en puissance ;
- l'autre construit à partir de batteries pour assurer la fonction déplacement en mode tout électrique (moteur diesel arrêté) en raison du besoin en énergie.

Un convertisseur continu HT/continu BT permet d'alimenter le réseau de servitudes classique du véhicule à partir du réseau HT. Ce convertisseur serait muni d'un isolement galvanique car le réseau BT de servitudes a, traditionnellement, son 0 V relié à la structure du véhicule.

Un convertisseur alternatif/continu HT permet de relier le réseau haute tension à un réseau extérieur de type ERDF pour assurer la recharge des dispositifs de stockage et l'alimentation des accessoires du véhicule lorsqu'il est arrêté sur une aire de repos.

Le pilotage de l'ensemble serait assuré par un calculateur de gestion de l'énergie qui échangerait des informations et des ordres de commande avec les convertisseurs et les boîtiers de commande-contrôle du moteur diesel via le Boîtier Electronique du Moteur thermique = BEM, ainsi que des batteries HT via le Boîtier de Management des Batteries = BMB (voir Figure 1.1).

Notre travail consistait alors à concevoir les moteurs électriques/convertisseurs de la chaîne de traction. C'est ce travail qui fait l'objet de cette thèse.

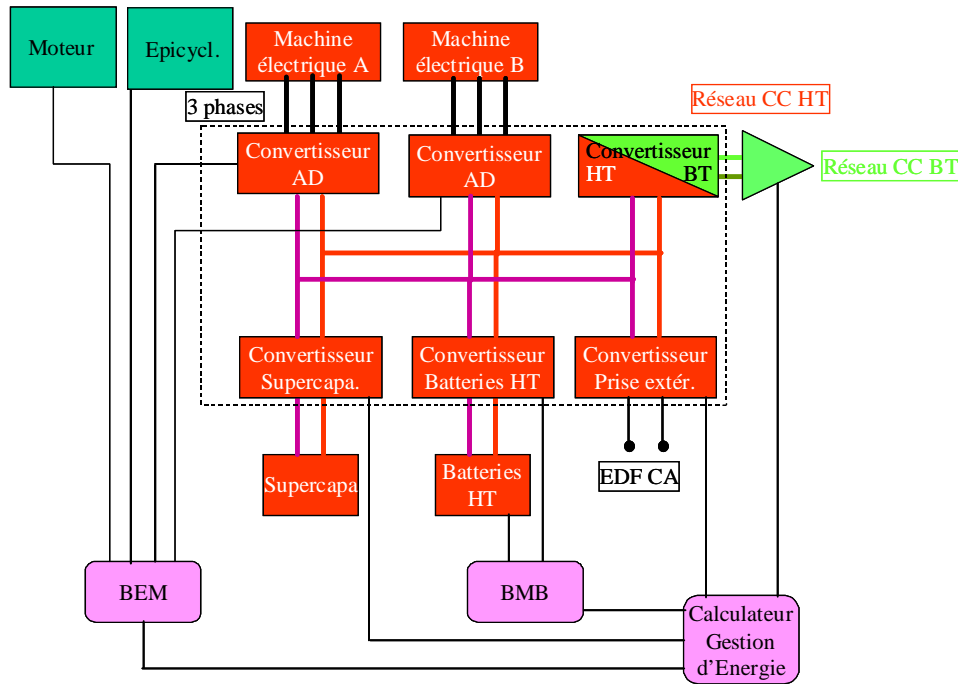


Figure 1.1 Structure split envisagée par le projet ARCHYBALD

1.3. Démarche globale de conception

Une fois le cahier des charges définis et l'objectif des travaux présenté, nous allons expliquer quelle démarche a été adoptée pour réaliser la conception. Cette démarche s'organise suivant le schéma de la Figure 1.2. Les étapes à effectuer sont :

- Comparaison des architectures hybrides existantes : l'analyse de leurs propriétés au regard du cahier des charges permettra de définir l'architecture électrique et mécanique à étudier ;
- Evaluation des contraintes de dimensionnement : connaissant l'architecture hybride retenue, les contraintes données par le cahier des charges permettront de définir les caractéristiques électriques, mécaniques, thermiques et géométriques de la ou des motorisations électriques ;
- Evaluation des technologies de machines électriques : cette étape consiste à identifier, spécifier et définir la technologie des machines électriques (type de machine, puissance, couple et gamme de vitesse...), il en résultera un choix de la technologie la plus adaptée au cahier des charges ;
- Modélisation analytique pour le dimensionnement : l'utilisation de modèles analytiques caractérisant les propriétés et le comportement des machines électriques et des convertisseurs électroniques de puissance permettra :
 - de procéder à une prédimensionnement simple autorisant la prise en compte rapide de différents cahiers des charges ;
 - d'aboutir à des modèles peu gourmands en temps calculs, pouvant facilement être combinés et intégrés dans un algorithme d'optimisation ;
 - d'intégrer éventuellement la modélisation de la transmission mécanique et des électroniques de puissance dans une stratégie de dimensionnement optimale du véhicule complet ;
- Modélisation par éléments finis de la motorisation électrique qui permettra :
 - de valider les solutions données par les dimensionnements analytiques ;

- d'affiner les modèles analytiques afin de les fiabiliser ;
- Optimisation des deux machines électriques et des convertisseurs associés ainsi que la transmission mécanique ;
- Construction d'un banc d'essais : Etude et réalisation d'un prototype à l'échelle 1/10^{ème} de la puissance de 70 kW et son convertisseur, qui seront construits et implantés sur un banc de test afin de valider partiellement certaines performances retenues.

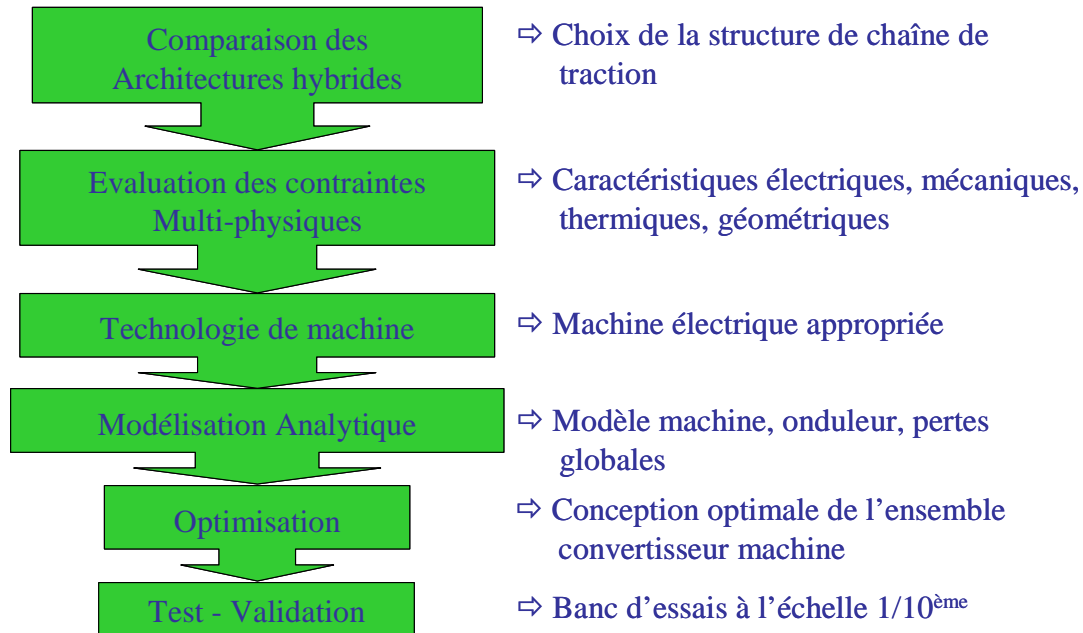


Figure 1.2 Démarche globale de la conception

1.4. Choix de l'architecture de la chaîne de traction hybride électrique

Dans un premier temps, nous allons mettre en place une première analyse des différentes tractions hybrides afin de définir leurs spécificités. L'objectif est de répertorier les solutions candidates au projet ARCHYBALD et de choisir la solution respectant le cahier des charges et offrant la meilleure marge d'innovation technologique.

1.4.1. Différentes architectures de véhicules

Les différentes architectures possibles connues pour l'entraînement d'un véhicule dépendent des sources d'énergie utilisées :

- Architecture tout thermique : le véhicule est entraîné par un moteur thermique seul, le plus souvent à combustion interne (moteur à essence ou moteur diesel) et la source d'énergie est de nature thermique, il s'agit d'un carburant.
- Architecture tout électrique : le véhicule est entraîné par un moteur électrique seul et la source d'énergie est électrique [MULTON95] [MULTON96].
- Architecture hybride électrique/électrique : dans ce cas on utilise deux sources d'énergie électrique (généralement avec des dynamiques et des réversibilités complémentaires) ; on peut

citer le véhicule à pile à combustible dans lequel on associe un dispositif de stockage électrique réversible comme des supercondensateurs ou une batterie avec une pile à combustible (voir Figure 1.3).

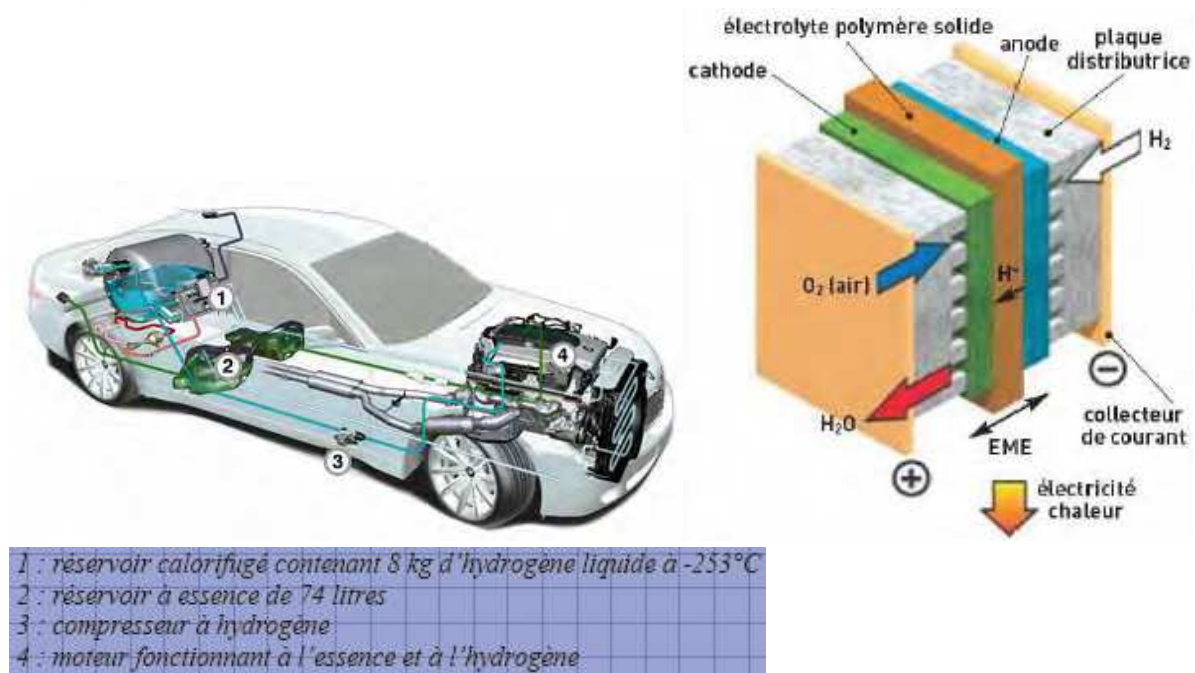


Figure 1.3 Le véhicule à hydrogène de BMW avec la pile à combustible [SYROTA08]

- Architecture hybride thermique/électrique : dans ce cas on utilise une source d'énergie électrique et une source thermique.

Dans cette étude, nous nous focaliserons sur l'architecture hybride thermique/électrique [Chau02], couramment appelé Véhicule Hybride Electrique (VHE). Toutefois, nous analysons dans le paragraphe suivant les fonctionnements des architectures tout électrique et des architectures hybrides électriques.

1.4.1.1. Architecture tout électrique

La traction tout électrique est née avec les premiers moteurs électriques. En 1842 à Edinbourg et en 1834 à Saint Petersburg, des prototypes de propulsions de véhicules ferroviaires et de bateaux ont été réalisés grâce à des moteurs électromagnétiques alimentés par des piles. A la fin du 19^{ème} siècle, plusieurs véhicules tout électriques alimentés par des accumulateurs électrochimiques ont été réalisés. Le prototype très fameux de véhicule tout électrique, « la Jamais Contente » (voir Figure 1.4), a été réalisé en 1899 : elle a roulé à 105 km/h en 1899 et elle a effectué un trajet de 307 km sans recharge en 1901 [MULTON95] [PORNIN81].

Aujourd'hui, le développement du véhicule tout électrique (comme du véhicule hybride électrique d'ailleurs) est bien avancé grâce aux progrès des technologies des dispositifs d'accumulateurs. La comparaison des caractéristiques techniques des batteries utilisées pour la traction électrique est présentée dans le Tableau 1.1. Les couples 'nickel-hydrure métallique' (Ni-MH) et 'lithium-ion' (Li-ion) présentent des énergies massiques et des densités énergétiques très supérieures à celles des batteries traditionnelles plomb ou nickel-cadmium (Ni-Cd). Ces couples électrochimiques sont également très répandus dans le domaine des appareils nomades portatifs (téléphones mobiles, ordinateurs portables...). La batterie du type Zebra composé par Sodium Nickel Chloride (NaNiCl), ce

qui offre une densité énergétique très intéressante, a pour l'instant vu son développement limité à l'équipement d'autobus et de véhicules routiers lourds [SYROTA08].

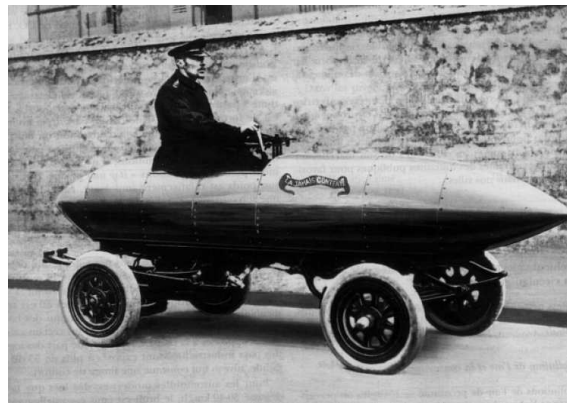


Figure 1.4 Premier véhicule tout électrique : la Jamais Contente [MULTON95]

Tableau 1.1 Comparaison des caractéristiques de batteries [SYROTA08]

	Plomb	Ni-Cd	Ni-MH	ZEBRA	Lithium-phosphate	Li-ion	Lithium-polymère
Energie spécifique (Wh/kg)	30-50*	45-80	60-110	120	120-140	150-190	150-190
Densité d'énergie (Wh/litre)	75-120	80-150	220-330	180	190-220	220-330	220-330
Puissance en pointe (W/kg)	Jusqu'à 700		Jusqu'à 900	200	Jusqu'à 800	Jusqu'à 1500	Jusqu'à 250
Nombre de cycles	400-600 ¹ 1200 ²	2000	1500	800	> 2000	500-1000	200-300
Autodécharge par mois	5 %	20 %	30 %	12% par jour	5 %	10 %	10 %
Tension nominale d'un élément	2 V	1,2 V	1,2 V	2,6 V	3,2 V	3,6V	3,7V
Gamme de température de fonctionnement	- 20°C à 60°C	- 40°C à 60°C	- 20°C à 60°C	- 20°C à 50°C	-0°C à 45°C (charge) -20°C à 60°C (décharge)	- 20°C à 60°C	0°C à 60°C
Avantages	Faible coût	Fiabilité, performance à froid	Très bonne densité énergétique	Très bonne densité énergétique, bonne cyclabilité	Très bonne densité d'énergie, sécurité, coût, cyclabilité	Excellente énergie et puissance	Batteries minces possibles
Inconvénients	Faible énergie, mort subite	Relative-ment basse énergie, toxicité	Coût des matériaux de base, danger en cas de température élevée	Puissance limitée, auto-consommation	Charge à température positive	Sécurité des gros éléments, coût	Performance à froid, coût
Coûts indicatifs (€/kWh) ³	200 à 250 ¹ 200 ²	600	1500 à 2000	800 à 900	1000 à 1800	2000	1500 à 2000

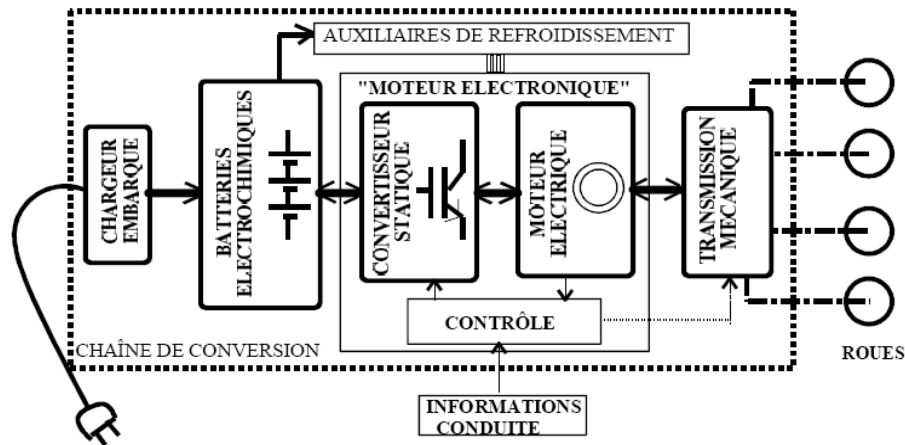


Figure 1.5 La chaîne de traction d'un véhicule tout électrique [MULTON95]

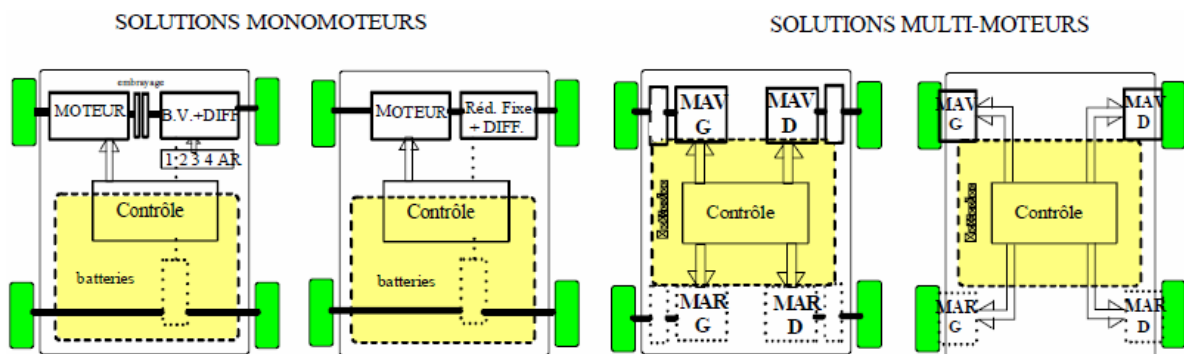


Figure 1.6 Différentes architectures de chaînes de traction tout électrique : a) avec boîte de vitesses b) avec réducteur fixe c) moto-réducteurs répartis d) entraînement direct par moteurs intégrés dans les roues (moteurs roues) [MULTON96]

La chaîne de traction tout électrique, au sens large décrit dans la Figure 1.5 est composé d'un chargeur de batteries (destiné à être alimenté par le réseau d'alimentation en courant/tension alternatifs), d'une batterie électrochimique qui est la source embarquée d'énergie électrique, d'un convertisseur statique, d'un moteur électrique, d'une électronique de commande, d'un dispositif auxiliaire de refroidissement et d'une transmission mécanique.

Plus précisément, différentes transmissions mécaniques de la puissance peuvent être envisagées comme : un réducteur mécanique de rapport de réduction fixe, une boîte de vitesse (rapport de réduction variable de façon discrète), une transmission hydraulique [BRUN76]. Les quatre possibilités [MULTON96] sont montées dans la Figure 1.6. Lorsqu'il n'y a qu'un seul moteur par essieu, l'usage d'un différentiel est toujours nécessaire.

Ainsi plusieurs associations sont envisageables, tout d'abord avec un seul moteur électrique :

- Un seul moteur électrique + embrayage + boîte de vitesses + différentiel (deux ou quatre motrices) ;
- Un seul moteur électrique + réducteur fixe + différentiel ;

Deux solutions avec plusieurs moteurs électriques sont également envisageables :

- Un moteur électrique + réducteur par roue motrice (moto-réducteurs), soit deux ou quatre moteurs électriques ;
- Un moteur électrique à entraînement direct par roue motrice, soit deux ou quatre moteurs électriques.

1.4.2. Différentes catégories d'hybridations de véhicules

Nous nous intéressons maintenant au véhicule hybride et nous classons les véhicules par gamme d'hybridation, puis selon l'architecture des véhicules.

1.4.2.1. Gamme d'hybridation électrique

Selon le degré d'hybridation, plusieurs gammes de véhicules hybrides [Chan02] existent :

- Micro hybride : la machine électrique sera de faible puissance par rapport à la puissance de traction totale. Il fonctionnera par exemple comme alterno-démarrateur. Une application intéressante est le Start/Stop qui permet d'arrêter le moteur thermique lors d'un bouchon ou devant les feux tricolores afin d'économiser du carburant. Cette solution est commercialisée par exemple sur les modèles de Citroën C2 et C3 et elle est en voie de généralisation sur les véhicules de tourisme européens. La puissance électrique est dans ce cas inférieure à 10 % de la puissance totale.
- Mild hybride ou semi-hybride : le niveau d'hybridation est un peu supérieur au micro hybride. L'application Start/Stop est également possible, mais la machine électrique est alors capable de fonctionner en génératrice au freinage, ce qui permet de récupérer l'énergie cinétique et de la stocker sous forme électrique dans les batteries/supercondensateurs. Toutefois, lorsque le véhicule fonctionne en basse vitesse, la machine électrique ne peut pas entraîner le véhicule toute seule. Cette solution est utilisée par exemple chez BMW, Honda (Honda insight), Mazda Demio, Ford et nommé Urban Hybrid chez PSA (concept-car C5-airscape). La puissance électrique est dans ce cas comprise entre 10 et 30 % de la puissance totale.
- Full hybride: par rapport au mild hybride, dans cette gamme d'hybride, la machine électrique est capable d'entraîner toute seule le véhicule. Cette solution est utilisée par la Toyota Prius II, ainsi que les Lexus RX 400H et GS 450H. La puissance électrique est dans ce cas supérieure à 30 % de la puissance totale.
- Plug-in hybride : il s'agit d'un full hybride avec une capacité de batterie plus grande pouvant se charger via une prise électrique conventionnelle de 110 V ou 220 V. Donc, cette solution permet de fournir une plus grande autonomie en mode tout électrique. Le premier prototype de Plug-in hybride a été conçu en 2004 par l'organisation non lucrative 'The California Cars Initiative' créée en 2002 [MESTER07].

1.4.2.2. Architecture hybride électrique

Le premier véhicule hybride thermique-électrique est réalisé en 1898. Il s'agit de la Lohner-Porsche dite « la chaise » équipée d'un moteur à combustion et de moteurs électriques situés dans les moyeux des roues avant. Ce véhicule hybride série était initialement un véhicule électrique présenté lors de l'exposition universelle de Paris et sur lequel F. Porsche rajouta un moteur thermique et une dynamo pour le salon de l'auto suivant (voir Figure 1.7) [BERETTA10]. Pour revenir à notre époque, nous analysons ci-dessous les trois grandes structures hybrides électriques rencontrées actuellement.

1). Architecture hybride série

Dans cette architecture, le moteur thermique fournit l'énergie pour alimenter la génératrice électrique, cette énergie électrique permettant d'entraîner le moteur électrique qui fournit la puissance mécanique aux roues du véhicule. L'avantage est éventuellement la récupération l'énergie dans les batteries/supercondensateurs lors d'un fonctionnement en freinage. Cette architecture est équivalente à l'architecture tout électrique en ajoutant un groupe électrogène et dans ce cas, le moteur thermique

n'entraîne pas directement les roues. Le flux de conversion d'énergie est Thermique → Mécanique → Electrique → Mécanique. Ces multiples conversions d'énergie limitent le rendement maximal de cette chaîne de traction [DUYSINX]. Le bilan des fonctions offertes par les véhicules hybrides série est synthétisé dans Tableau 1.2, dans lequel le véhicule Full hybride correspond à un hybride avec une batterie embarquée de faible capacité. Pour cette raison, la fonction ZEV du véhicule Full hybride est possible mais limitée. En ce qui concerne la fonction de freinage récupératif du véhicule Full hybride, dans la mesure où la capacité de la batterie est faible, l'énergie pouvant être récupérée est limitée. Le schéma de principe de l'architecture hybride série est donné dans Figure 1.8.



Figure 1.7 Premier véhicule hybride [BERETTA10]

Tableau 1.2 Fonctionnalités des hybrides série [BERETTA10]

Fonctions	Micro	Mild	Full
Stop & Go	oui	oui	oui
Freinage récupératif	oui	oui	limité
ZEV	oui	oui	limité
Rampage	oui	oui	oui
Transmission auto	oui	oui	oui
Fonctionnement batterie = 0 V	non	non	oui possible
Puissance moteur thermique (kW)	2 à 4	8 à 10	15 à 40
Puissance moteur électrique (kW)	> 50	> 50	> 50
Tension (V)	> 120	> 120	> 120
Gain de carburant (%)	5 à 10	15 à 20	25 à 30

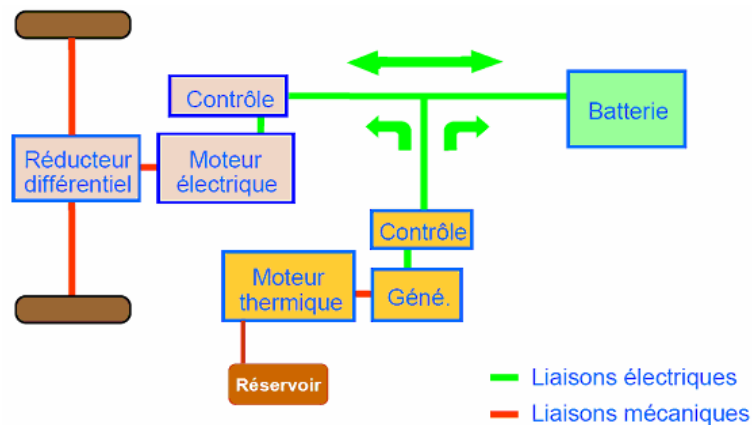


Figure 1.8 Architecture hybride série [BADIN07]

Dans le cas de l'architecture hybride série la traction est entièrement électrique. Il en résulte les propriétés suivantes :

- les conversions d'énergie cascades ne sont pas favorables au rendement, cette solution étant plutôt utilisée pour une application de forte puissance ;
- la propulsion étant uniquement électrique, le mode boost associant les puissances thermiques et électriques sur la traction est impossible ;
- ce type d'architecture n'est pas favorable à la minimisation de la compacité par rapport aux autres solutions.

Pour être intéressant, ce type d'hybride doit disposer d'un générateur ayant au moins une efficacité de 40 %. Ce qui est assez difficile à obtenir à partir des moteurs thermiques utilisés usuellement dans les voitures de tourisme mais envisageable avec les gros moteurs de camion ou de bus. Pour les voitures, une alternative intéressante peut être d'utiliser une pile à combustible comme générateur d'électricité embarqué [BERETTA10]. Cette architecture étant clairement mal adaptée aux objectifs du projet ARCHYBALD (compacité, rendement entre autres), elle ne sera pas retenue dans la suite de l'étude.

2). Architecture hybride parallèle

Dans cette architecture, le moteur thermique et le moteur électrique sont capables d'entraîner les roues indépendamment à partir des transmissions mécaniques. Le bilan des fonctions des hybrides parallèles est synthétisé dans le Tableau 1.3. Le principe général de l'architecture hybride parallèle est quant à lui décrit dans la Figure 1.9.

Tableau 1.3 Fonctionnalités des hybrides parallèles [BERETTA10]

Fonctions	Micro	Mild	Full
<i>Stop & start</i>	oui	oui	oui
<i>Stop & go</i>	partiel	oui	oui
Freinage récupératif	partiel	oui	oui
<i>Downsizing</i> moteur thermique	non	partiel	oui
ZEV	non	non	oui (1)
Boost	non	oui	oui
<i>Turbo lag</i>	non	oui	oui
Rampage	non	oui	oui
Antivibrations	non	oui	oui
Transmission auto	non	non	oui
Puissance électrique.....(kW)	2 à 4	8 à 10	15 à 40
Tension.....(V)	< 42	< 120	> 120
Gain de carburant.....(%)	5 à 10	15 à 20	25 à 30

(1) Km dépendant de la taille batterie

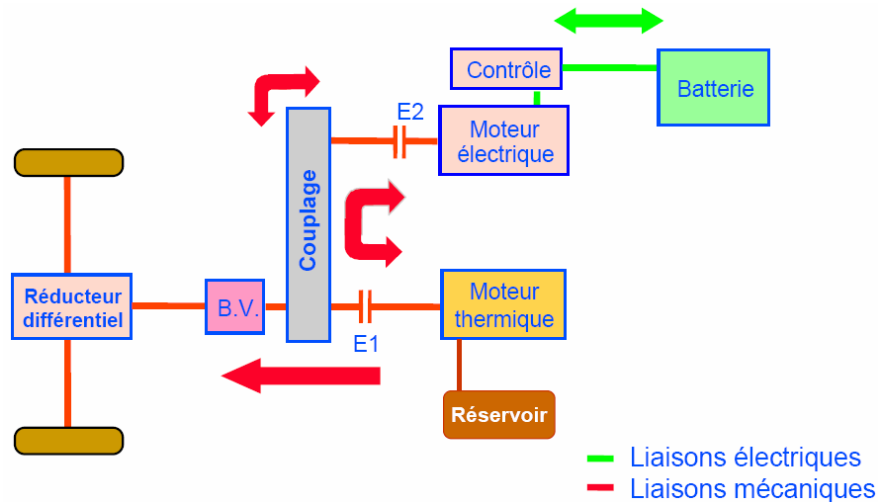


Figure 1.9 Architecture hybride parallèle [BADIN07]

Cette structure est caractérisée par les points suivants :

- la motorisation électrique peut venir en assistance du moteur thermique ;
- la machine électrique peut être utilisée en génératrice, ce qui permet la récupération d'énergie et la recharge de la batterie ;
- les différentes solutions d'intégration présente une bonne compacité ;
- le moteur thermique est plutôt utilisé lors de fonctionnement en haute vitesse, car le rendement peut devenir faible à basse vitesse en mode thermique.

Il existe plusieurs variantes de structures hybrides parallèles. On donne deux exemples d'application, les alerno-démarrers séparés (ADS) et les alerno-démarrers intégrés (ADI) :

A. Alerno-démarrers séparés (ADS)

Le système ADS (voir Figure 1.10) tel que celui développé par Valeo et équipant par exemple la Citroën C3 est constitué d'une machine électrique couplée par courroie au moteur thermique. L'alerno-démarrer remplace l'alternateur classique, ce qui constitue une solution d'intégration simple et économique.

L'alerno-démarrer est réversible mais reste toujours couplé au moteur thermique, ce qui ne permet pas d'envisager un fonctionnement en mode tout électrique de la traction. Par exemple, la machine électrique utilisée par Valeo possède les caractéristiques suivantes :

- Machine synchrone à rotor bobiné ;
- Puissance : 2.5 kW sous 14V ;
- Température ambiante: 100 °C ;
- Vitesse de rotation: 6000 tr/min ;
- Courant d'excitation: 10A.

B. Alerno-démarrers intégrés (ADI)

Le schéma de principe et d'intégration de l'alerno-démarrer intégré (ADI) est représenté dans la Figure 1.11.

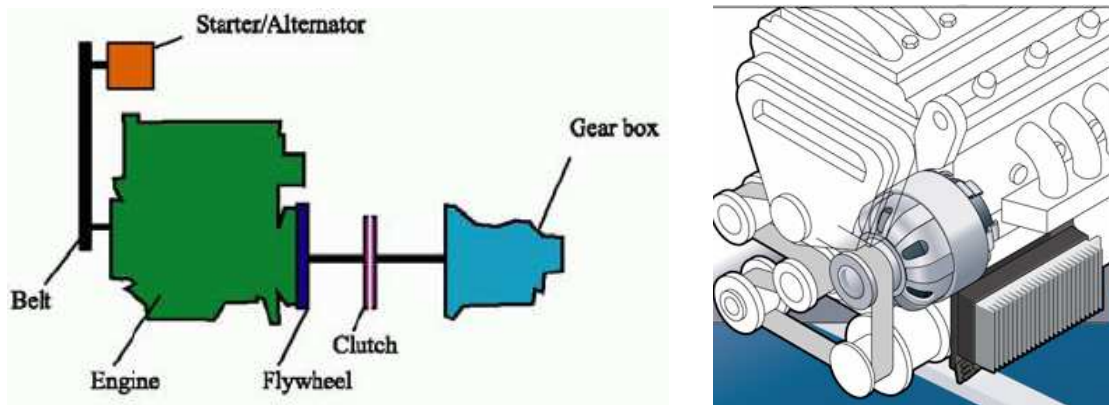


Figure 1.10 Représentation schématique d'un ADS [VIOREL04] [Valeo presse]

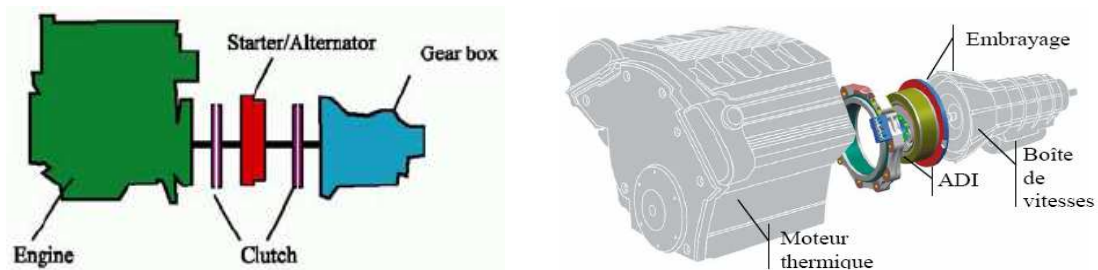


Figure 1.11 Représentation schématique d'un ADI [VIOREL04] [Ly03]

La machine électrique est implantée sur le volant moteur entre le moteur thermique et la boîte de vitesse. Cette intégration permet de gagner en compacité, d'utiliser un moteur électrique de puissance et couple plus importants, mais surtout de découpler le moteur thermique du moteur électrique permettant ainsi à la traction de fonctionner en mode tout électrique.

L'alternateur-démarrateur de Valeo possède les caractéristiques suivantes :

- En mode démarreur :
 - Couple constant 200-300 N.m ;
 - Vitesse de rotation 200 tr/min ;
- En mode alternateur :
 - Puissance constant 2.5 kW (14V) / 4 kW (42V) ;
 - Vitesse de rotation 2000-6000 tr/min.

Le moteur électrique peut être de technologie synchrone, mais également asynchrone comme dans l'exemple illustré Figure 1.12.

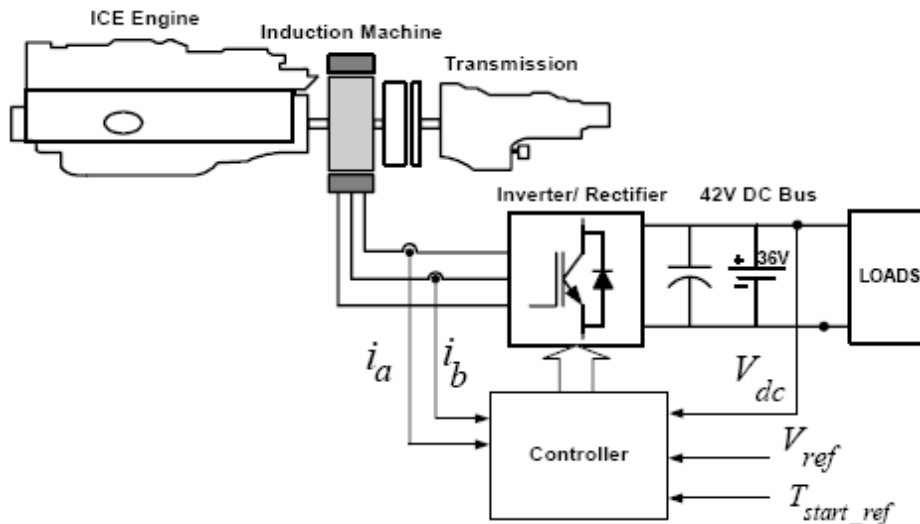


Figure 1.12 Système ADI avec machine asynchrone [Mudannayake05]

Ce type d'hybride présente un potentiel important de réduction de consommation et utilise un moteur thermique et une transmission sans grande modification par rapport aux véhicules thermiques. Il y a donc une importante synergie avec les véhicules thermiques actuels [BERETTA10]. La structure hybride parallèle est envisagée dans le projet Archybald et sera comparée avec la structure Série/parallèle.

3). Architecture hybride Série/parallèle

Nous pouvons aussi appeler cette architecture 'split', à 'dérivation de puissance' ou 'mixte'. Le bilan des fonctions des hybrides série- parallèles est synthétisé dans le Tableau 1.4.

- La solution d'architecture hybride Série/parallèle permet le couplage des motorisations thermiques et électriques grâce à une transmission dédiée utilisant des embrayages. C'est le type de transmission utilisé pour le véhicule hybride Nissan Tino (voir Figure 1.13).
- L'architecture hybride Série/parallèle ou à dérivation de puissance a également été mise en œuvre sur le véhicule Toyota Prius (voir Figure 1.14). Le couplage des moteurs est ici assuré par un train épicycloïdal qui est un dispositif mécanique permettant la répartition des puissances mécaniques selon le fonctionnement. Il est alors théoriquement possible que le moteur thermique puisse fonctionner de façon presque continue en son meilleur point de fonctionnement (au niveau du rendement).

Tableau 1.4 Fonctionnalités des hybrides Série/parallèle [BERETTA10]

Fonctions	Micro	Mild	Full
Stop & start	oui	oui	oui
Stop & go	oui	oui	oui
Freinage récupératif	oui	oui	oui
Downsizing moteur thermique	oui	oui	oui
ZEV	oui	oui	oui
Boost	oui	oui	oui
Turbo lag	oui	oui	oui
Rampage	oui	oui	oui
Puissance moteur électrique..... (kW)	20 à 40	20 à 40	20 à 40
Puissance génératrice(kW)	4	10 à 20	+ de 30
Tension batterie.....(V)	> 120	> 120	> 120
Gain de carburant(%)	7 à 15	17 à 25	27 à 35

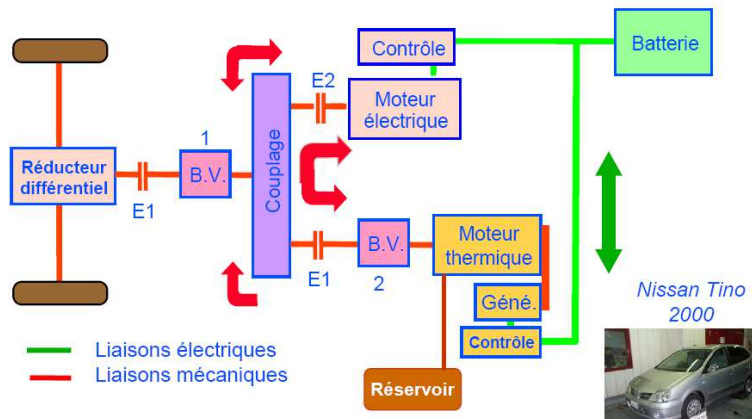


Figure 1.13 Architecture hybride série/parallèle de Nissan Tino 2000 [BADIN07]

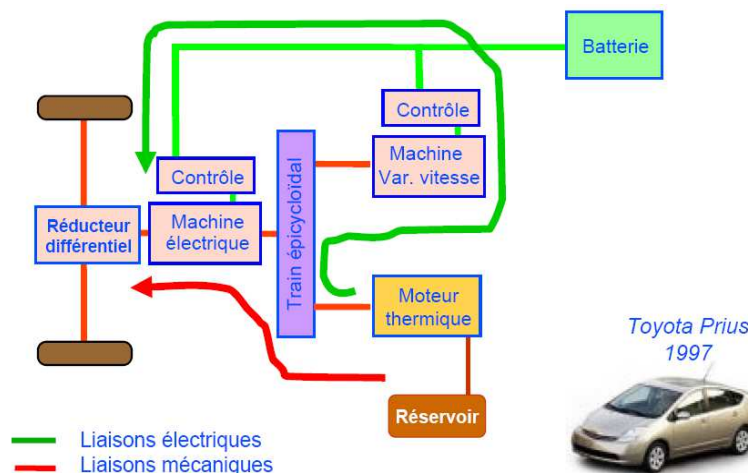


Figure 1.14 Architecture hybride série/parallèle avec train épicycloïdal de Toyota Prius 1997 [BADIN07]

1.4.3. Exemples de véhicules hybrides électriques de types poids lourds

Les projets liés à la conception d'alternateur-démarrateurs pour des véhicules légers sont nombreux depuis une quinzaine d'années, ce qui a notamment permis l'apparition sur le marché de véhicules de série de ce type (par exemple véhicule C3 stop/start du groupe PSA). L'architecture split remporte également un succès commercial avec la Toyota Prius.

La situation est en revanche complètement différente, lorsque l'on s'intéresse aux véhicules lourds. Le marché est certes plus limité, mais les retombées attendues notamment en termes de réduction de la consommation énergétique et des émissions polluantes, restent particulièrement significatives, compte tenu du facteur d'échelle entre un poids lourd et un véhicule léger. A ce jour, à notre connaissance, seuls quelques projets ont vu le jour ces 5 dernières années sur cette thématique.

1.4.3.1. Microbus de RATP en France (architecture hybride parallèle)

Un projet de recherche résultant de la collaboration entre la RATP, Valeo et le constructeur Gruau, a été labellisé en 2006 par l'ANR (Agence Nationale de la Recherche) et le PREDIT (Programme de Recherche et d'Innovation dans les Transports) avec le soutien financier de l'ADEME au titre du programme national « Véhicules Propres et économes » [RATP]. L'objectif de ce projet est focalisé sur le développement d'un microbus (voir Figure 1.15) hybride électrique qui est équipé d'un alternateur-démarrateur intégré. Ce dernier a été développé par Valeo et PSA ; il a été dénommé 'stop/start' par PSA Peugeot Citroën et aussi 'StARS' par VALEO. Ce système a été récompensé par le « Prix des ingénieurs de l'année 2004 » dans la catégorie développement durable. Le microbus est équipé d'un alternateur-démarrateur du type de celui monté depuis 2005 sur des voitures de série (Citroën C2 ou C3 stop/start), mais bénéficie sur le microbus d'une fonction supplémentaire de freinage récupératif. Dans les grandes agglomérations, où les arrêts sont très fréquents, le système stop/start pourrait permettre de réduire la consommation de carburant du bus jusqu'à 20 %. [Microbus].



Figure 1.15 Microbus hybride de RATP de Paris [RATP]

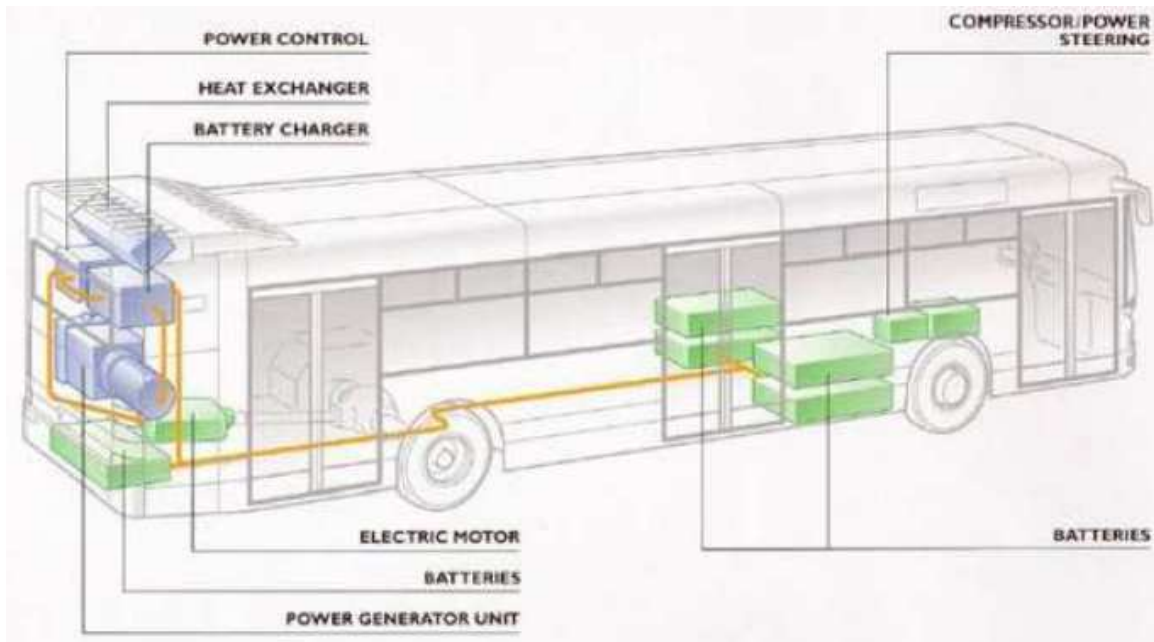


Figure 1.16 Modèle CityClass d'autobus hybride d'Irisbus Iveco en France [Irisbus08]

1.4.3.2. Autobus de Irisbus Iveco en France (architecture hybride série)

Chez Irisbus, il existe déjà 120 autobus à traction hybride produit depuis 15 ans, dans lesquels les modes d'hybridation sont basés sur batteries ou piles à combustibles.

1). Modèle CityClass

Le modèle Cityclass d'Irisbus est développé par Irisbus (voir Figure 1.16) : il se compose d'une chaîne de traction Siemens équipée d'un moteur électrique de 96 kW et d'un moteur thermique de 65 kW.

2). Modèle Citelis

Dans le cadre du développement d'une nouvelle génération d'autobus hybrides, Irisbus Iveco a collaboré avec BAE Systems pour la fourniture de composants relatifs à la chaîne de traction électrique ou hybride. Les compétences et le savoir-faire développés par les deux entreprises vont permettre de proposer sur le marché européen une gamme d'autobus hybrides 12 et 18 m développés sur la base du Citelis, équipés d'une cinématique hybride série performante et fiable associant un générateur entraîné par un moteur de cylindrée réduite Iveco Tector 6 EEV, permettant la fonctionnalité stop/start. Le moteur électrique de traction, associé à des batteries Lithium-ion de dernière génération, permet aussi la récupération de l'énergie au freinage. Les composants principaux de la chaîne de traction d'autobus Citelis de Irisbus sont présentés dans la Figure 1.17. Ce système permet une économie de consommation de carburant et une réduction des émissions de CO₂ (dioxyde de carbone) jusqu'à 30 % ainsi qu'une réduction des émissions de NO_x (oxydes d'azote) de 50 %. Irisbus Iveco est d'ores et déjà en mesure de répondre aux appels d'offres européens en matière d'autobus hybrides, pour des livraisons fin 2010/début 2011 [Irisbus09].

3). Modèle Hynovis

Hynovis est un troisième modèle de bus hybride d'Irisbus Iveco (voir Figure 1.18), la motorisation considérée est de type hybride hydraulique, permettant de récupérer l'énergie libérée au

freinage et d'éviter la sollicitation du moteur thermique plus polluant, équipé également du système stop/start. En effet, en partenariat avec le fabricant de pneumatiques Michelin, Irisbus a mis au point des roues à double essieu à l'avant du véhicule, permettant d'abaisser le plancher et de rendre plus fluide la circulation dans le bus. Hynovis n'est qu'à l'état de conception, ainsi La RATP a lancé un appel à projets ouvert à d'autres entreprises pour le renouvellement de sa flotte de bus dès 2011.

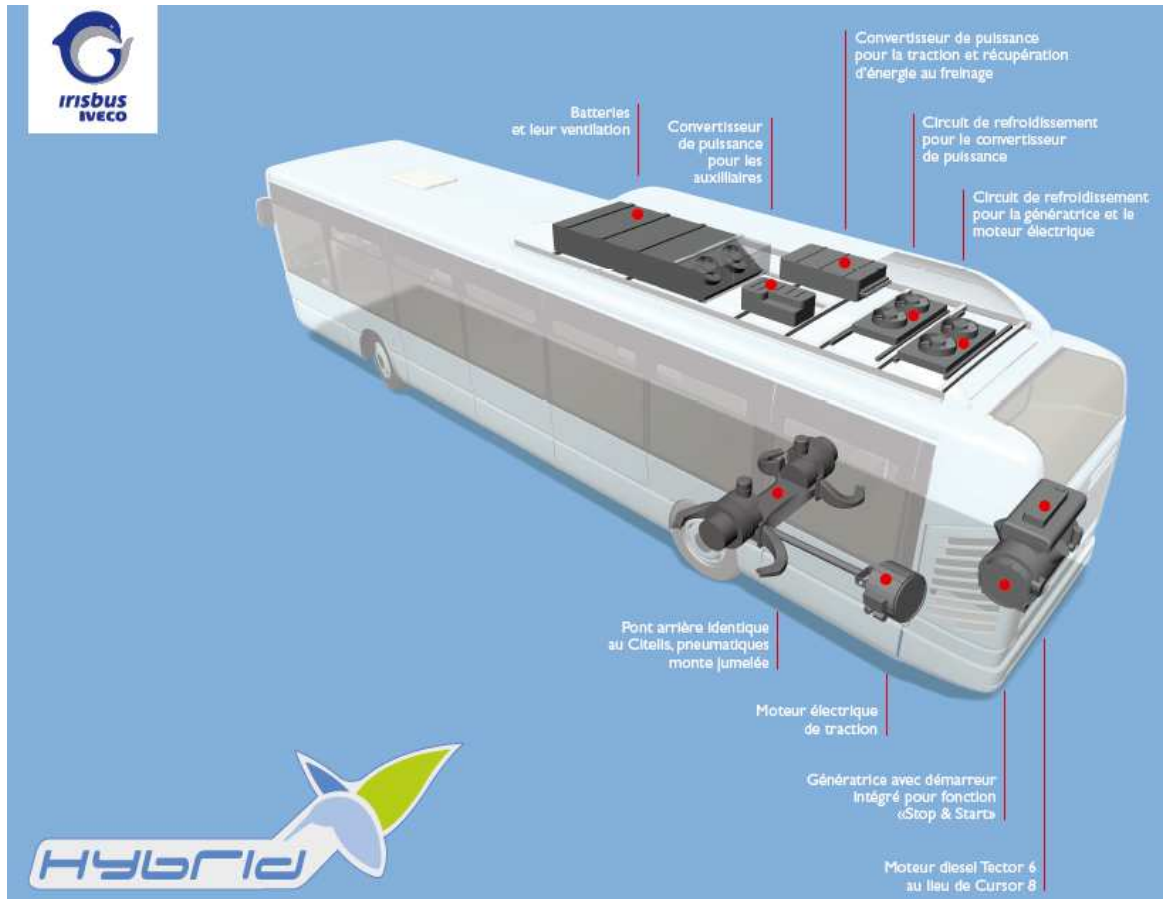


Figure 1.17 Schéma explicatif de Citelis d'autobus hybride série de Irisbus Iveco en France [Irisbus09]



Figure 1.18 Modèle Hynovis de bus hybride hydraulique d'Irisbus Iveco en France [Irisbus10]

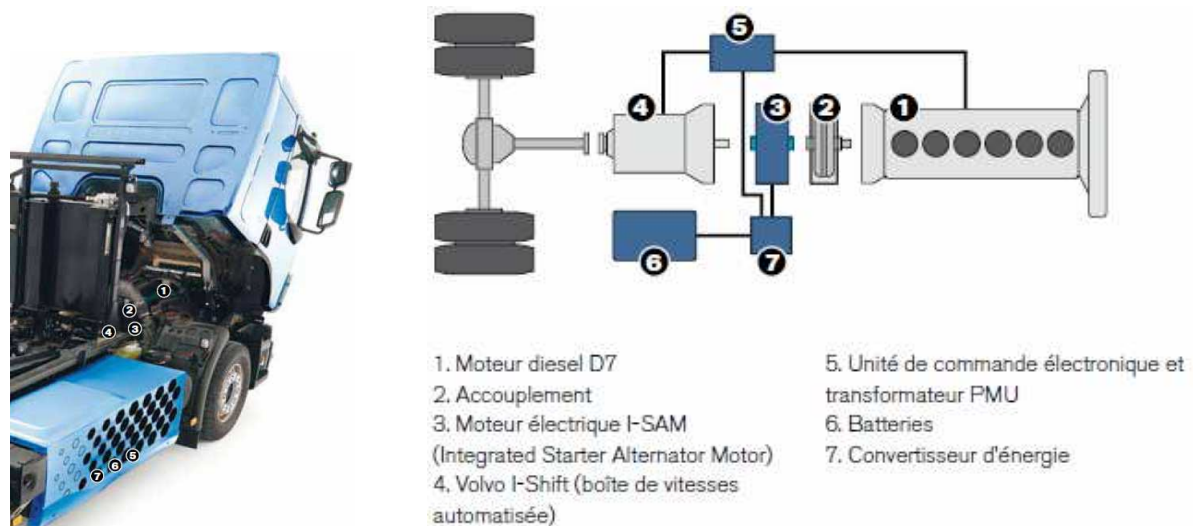


Figure 1.19 Camion hybride parallèle de Volvo Trucks en appliquant l'alternateur-démarrateur aux Etats-Unis [Mobilis]

1.4.3.3. Prototypage de camion de Mack de Volvo Trucks aux Etats-Unis (architecture hybride parallèle)

Un projet visant au développement d'un alternateur-démarrateur intégré pour poids lourd a été initié par Mack Trucks (voir Figure 1.19), filiale de Volvo Trucks. Mack Trucks a ainsi présenté en décembre 2005 un prototype de chaîne cinématique semi-hybride destinée à équiper des poids lourds de la marque Volvo Trucks aux Etats-Unis. Elle a été conçue avec l'aide de l'armée de l'air américaine et adaptée à un camion citerne. Les camions hybrides diesel ont l'avantage de consommer moins (25 à 30 %), de polluer moins, de réduire les émissions sonores et d'offrir plus de puissance. Un autre avantage important réside dans des coûts d'exploitation réduits et un espacement des intervalles de vidange. Baptisé I-SAM (Integrated Starter, Alternator, Motor), ce système destiné à équiper les véhicules hybrides lourds comprend le démarreur, l'alternateur, le moteur thermique et l'électronique de commande associée [Mack].

1.4.3.4. Camion de poubelle de Renault Trucks en France (architecture hybride parallèle)

Un camion hybride électrique de ramassage des ordures, baptisé Renault Premium Distribution Hybrys Tech a été expérimenté par le constructeur Renault Trucks dans l'agglomération lyonnaise depuis début 2009 (voir Figure 1.20). Il est utilisé dans le cadre de la collecte des ordures ménagères par le Grand Lyon et SITA (SUEZ Environnement) : il est doté d'une benne élaborée spécifiquement par l'entreprise Faun.

L'architecture de ce véhicule est parallèle. Elle utilise une motorisation DXi7 Euro V 320 ch et un moteur électrique d'une puissance nominale de 70 kW et de 120 kW en pic. La vitesse du camion est assurée jusqu'à 20 km/h, soit pendant les phases de ramassage. Pendant les trajets hors ville, c'est le moteur diesel qui prend le relais. Par ailleurs, le démarrage à froid a été revu pour assurer l'opérabilité du véhicule même à basse température (-15°C). Concernant la consommation de carburant, le véhicule-test a permis au Grand Lyon et à SITA de noter une diminution de consommation d'environ 20 % à 25 % [Renault].

1.4.3.5. Prototype de camion de Freightliner aux Etats-Unis (architecture hybride parallèle)

On citera également la société américaine Freightliner qui exposait en août 2006, au salon de Dallas, un prototype de camion hybride parallèle diesel/électrique, associant un moteur diesel MBE 900 de 230 ch et 895 Nm de couple, à un moteur électrique de 44 kW et 271 Nm (voir Figure 1.21). Ce camion peut se déplacer et accélérer aussi bien sur le moteur thermique que sur le moteur électrique, ou le plus souvent les deux ensemble [Freightliner].



Figure 1.20 Camion de ramassage d'ordures ménagères hybride parallèle de Renault Trucks en France [Renault]



Figure 1.21 Camion hybride-parallèle de Freightliner aux Etats-Unis [Freightliner]

1.4.3.6. Prototype de camion de Eaton aux États-Unis (architecture hybride parallèle)

Un autre prototype de camion a été développé par la société Eaton. Ce véhicule hybride électrique est basé sur le châssis du modèle de Freightliner Custom Chassis Model MT45. L'architecture de la chaîne de traction est hybride parallèle (voir Figure 1.22) et elle utilise un dispositif de transmission de puissance qui permet de remplacer les transmissions mécaniques et l'embrayage (ou convertisseur de couple) d'un véhicule conventionnel. À cette transmission est associé un moteur électrique [Eaton].

1.4.3.7. Camion ECCE de la DGA en France (architecture hybride série)

Un projet de recherche concernant un camion militaire a été lancé par DGA en France. Ce prototype a été dénommé ECCE comme 'Évaluation des Composants d'une Chaîne Électrique' pour les transports terrestres. Il s'agit en fait d'un laboratoire roulant permettant le test de différents composants intervenant dans une chaîne de traction hybride électrique pour poids lourd (moteur, systèmes de stockage, groupe électrogène...) La masse du véhicule est de 12 tonnes. La chaîne de traction est hybride série diesel/électrique et est constituée de deux générateurs (voir Figure 1.23) : le premier Alternateur AL1 est entraîné par un moteur diesel ICE MT1, dont la puissance vaut 80 kW en fonctionnement à vitesse constante. Le deuxième Alternateur AL2 est entraîné par un second moteur diesel ICE MT2, de puissance également 80 kW, mais prévu pour un fonctionnement en vitesse variable. Les groupes électrogènes sont reliés à un bus DC dont la valeur de la tension est fixée à 540V ($\pm 270V$), le bus DC échangeant également de l'énergie électrique avec un pack de batteries. La motorisation est assurée par 4 moteurs-roues indépendants (4x30kW) alimentés par 4 onduleurs qui sont connectés sur le bus DC [KADRI07].

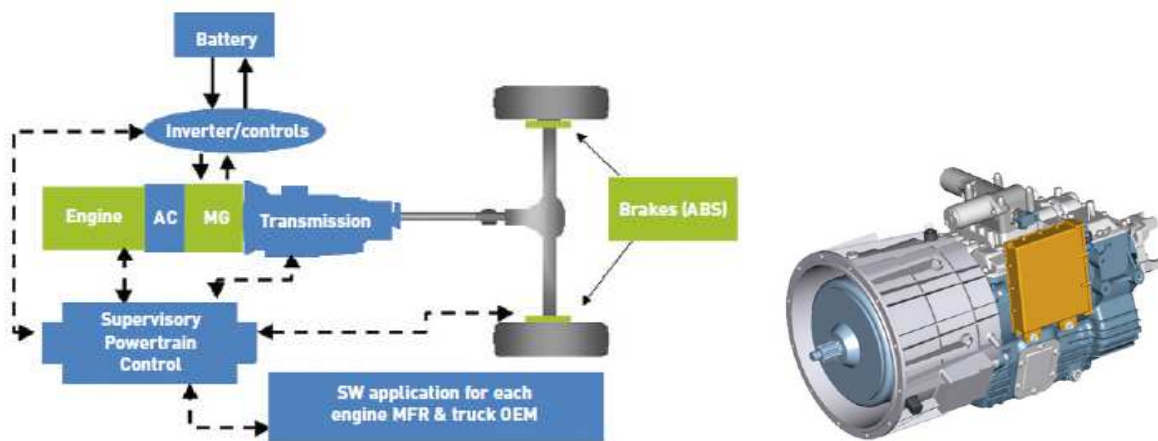


Figure 1.22 La chaîne de traction parallèle pour le prototype du camion hybride parallèle de Eaton et l'unité assemblée de traction hybride [Eaton]

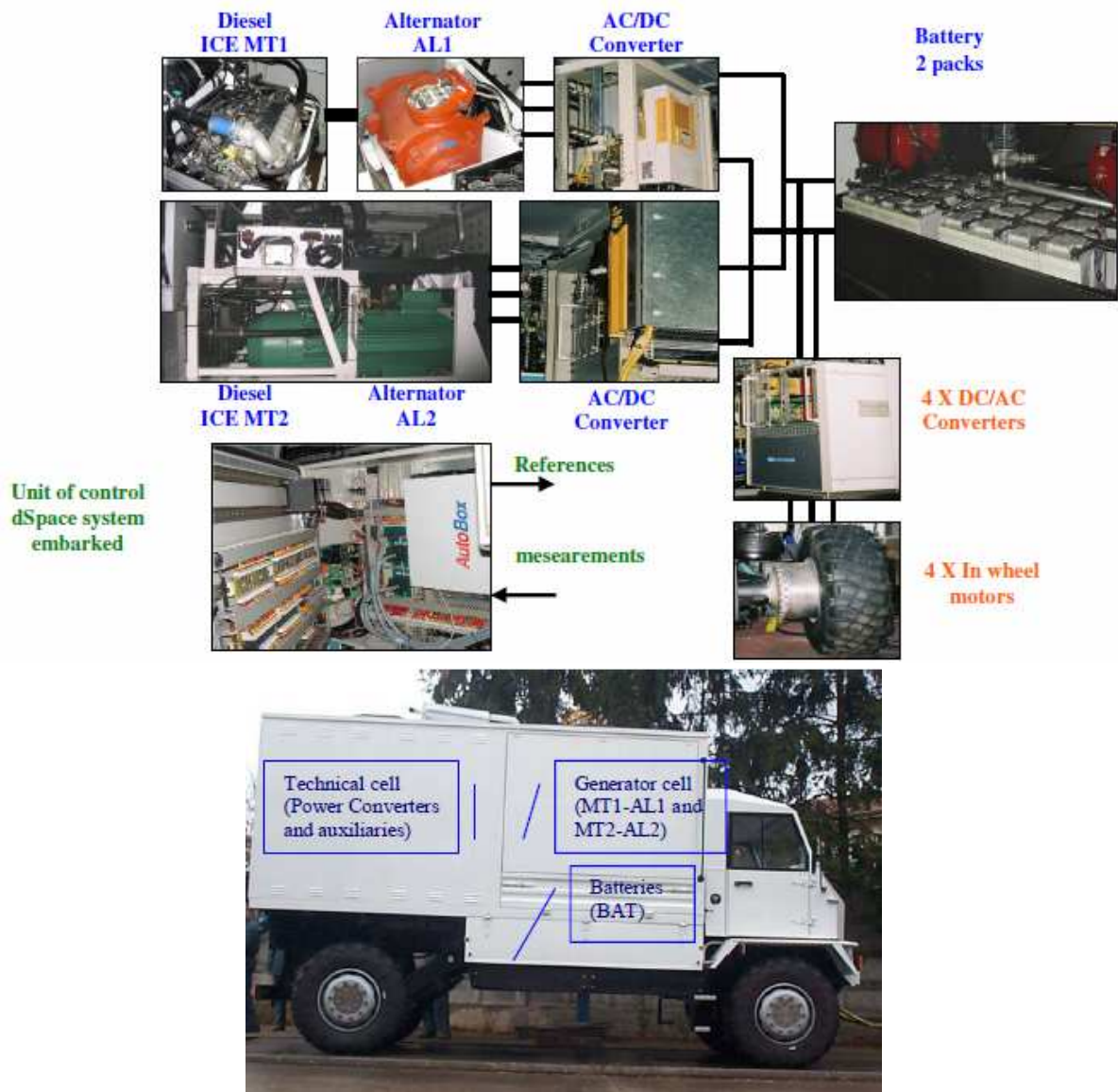


Figure 1.23 Banc d'essais du véhicule ECCE hybride série de DGA en France [KADRI06] [KADRI07]

1.4.3.8. Véhicule militaire de 6 roues : DPE 6x6 de Nexter Systems – DGA en France (architecture hybride série)

Le DPE 6x6 est un démonstrateur militaire français conçu par la société Nexter Systems (voir Figure 1.24). La chaîne de traction est de type hybride série diesel/électrique, associant un moteur diesel de 450kW et 6 machines électriques de 50 kW, synchrones à aimants permanents, intégrées dans les roues (moteur-roue) et conçues par Magnet Motors. La chaîne de traction se compose de 2 bus continus, 2 génératrices à aimants et 2 packs de batteries. Chaque moteur-roue est constitué d'un stator double-étoile et d'un rotor externe, les bobinages de chaque étoile étant alimentés par un onduleur 3 niveaux qui est connecté avec un des deux bus continu [Boulon09].

En effectuant la synthèse des applications de véhicules hybrides électriques de type poids lourds énumérées précédemment, nous avons résumé les caractéristiques de chaque véhicule dans le Tableau 1.5. Nous pouvons conclure que ces exemples sont effectivement focalisés sur la structure série d'une part et sur la structure parallèle d'autre part.

1.4.4. Choix de l'architecture de la chaîne de traction du projet Archybold

Nous allons présenter dans un premier temps une comparaison, réalisée par Toyota, entre les trois architectures classiques (voir Tableau 1.6). Il apparaît alors que la configuration Série/parallèle devrait être plus favorable que celle de série ou celle parallèle.

Nous nous intéressons ensuite à la comparaison entre les performances de l'architecture parallèle et de celle série/parallèle afin de choisir une solution correspondant au mieux aux besoins du projet ARCHYBALD. Le Tableau 1.7 fait un bilan comparatif du respect des contraintes du projet ARCHYBALD pour ces deux architectures candidates. Il en résulte que chaque architecture peut répondre à certaines fonctionnalités qui lui sont propres. Aussi notre choix final relève-t-il plus de la volonté d'étudier une structure non encore envisagée dans les applications de véhicules lourds plutôt que d'un choix technique parfaitement justifié. Ainsi, nous avons décidé d'investiguer l'architecture Split qui présente une plus grande souplesse de fonctionnement que ses concurrentes et qui, malgré un grand nombre de composants, représente un bon compromis technico-économique dans la mesure où il est possible d'optimiser le fonctionnement du moteur thermique quel que soit le mode de fonctionnement considéré. La structure de chaîne de traction retenue est alors présentée Figure 1.25.



Figure 1.24 Véhicule hybride série DPE 6x6 de Nexter systems - DGA [Boulon09]

Tableau 1.5 Synthèse des applications existant de véhicules hybrides électriques de type poids lourds

Modèle	Architecture hybride	Moteur électrique	Moteur thermique	Consommation réduite	Année réalisée	
Microbus de RATP en France	Parallèle	-----	-----	20 %	2005	
Irisbus de Iveco en France	CityClass	Série	96 kW	65 kW	10 -25%	2008
	Citelis	Série	-----	-----	30 %	2010
	Hynovis	Série	-----	-----	30 %	2008
Camion de Mack de Volvo Trucks aux Etats-Unis	Parallèle	120 kW	300 – 340 ch	25 - 30 %	----	
Camion de poubelle de Renault Trucks en France	Parallèle	70 kW en nominal et 120 kW en pic	320 ch	20 - 25 %	2009	
Camion de Freightliner aux Etats-Unis	Parallèle	44 kW et 271 Nm	230 ch et 895 Nm de couple	-----	2006	
Camion de Eaton aux Etats-Unis	Parallèle	-----	4.3L Mercedes OM904 I4 Diesel	-----	----	
Camion de ECCE de DGA en France	Série	30kW	80 kW	-----	2004	
Véhicule militaire de 6 roues : DPE 6x6 de Nexter systems – DGA en France	Série	430 kW	450kW	-----	----	

Tableau 1.6 Comparaison entre les configurations série, parallèle et Série/parallèle par Toyota [MESTER07]

	Economie de carburant				Performances	
	Arrêt	Récupération d'énergie	Gestion d'énergie	Rendement total	Accélération	Régime permanent
Série	+	++	+	+	-	-
Parallèle	+	+	-	+	+	-
Série/parallèle	++	++	++	++	+	+

Tableau 1.7 Comparaison des fonctionnalités des architectures de l'alternateur-démarrreur et du split

Fonctionnalités du projet Archybold	Alternateur-démarrreur	Split
Couple fort	non	oui
Puissance forte	non	oui
Stop/start : meilleur rapport de coût/efficacité	oui	oui
Boost	oui	oui
Mode tout électrique	Non (car puissance de ME insuffisante)	Oui (à basse vitesse jusqu'à 50km/h pour 5 km max)
Mode tout thermique	<ul style="list-style-type: none"> - Oui si ME permet de démarrer MT et si MT de puissance suffisante - Non si ME défaillant 	<ul style="list-style-type: none"> - Oui si GE et ME fonctionnels (Energie électrique stockée non utilisée) - Non si GE défaillante
Frein récupératif	oui	oui
Gestion d'énergie	oui	oui
Compacité par downsizing	oui	non
Coût fondamental	oui	non
Réduction du poids du véhicule	oui	Non
Petite batterie	oui	Non
Durée de vie plus longue pour moteur thermique	oui	Non
Disponibilité en cas de défaillance du moteur électrique	Oui	Non
Facilité de montage	Oui	Non
Plus d'hybridation	Non (micro hybride et toujours besoin de source d'énergie primaire)	Oui (hybride complet)

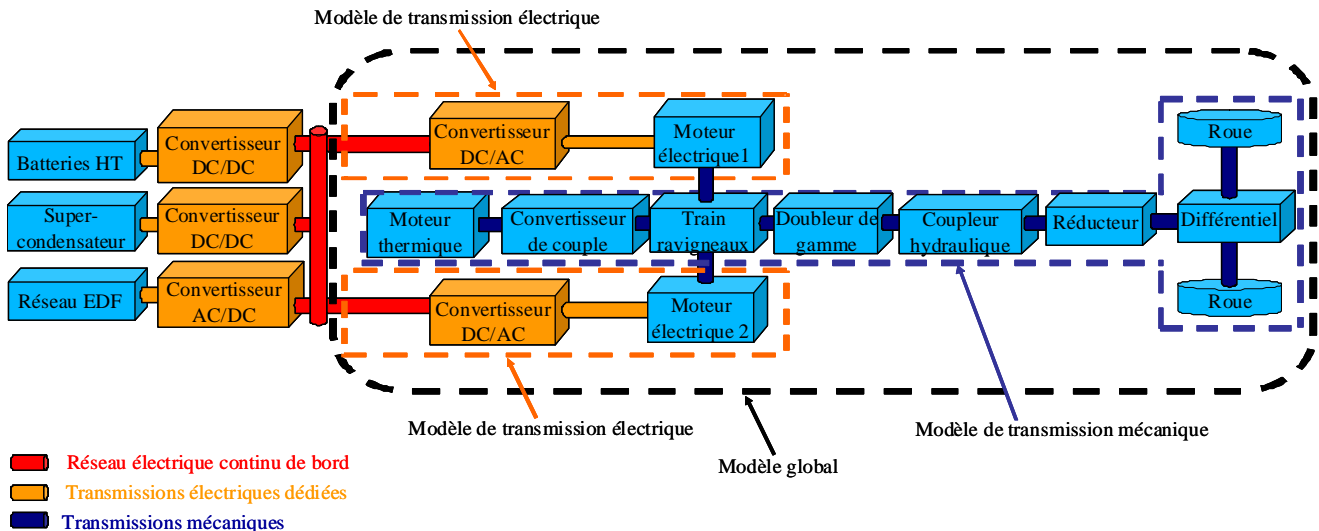


Figure 1.25 Structure de chaîne de traction du projet ARCHYBALD

1.5. Choix de la motorisation électrique du projet ArchybalD

Une machine électrique destinée à la propulsion hybride se doit de répondre à des exigences multiples que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur. Son intégration dans un système embarqué implique des contraintes en termes de puissance et de couple volumique ; les contraintes thermiques sur ce type de dispositif sont donc fortes. Par ailleurs, le caractère embarqué implique un niveau de tension du bus continu qui peut être relativement faible au regard des réseaux terrestres. Avec ce type de système de la basse tension et du courant fort, l'utilisation de machines polyphasées peut conduire à des caractéristiques intéressantes en termes de pulsations de couple (vibration et bruit), tout en pouvant accepter des forces électromotrices non sinusoïdales. Par ailleurs, l'utilisation de machines polyphasées permet intrinsèquement d'augmenter la fiabilité de la machine en cas de défaut d'onduleur. Pour autant, dans le cadre du travail proposé dans ce mémoire, il a été décidé de se limiter à des machines triphasées, en particulier parce que la commande est à ce jour bien maîtrisée et que l'innovation des travaux portaient préférentiellement sur les aspects méthodologiques de conception systémique. Toutefois, avant de présenter le choix de structure de machine retenue dans cette étude, nous proposons un bref état de l'art des machines électriques potentiellement utilisables dans une chaîne de traction hybride série/parallèle.

1.5.1. Différents catégories de machine électrique

De nombreuses références plus ou moins récentes ont déjà proposé une classification des différents types de machines électriques tournantes en présentant les avantages et les inconvénients de chaque type [ALHASSOUN05] [AMARA01] [Chedot04] [Electrotechnique] [GASC04] [Puranen06] [SINGH06]. Principalement, les machines électriques envisageables sont les machines à courant continu, les machines asynchrones ou à induction, les machines à réluctance variable et enfin les machines synchrones. En ce qui concerne les machines synchrones, nous pouvons classer les machines encore plus finement en utilisant le rapport de saillance qui correspond au rapport de l'inductance dans l'axe direct d sur celle dans l'axe en quadrature q : L_q/L_d [Chedot04]. La Figure 1.26 présente de façon synthétique une classification possible.

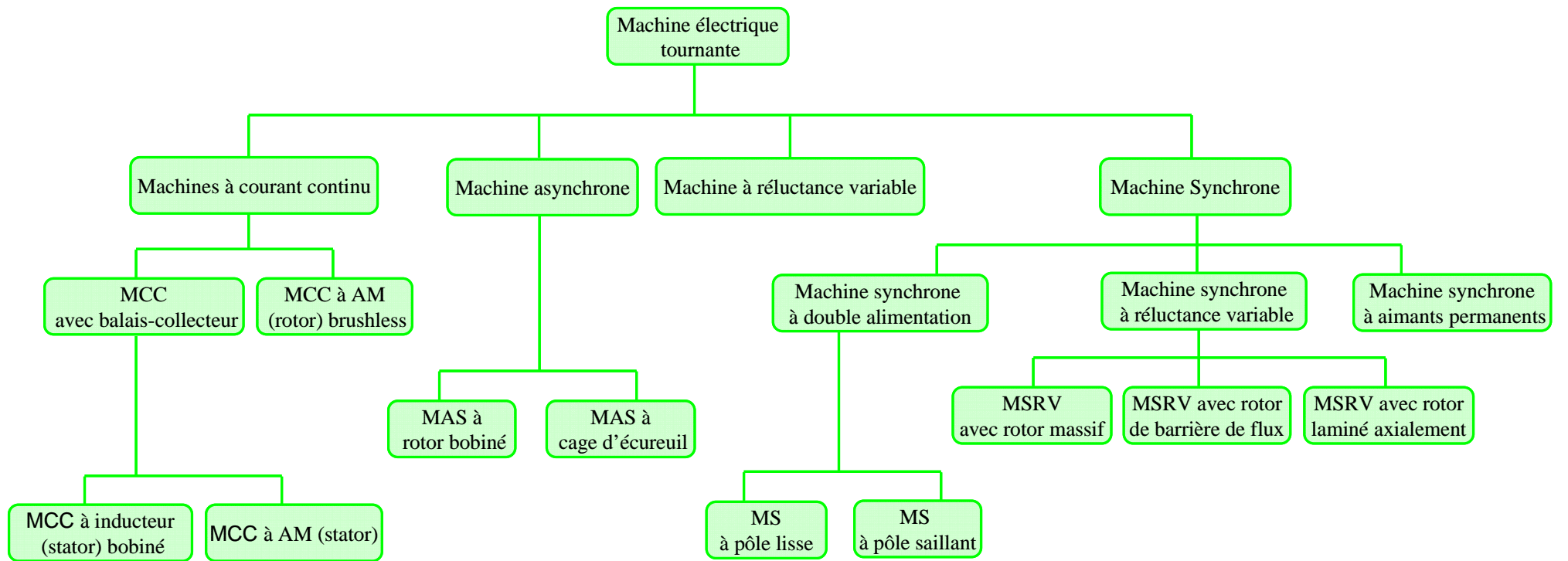


Figure 1.26 Classification de machines électriques

1.5.1.1. Machine à courant continu avec balais-collecteur

Classiquement, la machine à courant continu avec balais-collecteur est constituée principalement d'un inducteur (au stator) qui peut être bobiné et alimenté par un courant continu (voir Figure 1.27) ou qui peut être à aimants permanents (machine à courant continu à aimants permanents). L'induit (au rotor) est quant à lui bobiné (bobinage polyphasé) et alimenté par du courant continu ondulé par le système balais-collecteur qui se comporte comme un commutateur mécanique : le sens du courant traversé dans le bobinage du rotor est inversé par chaque alternance des pôles magnétiques statoriques [ALHASSOUN05] [Bonal97].

1.5.1.2. Machine à courant continu à aimants permanents (rotor) sans balais-collecteur (brushless)

Il est possible de placer l'induit de la machine à courant continu au stator et de placer l'inducteur au rotor. On obtient alors une machine synchrone à aimants permanents où le champ est tournant, alors qu'il est fixe dans la machine à courant continu. Si les f.é.m. sont de formes trapézoïdales et les courants en quasi-crêteaux, on a une analogie forte sur les formes d'onde et sur le principe de fonctionnement entre la machine à courant continu et la machine synchrone à aimants permanents. Pour cette raison, on parle de moteur à courant continu sans balais ou en anglais brushless [Salminen] [Hendershot94]. Le Tableau 1.8 présente une comparaison entre la machine à courant continu à aimants permanents avec balais-collecteur et la machine à courant continu sans balais.

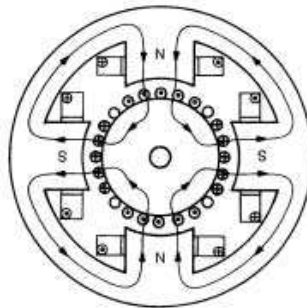


Figure 1.27 Machine à courant continu à inducteur (stator) bobiné [ALHASSOUN05]

Tableau 1.8 Comparaison entre la machine à courant continu à aimants permanents avec balais-collecteur et la machine à courant continu sans balais [Electrotechnique]

	MCC avec balais-collecteur	Machine à courant continu sans balais
Avantages	<p>Caractéristiques générales :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Simplicité du variateur de hacheur ; • Prix bas ; • Pas d'électronique interne. <p>Caractéristiques dynamiques et statiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Bien adaptée aux basses vitesses où elles ont une régularité de marche excellente. 	<p>Caractéristiques générales :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Pas d'entretien car pas de collecteur, donc utilisable en atmosphère explosive, corrosive ; • Excellente dissipation thermique (pertes joules au stator seulement). <p>Caractéristiques dynamiques et statiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Puissance massique élevée ; • Vitesse max élevé car pas de collecteur ; • Faible inertie en forte accélération.
Inconvénients	<p>Caractéristiques générales :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Entretien pour balais et collecteurs ; • Se dégrade en atmosphère corrosive, explosive. <p>Caractéristiques dynamiques et statiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Vitesse max limitée par le collecteur. 	<p>Caractéristiques générales :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Electronique interne ; • Prix élevé ; • Structure d'alimentation et de régulation complexe mais maîtrisée. <p>Caractéristiques dynamiques et statiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> • A basse vitesse les harmoniques peuvent créer des ondulations de couple.

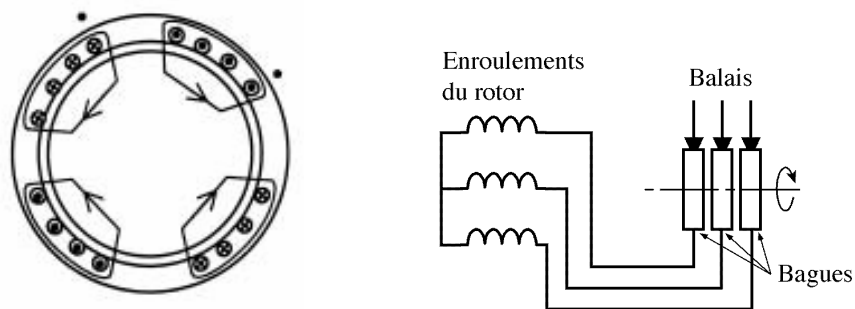


Figure 1.28 Machine asynchrone (ou à induction) avec rotor bobiné [ALHASSOUN05] [Divoux99]

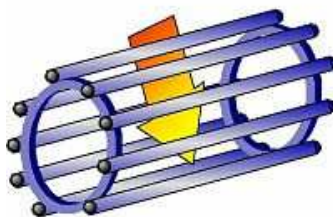


Figure 1.29 Rotor à cage d'écureuil [Sciences]

1.5.1.3. Machine asynchrone ou machine à induction

Dans ce type de machine, la vitesse de rotation du rotor n'est pas proportionnelle à la fréquence des courants du stator, c'est-à-dire que la fréquence de rotation du champ magnétique créée par le stator et la vitesse de rotation du rotor ne peuvent pas être synchrones. On parle donc de la machine asynchrone ou encore de machine à induction car les courants rotoriques sont créés par induction.

1). Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor de la machine peut être bobiné comme le stator (voir Figure 1.28). Dans ce cas, la mise en court-circuit des bobinages rotoriques se fait par intermédiaire d'un système de contacts tournants à trois bagues et trois balais [PinsonC34]. Ce type de machine est plutôt réservé à la forte puissance.

2). Machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil

Dans les applications de petites et moyennes puissances (inférieures à 100 kW) [PinsonC34], le rotor est composé de barres en aluminium ou en cuivre qui sont reliées entre elles par l'intermédiaire de deux anneaux circulaires : cette structure est appelée 'cage d'écureuil' [ALHASSOUN05]. La cage d'écureuil (voir Figure 1.29) est équivalente à un bobinage polyphasé (chaque barre est une phase) avec une grande section et une faible résistance. Le champ tournant statorique induit dans les barres des tensions induites qui, du fait des courts-circuits, sont à l'origine des courants induits (courants de Foucault). Ces courants créent eux-mêmes un champ tournant qui est synchrone du champ statorique et l'interaction des deux champs est à l'origine du couple.

1.5.1.4. Machine à réluctance variable

Il existe deux grandes familles de machines à réluctance variable. La première famille est de type synchro-réductante. Il s'agit de machines synchrones à pôles très saillants, dont on a supprimé l'enroulement d'excitation rotorique. Dans ce cas le stator est comparable à celui des machines synchrones et asynchrones et il crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce type de machine possède donc un grand rapport de saillance (généralement $5 < L_d/L_q < 20$) [BOLDEA92] [Chedot04] et le couple est créé par le seul effort de réluctance. Cette machine est décrite plus précisément ci-après dans le paragraphe sur les machines synchrones La seconde famille correspond aux machines à double saillance. Le stator est constitué d'un empilement de tôles encochées et les enroulements sont bobinés autour des dents. Le rotor est identique au stator, à la différence que les dents ne sont pas bobinées ; le rotor est entièrement passif [Ahmed97] [NOGAREDE] [Duhayon02] [Harrish81] [STEPHENS92]. Dans la Figure 1.30, nous montrons une machine à double saillance de type 6/4, soit 6 pôles saillants au stator et 4 pôles saillants au rotor. La machine est excitée par le champ magnétique d'entrefer créé par les courants de bobinages du stator (inducteur), ainsi que les dents polarisées du rotor qui se comportent comme des aimants, tant que le champ magnétique, dans lequel il est plongé, ne s'annule pas [ALHASSOUN05] [Miller89] [Soong94]. Les applications de la machine à réluctance variable sont souvent dans le domaine des actionneurs pas à pas [DARIS83] [KANT89] [MULTON93], mais du fait de sa constitution sans aimants, cette machine intéresse à nouveau les constructeurs automobiles.

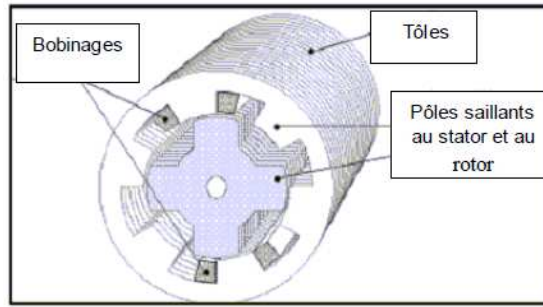


Figure 1.30 Machine à réluctance variable avec double saillance de type 6/4 [ALHASSOUN05]

1.5.1.5. Machine synchrone

1). Machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné

La machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné est très largement utilisée en fonctionnement alternateur dans le domaine de la génération d'électricité. Le stator est parcouru par des courants alternatifs et le rotor est alimenté par un courant continu. La condition de synchronisme, nécessaire à la production du couple, impose que la fréquence du champ magnétique statorique soit égale à celle de rotation du rotor. Les deux configurations suivantes sont alors envisageables.

A. Machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné à pôle lisse

Ce type de machine (voir Figure 1.31) est souvent utilisé pour des applications fortes puissances et grande vitesse. Des frettes en acier amagnétique peuvent être utilisées afin de maintenir en place les têtes de bobines [ALHASSOUN05]. Les machines à pôles lisses sont caractérisées par une distance constante entre les deux parties ferromagnétiques statorique et rotorique le long de la périphérie de l'entrefer ; l'encoche du stator et/ou du rotor est magnétiquement assimilée à un entrefer constant [AHMED06].

B. Machine synchrone à inducteur (rotor) bobiné à pôle saillant

Pour ce type de machine synchrone, les bobinages sont montés autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés (voir Figure 1.32). Les machines à pôles saillants se différencient des machines à pôles lisses par la variation de leur inductance d'induit en fonction de la position relative du rotor par rapport au stator, du fait de l'anisotropie magnétique polaire du rotor (inducteur) bobiné sur pôles saillants. La présence d'encoches au stator engendre une variation locale de l'entrefer, dont la périodicité est très inférieure à celle des FMM et peut généralement être négligée pour le calcul du couple électromagnétique moyen [AHMED06].

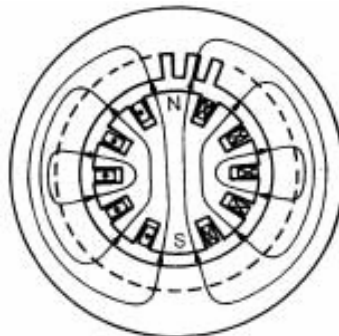


Figure 1.31 Machine synchrone à inducteur bobiné avec rotor à pôle lisse [ALHASSOUN05]

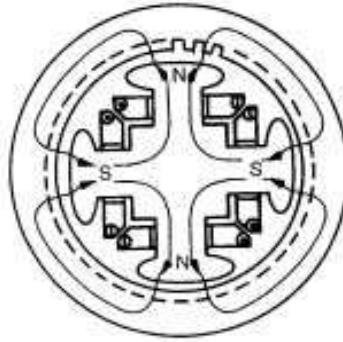


Figure 1.32 Machine synchrone à inducteur bobiné avec rotor à pôle saillant [ALHASSOUN05]

2). Machine synchrone à réluctance variable

Cette machine ne contient pas l'excitation au rotor, le couple est uniquement créé par l'effet de réluctance. La conversion d'énergie est réalisée par variation des inductances propres et mutuelles des bobinages due à la rotation du rotor [BOUCHAREB09] [RAMINOSOA06]. Ainsi ce type de machine peut-elle aussi bien être considéré comme une machine à réluctance. Le rapport entre l'inductance de l'axe direct d et celle de l'axe quadrature q (L_d/L_q) doit être le plus important possible pour maximiser le couple produit [AMARA01].

Par ailleurs nous pouvons évaluer le facteur de puissance en fonction du rapport L_d/L_q au point de fonctionnement à couple maximum [BOUCHAREB09] :

$$\cos \varphi_{ce \max} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + 1}} \quad (1.1)$$

À partir de cette équation, nous pouvons observer dans la Figure 1.33 que le facteur de puissance dépend du rapport L_d/L_q et il faut préserver une valeur suffisante de L_q pour ne pas trop pénaliser le facteur de puissance [BOUCHAREB09]. En d'autres termes, il faut réaliser un bon compromis entre le facteur de puissance et le couple produit. Nous présentons en Figure 1.34 une bonne solution où le rotor est composé par un assemblage hétérogène de matériaux magnétiques et non magnétiques.

Les machines synchrones à réluctance variable peuvent être classées en trois principales structures du rotor : rotor massif, rotor avec barrière de flux et rotor laminé axialement [BOUCHAREB09] [RAMINOSOA06] [Lubin03].

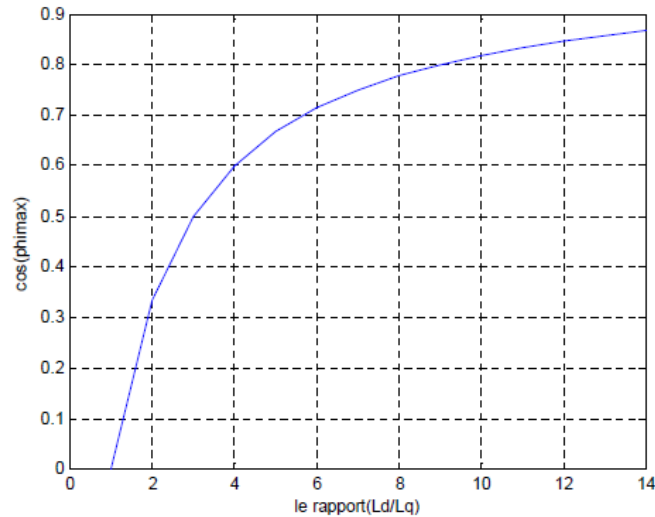


Figure 1.33 Facteur de puissance en fonction du rapport de saillance L_d/L_q [BOUCHAREB09]

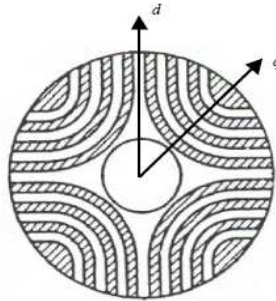


Figure 1.34 Rotor d'une machine synchrone à réluctance variable laminée axialement [Miller89]

A. Machine synchrone à réluctance variable avec rotor massif

Cette structure de machine est constituée d'un rotor massif saillant. La section du passage du flux selon l'axe d est large pour limiter la saturation du rotor. Alternativement, le rotor peut aussi être caréné avec des matériaux non magnétiques ou être massif avec des trous (voir Figure 1.35). Le rapport de saillance (L_d/L_q) reste relativement modeste pour cette structure de machine [BOUCHAREB09].

B. Machine synchrone à réluctance variable avec rotor à barrière de flux

Cette structure de machine est constituée d'un rotor avec un assemblage de segments ferromagnétiques et de segments non magnétiques (voir Figure 1.36). Les barrières de flux peuvent être constituées d'air ou d'acier non magnétique afin de préserver l'équilibre mécanique du rotor. La variation des largeurs relatives des segments permet de régler le rapport de saillance : ce dernier sera augmenté surtout grâce à la réduction de l'inductance de l'axe q et il est ainsi possible d'augmenter le rapport de saillance jusqu'à 13 selon [BOUCHAREB09].

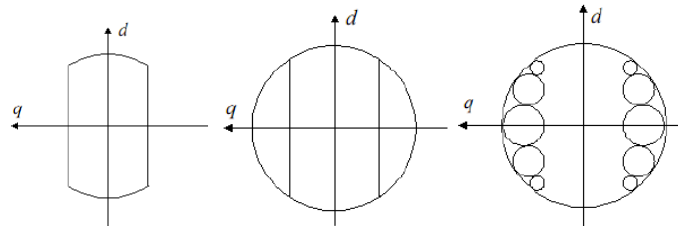


Figure 1.35 Machine synchrone à réluctance variable avec rotor massif : a) rotor massif normal b) rotor massif et carénage par du matériau non magnétique c) rotor massif à trous [BOUCHAREB09]

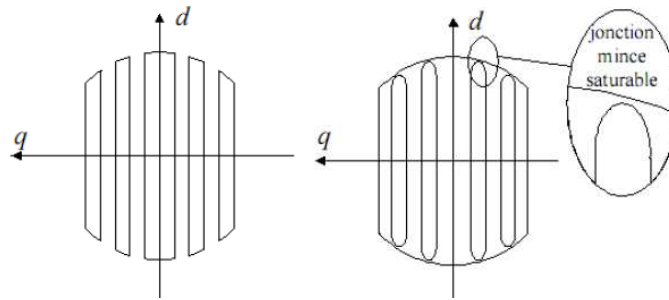


Figure 1.36 Machine synchrone à réluctance variable avec rotor de barrière de flux [BOUCHAREB09]

C. Machine synchrone à réluctance variable avec rotor laminé axialement

Ce type de machine permet aussi d'augmenter le rapport de saillance (L_d/L_q). Le rotor est constitué de succession de *feuilles* ferromagnétiques et de *feuilles* non magnétiques (voir Figure 1.37), assemblage qui peut être considéré comme un matériau homogène anisotrope, qui permet de réaliser la dissymétrie entre les axes d et q. La variation des épaisseurs relatives des *feuilles* permet de régler le rapport de saillance. Cette structure est limitée aux faibles vitesses (< 5000 tr/min) et faibles puissances (< 2 kW) du fait de l'inhomogénéité du rotor, mais elle possède des performances plus élevées que les deux premières structures [BOUCHAREB09].

Basées sur cette structure de machine, les deux structures suivantes peuvent être interpolées en intégrant des aimants permanents ou des supraconducteurs.

- Utilisation d'aimants permanents

Dans cette structure, les aimants permanents sont logés dans les barrières de flux (voir Figure 1.38). Le flux créé par les aimants permanents s'oppose au flux d'axe q, la majeure partie du couple reste donc dû à la saillance du rotor [BOUCHAREB09].

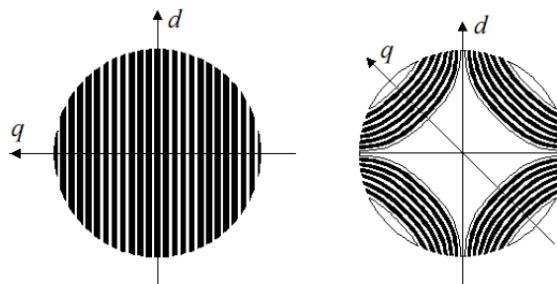


Figure 1.37 Rotor d'une machine synchrone à réluctance variable avec rotor laminé axialement [BOUCHAREB09]

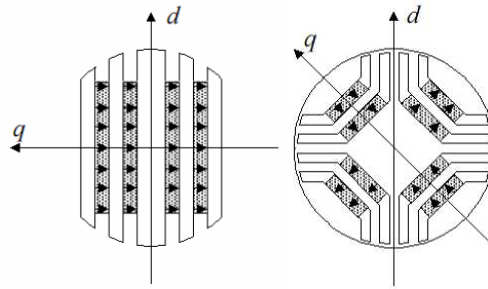


Figure 1.38 Assistance par aimants permanents d'une machine synchrone à réluctance variable avec la configuration à deux et à quatre pôles [BOUCHAREB09]

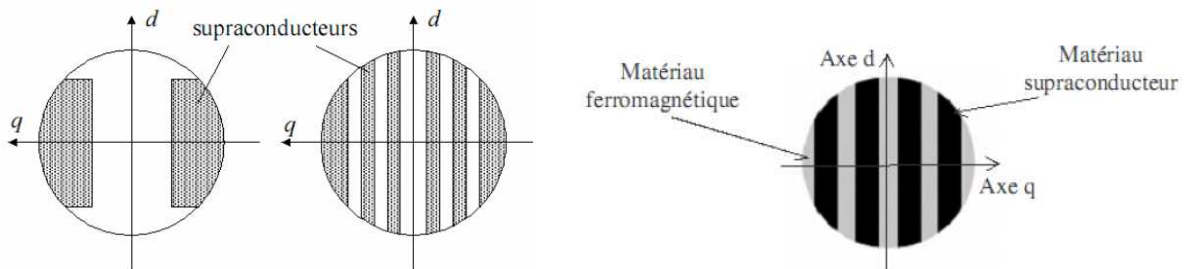


Figure 1.39 Utilisation de supraconducteurs comme écran contre le flux de l'axe q pour une machine synchrone à réluctance variable [BOUCHAREB09]

- Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques

Dans cette structure, le rotor est constitué par un assemblage de segments dont les matériaux sont supraconducteurs et ferromagnétiques (voir Figure 1.39). Les barrières de flux en matériaux supraconducteur présentent l'avantage de réduire très fortement l'inductance L_q en préservant une inductance L_d élevée. Ainsi l'isolation magnétique entraîne l'augmentation du rapport de saillance et limite la détérioration du facteur de puissance. Les matériaux supraconducteurs permettent de conserver la réversibilité de la machine au niveau du sens de rotation à l'inverse de l'utilisation des aimants permanents [BOUCHAREB09].

3). Machine synchrone à aimants permanents

Ce type de machine est composé du même induit (stator) polyphasé que les machines asynchrones ou synchrones à rotor bobiné. Cet induit est à l'origine d'un champ magnétique tournant. Le rotor, quant à lui, est composé de matériaux ferromagnétiques massifs ou laminés et d'aimants permanents ; la structure du rotor est très variée. Le champ magnétique d'excitation créé par les aimants interagit avec le champ tournant créé par le stator pour produire le couple.

Les performances et les caractéristiques des machines électriques présentées précédemment sont résumées dans le Tableau 1.9. Sachant que chaque machine présente des avantages et des inconvénients, les critères du choix de la machine dépendent des contraintes spécifiées dans le cahier des charge et donc de l'application. Dans le projet ARCHYBALD, la puissance massique importante et le bon rendement des machines synchrones à aimants permanents en font une technologie intéressante pour la traction hybride Split. C'est celle-ci qui sera privilégiée par la suite. Nous nous proposons maintenant de présenter les différentes configurations de machines synchrones à aimants permanents.

1.5.1. Catégories des machines synchrones à aimants permanents

Nous commencerons par évaluer une solution de motorisation à aimants permanents montés en surface. Nous évaluerons ensuite les solutions à aimants insérés et enterrés afin de quantifier les gains éventuels en puissance massique que celles-ci pourraient apporter, cette solution faisant l'objet de descriptions prometteuses dans la bibliographie. La disposition et l'orientation des aimants permettent d'adapter l'orientation des lignes de champ. Nous allons lister quelques configurations typiques [Chedot04] [Chin04] [Heikkila02] [Puranen06] [Salminen]. L'orientation des aimants définit le rapport de saillance des aimants entre l'inductance de l'axe direct (d) et l'inductance de l'axe quadrature (q). Nous allons distinguer les différents types de machine synchrones à aimants permanents (voir Figure 1.40) via le rapport de saillance L_d/L_q [Chedot04].

Tableau 1.9 Analyse comparative des machines électriques

	Avantages	Inconvénients
Machine à courant continu à inducteur bobiné	démarrage rapide ; défluxage facile ; électronique de commande simple ; couple de démarrage fort	puissance massique faible ; performances limitées à cause du refroidissement de l'induit rotatif ; pertes dans le rotor et les balais ; limite en haute tension et/ou forte courant à cause de collecteur ; vieillissement du système balais-collecteur ; encombrement axial limité par le système balais-collecteur
Machine asynchrone à cage	bruits et vibrations faibles ; structure simple et peu coûteuse ; faible ondulation du couple électromagnétique	facteur de puissance faible dû au courant magnétisant ; rendement faible à cause des pertes du rotor ; échauffement du rotor ; faible entrefer
Machine à réluctance variable à double saillance	fonctionnement en haute vitesse favorable ; défluxage facile ; rapport couple/masse élevé ; structure simple et robuste ; rotor passif ; pertes magnétiques limitées ; alimentation simple	bruits et vibrations ; ondulation du couple électromagnétique ; surdimensionnement de l'alimentation ; facteur de puissance faible ; faible entrefer
Machine synchrone à rotor bobiné	bruits et vibrations faibles ; réalisation simple ; rotor robuste ; défluxage facile grâce à la réduction aisée du courant d'excitation du rotor ; facteur de puissance réglable	système bagues-balais fragiles ; limitation du nombre de pôles ; vitesse de rotation limitée à cause des contacts glissants ; pertes du rotor
Machine synchrone à réluctance variable	pertes magnétiques limitées et rendement élevé ; fonctionnement aisé en haute vitesse grâce au rotor massif	facteur de puissance faible ; réalisation du rotor complexe en grande série à cause d'un grand rapport de saillance nécessaire
Machine synchrone à aimants permanents	puissance massique élevée ; rapport couple/masse et couple/volume importants ; facteur de puissance élevé ; rendement élevé (avec des aimants à base de terre rare) ; refroidissement facile ; alimentation simple ; faible taux d'harmoniques ; bruits et vibrations faibles ; faible inertie mécanique du rotor	risque de démagnétisation ; tenue mécanique des aimants pour les aimants montés en surface ; pertes par courants de Foucault dans les aimants ; défluxage contraignant en haute vitesse ; température maximale des aimants permanents limitée ; coût des aimants permanents

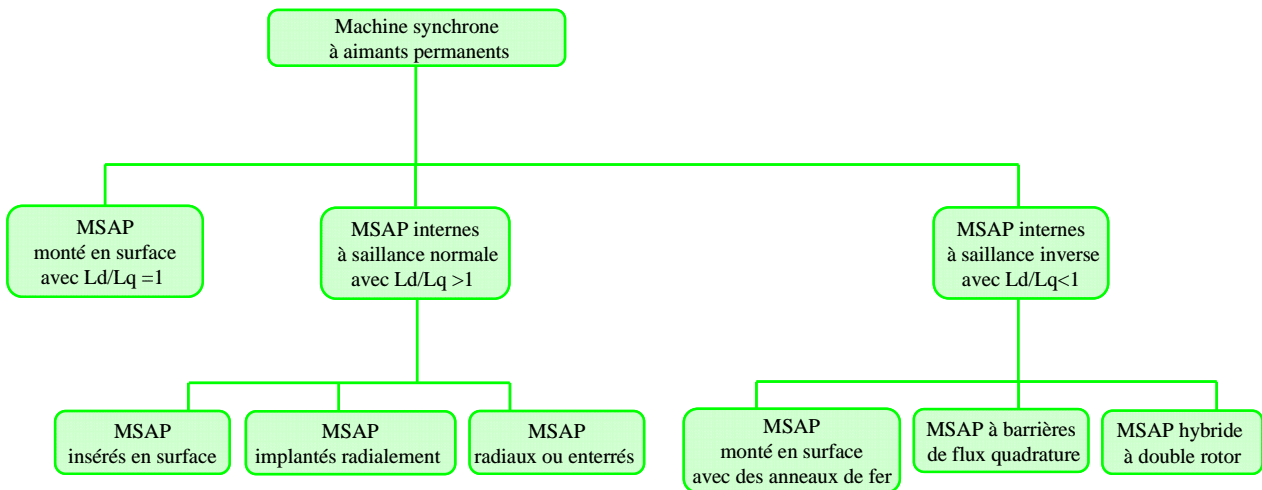


Figure 1.40 Classification des machines synchrones à aimants permanents

1.5.1.1. Machine synchrone à aimants permanents internes à saillance normale avec $L_d/L_q > 1$

La structure à aimants permanents internes (insérés, enterrés, implantés radialement ou à concentration du flux) permet un bon défluxage de la machine, c'est-à-dire que celle-ci fonctionne dans une large plage de vitesses en maintenant une puissance électromagnétique constante [Chalmers96] [Morimoto90] [Schiferl90] [Soong94]. Dans ces configurations, l'inductance de l'axe d est supérieure à celle de l'axe q. On distingue les machines suivantes.

1). Machine à aimants insérés

Dans cette configuration, les aimants sont simplement insérés dans le rotor ; les aimants sont séparés par des plots ferromagnétiques (voir Figure 1.41). Grâce au couple réductant, cette configuration permet d'avoir de meilleures performances en termes de couple massique que la machine à aimants en surface [Lindström96]. L'épaisseur des aimants est liée à l'inductance L_d et au courant I_d . Lorsque l'épaisseur des aimants est réduite, l'inductance L_d est plus élevée (si l'entrefer reste constant). Le flux des aimants est alors réduit du fait de la réduction de l'épaisseur des aimants, ce qui provoque aussi une réduction du courant I_d nécessaire au défluxage de la machine [Miura96] [Lindström96] [FONSECA00].

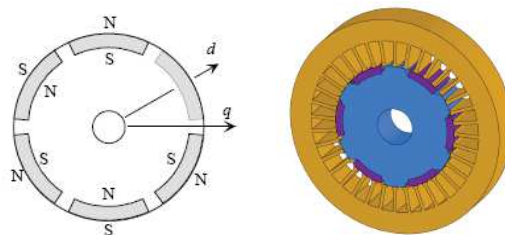


Figure 1.41 Machine synchrone à aimants insérés en surface [Puranen06] [HLIOUI08]

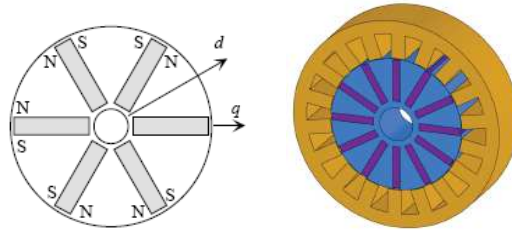


Figure 1.42 Machine synchrone à aimants implantés radialement ou concentration du flux [Puranen06] [HLIOUI08]

2). Machine à aimants implantés radialement (ou appelée machine à concentration de flux)

Dans cette configuration, les aimants permanents sont implantés radialement dans le rotor qui est composé de tôles feuilletées (voir Figure 1.42). La disposition des aimants conduit à une concentration du flux magnétique créé par les aimants, ce qui permet d'obtenir une induction d'entrefer plus élevée et par suite un bon couple massique.

3). Machine à aimants radiaux ou aimants enterrés

Ce type de machine est souvent utilisé dans la traction électrique. Dans cette configuration, les aimants sont enterrés dans le rotor, cela permet aussi de concentrer légèrement le flux (voir Figure 1.43). Par rapport à la structure à aimants montés en surface, l'inductance de l'axe d est plus grande, ce qui permet de diminuer le courant I_d en fonctionnement défluxé. Par ailleurs, l'induction d'entrefer est supérieure à celle obtenue avec les aimants montés en surface ce qui favorise le couple massique. Le flux dans l'axe q traverse les pièces polaires sans traverser les aimants, ce qui signifie que l'inductance de l'axe q est supérieure à celle de l'axe d. Dans les applications de traction électrique, la machine est souvent saturée à cause des fortes contraintes de couple (notamment lors de démarrage en pente ou lors d'accélération importantes). Dans ce contexte, les aimants ayant une faible induction rémanente (plasto-néodymes ou ferrites par exemple) permettent de résoudre le problème de la saturation magnétique. La réduction du couple consécutive est partiellement compensée par l'effet de réluctance [FONSECA00]. Le couple réluctant est proportionnel à la différence entre l'inductance de l'axe d et celle de l'axe q. Afin d'augmenter cette différence, nous pouvons soit diminuer l'inductance de l'axe d, soit augmenter l'inductance de l'axe q. Si l'inductance de l'axe d est diminuée, le courant de l'axe d en régime de défluxage sera augmenté pour un aimant donné, ce qui provoque une augmentation de pertes Joule. Il est donc préférable d'augmenter l'inductance de l'axe q, sachant toutefois que cela rend le défluxage plus difficile.

Ainsi, une autre méthode pour augmenter cette différence entre les deux inductances L_d et L_q est d'utiliser une structure multi-couches d'aimants (voir Figure 1.44). Par rapport à la structure à une seule couche, celle à deux couches permet d'augmenter d'environ 30% la différence entre les deux inductances. Par rapport à la structure à deux couches d'aimants, celle à trois couches d'aimants permet d'augmenter seulement de 3% la différence entre les deux inductances selon [Murakami96] [FONSECA00]. Selon ces auteurs, le meilleur choix serait donc la structure à deux couches.

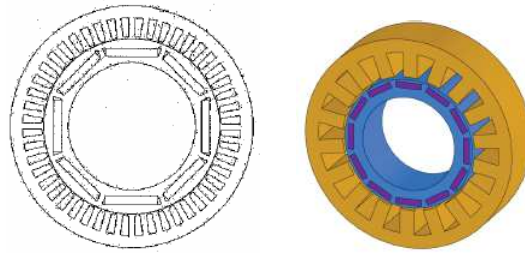


Figure 1.43 Machine synchrone à aimants radiaux ou aimants enterrés [Puranen06] [HLIOUI08]

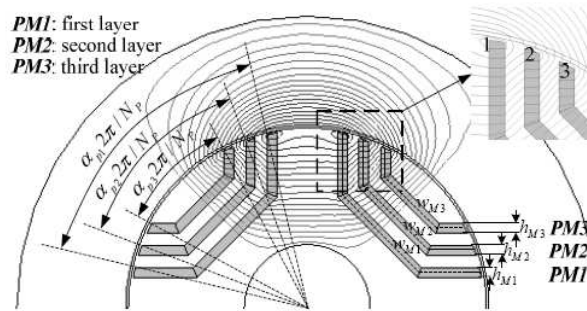


Figure 1.44 Machine synchrone à aimants enterrés avec multi-couches [Zhu08]

1.5.1.2. Machine synchrone à aimants permanents internes à saillance inverse avec $L_d/L_q < 1$

Dans cette configuration, l'inductance de l'axe d est inférieure à celle de l'axe q. On distingue les machines suivantes.

A. Machine à aimants permanents montés en surface avec des anneaux de fer

Cette structure est proche de celle de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface, la différence est la disposition d'anneaux de fer (voir Figure 1.45). De manière conventionnelle, le défluxage de la machine est réalisé par le courant de l'axe direct I_d qui permet de réduire le flux d'entrefer, mais l'inconvénient est une réduction du flux des aimants, ce qui engendre un risque de démagnétisation. Afin d'éviter cet inconvénient, cette structure permet le rebouclage du flux de réaction d'induit sans traverser les aimants, ce qui permet finalement de limiter le risque de démagnétisation des aimants.

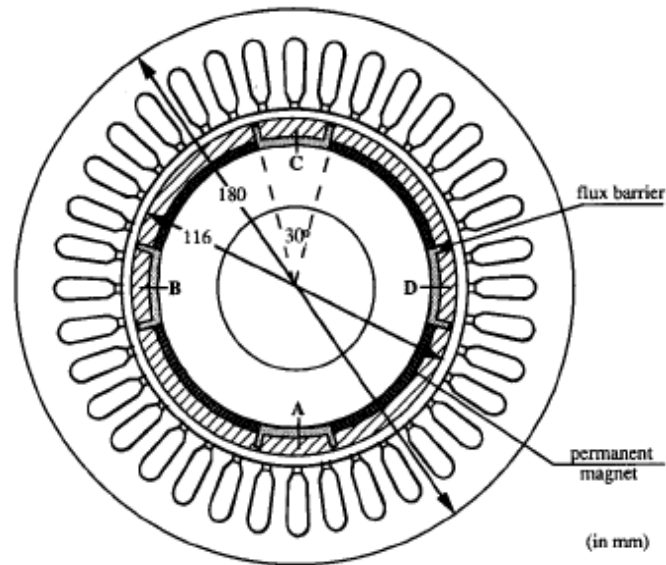


Figure 1.45 Machine à aimants permanents montés en surface avec des anneaux de fer [XU95]

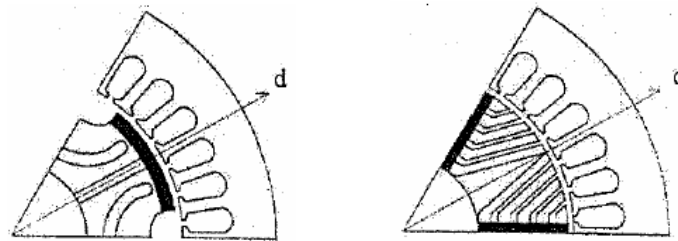


Figure 1.46 Machine synchrone à aimants surfaciques ou enterrés et à barrière de flux quadrature [Chedot04]

B. Machine à barrières de flux en quadrature

Ce type de machine est basé sur les machines à aimants montés en surface ou à aimants enterrés à concentration du flux (voir Figure 1.46). L'inductance de l'axe quadrature d est diminuée par l'insertion des barrières du flux qui engendrent une diminution du rapport de saillance L_d/L_q pouvant être réduit jusqu'à 0.4 [Chedot04].

C. Machine hybride à double rotor

La capacité de défluxage de la machine est limitée par la réluctance des aimants dans la structure à aimants montés en surface. À ce titre la construction d'un rotor double [Chalmers94] [Gosden94] [Muhlegger90] permet d'améliorer ce problème grâce à l'augmentation de l'inductance/réactance. Dans la Figure 1.47, nous pouvons constater que cette machine est composée de deux rotors : rotor à réluctance et rotor à aimants permanents surfaciques ; cette structure dispose ainsi d'une inductance élevée dans l'axe q et d'une inductance faible dans l'axe d .

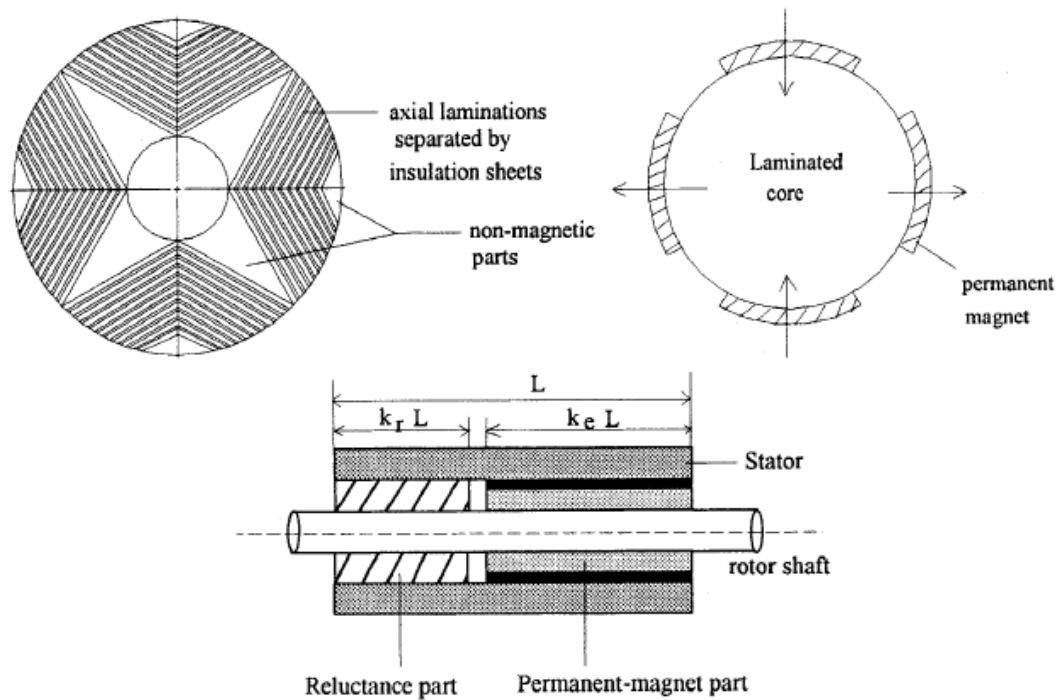


Figure 1.47 Machine à double rotor a) rotor à réluctance b) rotor à aimants permanents surfaciques c) section longitudinale de structure de la machine [Chalmers96]

Par ailleurs, le couple électromagnétique total est la résultante du couple créé par les aimants et de celui créé par la réluctance [Chin04].

D. Machine à flux axial

La machine à aimants permanents à flux axial est de plus en plus utilisée dans diverses applications [Campbell74] [Jensen92] [Lipo00]. Ce type de machine présente plusieurs avantages intéressants tels qu'un rapport puissance/masse élevé, un rapport couple/masse élevé et une longueur active de machine courte [Aydin02].

Les arrangements des aimants dans ce type de structure sont très variés et on retrouve finalement à peu près toutes les structures rencontrées dans les machines à flux radial : aimants en surface, aimants insérés, enterrés... La structure la plus classique comprend des aimants montés en surface : le rotor est un assemblage d'un disque avec des aimants permanents montés en surface et aimantés axialement. La Figure 1.48 montre une telle structure. Il s'agit d'une machine à simple couche, dans le sens où elle est constituée d'un seul rotor et d'un seul stator. Les plots rotoriques permettent de favoriser le défluxage de la machine [Barrière10]. L'inconvénient majeur d'une telle structure correspond aux forces axiales intenses qui ne se compensent pas diamétralement comme dans une machine cylindrique à flux radial. Pour résoudre ce problème et par la même occasion augmenter le couple volumique, il est possible de réaliser une machine multi-couches : il s'agit d'une succession de plusieurs 'couches' simples correspondant chacune à une machine à flux axial élémentaire. La Figure 1.49 présente une machine à flux axial avec deux rotors et un stator bobiné des deux côtés [Delvis08].

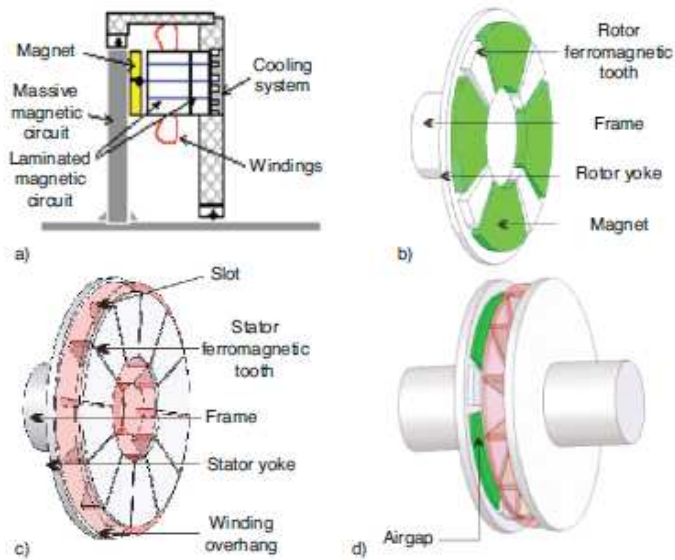


Figure 1.48 Structure de machine à flux axial simple couche a) coupe de la machine b) rotor à pôles saillants c) stator d) vue globale de la machine [Barrière10]

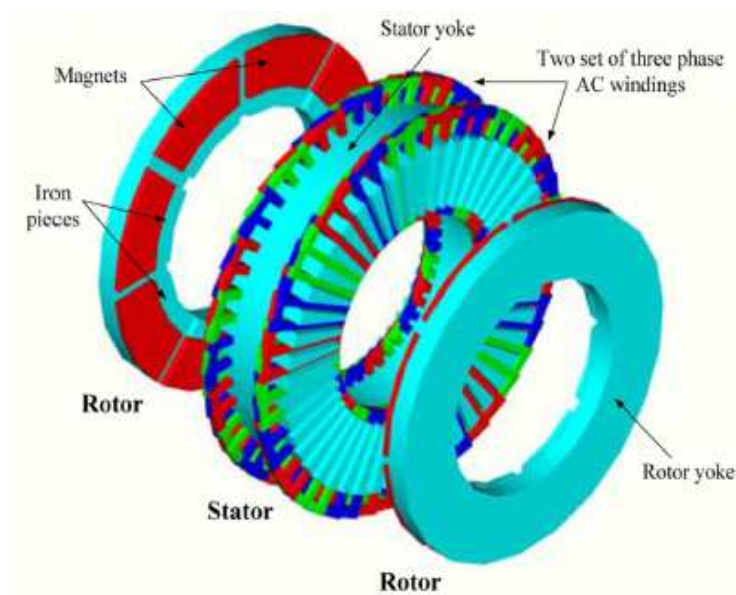


Figure 1.49 Topologie de la machine à flux axial avec double couche de rotor [Delvis08]

1.5.1.3. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface : $L_d/L_q = 1$

Il s'agit de la structure la plus courante de machine synchrone à aimants permanents. Le rotor est à pôles lisses dans la mesure où l'inductance dans l'axe d est égale à celle dans l'axe q : $L_d = L_q$. Les différentes structures possibles de ce type de machine sont présentées dans la Figure 1.50.

- 1^{er} cas : cette structure est composée d'aimants annulaires, ce qui permet d'obtenir une induction d'entrefer quasiment constante sous un pôle (aux fuites inter-aimants près) ;

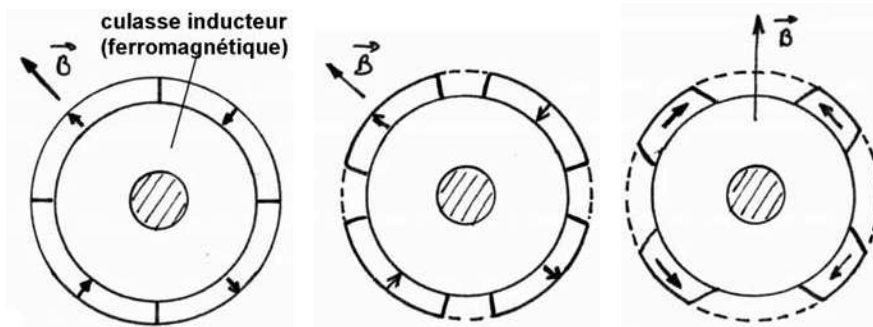


Figure 1.50 Machine synchrone à aimants permanents montés en surface : a) aimants jointifs et aimantation radiale b) aimants à pas raccourci et pièces polaires éventuelle inter-aimants c) aimantation tangentielle [MULTON04]

- 2^{ème} cas : cette structure est composée d’aimants en forme de tuile avec une épaisseur et une ouverture angulaire constantes (forme arc), ce qui permet d’obtenir une induction d’entrefer en formes de quasi-crêteaux ;
- 3^{ème} cas : les aimants sont toujours en forme de tuile, mais l’aimantation est azimutale (ou un assemblage d’aimantations azimutales et radiales – aimantation de type Halbach) ; cette structure permet d’obtenir une induction de forme quasi-sinusoïdale avec une construction simple.

Cette structure a été choisie dans le cadre du projet ARCHYBALD et nous analysons ci-dessous les avantages et inconvénients de cette machine. Nous commençons par les inconvénients :

- Lorsque les aimants sont en forme de tuile avec une épaisseur constante, les forces électromotrices auront une forme trapézoïdale ; si l’alimentation du stator est sinusoïdale, cela provoquera une ondulation du couple électromagnétique. Ce problème peut être résolu par différentes méthodes : inclinaison du stator, bobinages concentriques (dentaires), réglage de l’ouverture angulaire des aimants, réglage de l’aimantation des aimants.
- Lorsque les aimants sont collés à la surface du rotor et que le rotor est intérieur, il y a un risque de décollement des aimants à haute vitesse. Une frette de préférence amagnétique et non conductrice (en matériau composite à base de carbone par exemple) est alors nécessaire pour retenir les aimants. Une frette en forme de tube peut aussi être utilisée à haute vitesse (typiquement au-delà d’une vitesse périphérique de 100 m/s) [Hodkinson97].
- La perméabilité des aimants est quasiment égale à celle de l’air, de ce fait l’inductance de phase est faible dans la machine synchrone à aimants permanents montés en surface, ce qui engendre une limitation de la plage de défluxage de la machine ; cette plage peut toutefois être étendue en ajoutant des inductances en série avec le bobinage du stator [Chalmers96].
- Les aimants étant placés dans l’entrefer de la machine, ils sont directement affectés par le champ de réaction d’induit et sont donc sensibles à la désaimantation [FONSECA00]. Le dimensionnement de l’épaisseur de l’aimant devra être fait soigneusement en tenant compte des fonctionnements en défaut (court-circuit) et des caractéristiques magnétiques propres de l’aimant.

Les avantages de la technologie de ce type de machine sont les suivants :

- La géométrie est très simple, ce qui facilite la construction de la machine – et accessoirement sa modélisation et son dimensionnement.
- L’expérience dans la réalisation de cette machine permet de limiter le coût de fabrication et d’éviter les difficultés éventuelles d’industrialisation.

- Les plages de vitesse définies dans le cahier des charges et les contraintes mécaniques imposées par la transmission (voir paragraphe suivant) conduisent à des vitesses de rotation ne nécessitant pas de freinage.
- L'usage de l'optimisation permettra de dimensionner au mieux l'ensemble convertisseur-machine afin de définir un bon compromis entre l'inductance de la machine, son facteur de puissance et la puissance dimensionnante du convertisseur. La relative simplicité de la modélisation est un argument pour fiabiliser la recherche d'un optimum.

Finalement, compte tenu des principaux critères précédents, ce type de machine a été pris en compte pour la conception de la chaîne de traction du véhicule du projet ARCHYBALD. Même s'il ne s'agit probablement pas de la meilleure solution technologique ni de la plus innovante, nous insistons sur le fait que l'objectif de ces travaux était plutôt d'ordre méthodologique : l'idée a été de modéliser le système complet en incluant les machines et leurs convertisseurs, puis également la transmission mécanique voire les dispositifs de stockage d'énergie, afin de concevoir le système dans sa globalité, et ce en prenant en compte les contraintes de réalisation d'une chaîne hybride série-parallèle.

1.6. Transmission mécanique de la chaîne de traction

Nous rappelons le synoptique de la chaîne de traction (voir Figure 1.25), dans laquelle les composants qui concernent la transmission mécanique sont en couleur bleu. Dans ce synoptique, le convertisseur de couple est un convertisseur mécanique qui permet de régler le couple et la vitesse entre le moteur thermique et le train ravigneaux.

Le doubleur de gamme est un système composé d'un train épicycloïdal. Il permet de réaliser deux rapports de vitesse, selon les éléments bloqués. Dans notre système, il y en a deux à la suite. Ainsi les deux côte à côte permettent d'obtenir quatre vitesses. Ces vitesses sont enclenchées en fonction de la commande reçue du calculateur.

Un coupleur hydraulique comprend deux éléments essentiels : la pompe reliée à l'arbre moteur (motrice) et la turbine reliée à l'arbre de sortie (réceptrice). Ces deux éléments ont la forme d'un demi-tore et sont munis d'ailettes disposées radialement. La pompe et la turbine sont montées dans un carter qui est rempli d'huile. Ce système permet de transmettre progressivement un fort couple [Sautter10].

La descente de mouvement se compose par le réducteur et le différentiel :

- Le réducteur est un train épicycloïdal qui permet de réduire la vitesse tout en augmentant le couple (en respectant la conservation d'énergie) ;
- Le différentiel permet de rendre indépendantes les vitesses des roues gauches et des roues droites lors de virages.
- Nous allons voir plus en détail le fonctionnement du train ravigneaux dans la partie suivante.

1.6.1. Train épicycloïdal simple

Dans l'architecture série-parallèle d'un véhicule hybride électrique, un dispositif important doit être pris en compte : il s'agit du train d'engrenages planétaires appelé aussi train épicycloïdal et qui permet le couplage des puissances mécaniques des deux moteurs électriques, du moteur thermique et des roues. Les différents types de trains d'engrenages ont déjà été analysés par de nombreux auteurs [ARQUES01] [BELLEGARDE07] [BORZEC92] [Esnault00] [Liu06] [Rossat05] [Syed06].

Classiquement, le train planétaire simple est utilisé dans l'application de TOYOTA Prius (voir Figure 1.51).

La Figure 1.52 détaille les principaux modes de fonctionnement de la Toyota Prius, dans lesquels nous pouvons observer les sens de rotations des engrenages à l'intérieur du train épicycloïdal : la couronne planétaire, les satellites (pignon d'attaque), le pignon solaire et le porte-satellites.

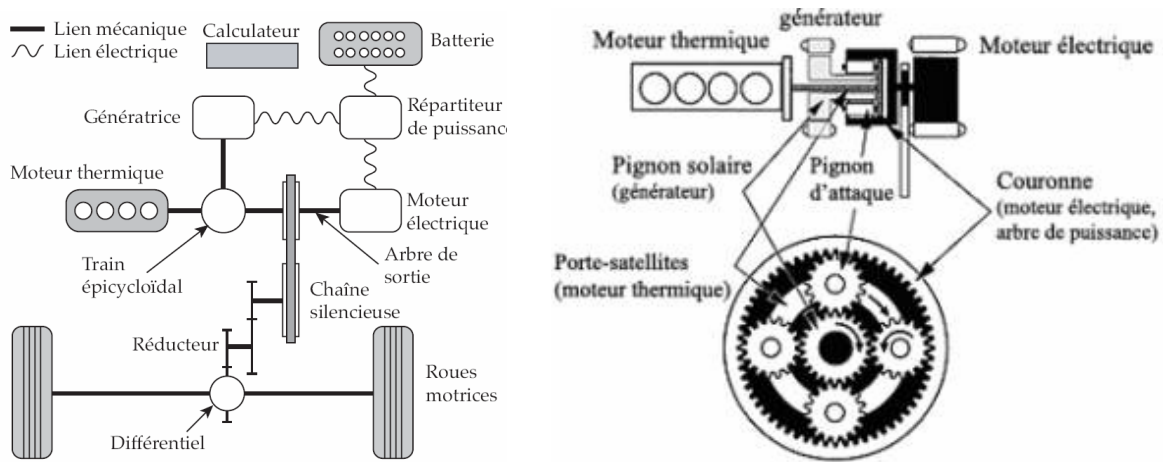


Figure 1.51 Train épicycloïdal de la Toyota Prius

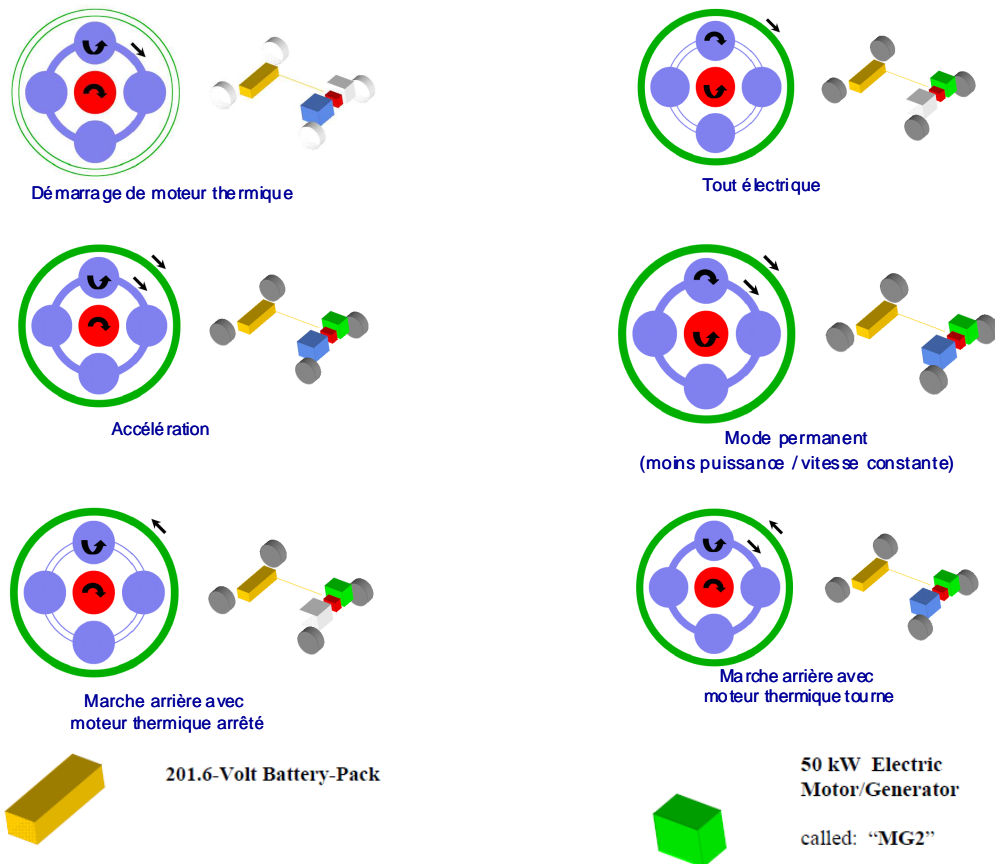




Figure 1.52 Fonctionnement du train épicycloïdal pour la structure Split de Toyota Prius [TOYOTA]

1.6.2. Train épicycloïdal composé – Train Ravigneaux double étages

Comme le véhicule est lourd, le couple demandé lors des démarrages ou des accélérations du véhicule est très élevé et les forces appliquées sur les dents des engrenages sont très importantes, le train Ravigneaux permet de transmettre des couples très importants. En regard des contraintes mécaniques, le train planétaire simple est plutôt adapté aux véhicules légers et non aux véhicules lourds. Donc pour cette raison, le train Ravigneaux composé de deux étages (voir Figure 1.53) est développé par Nexter Systems afin d'être utilisé pour des applications de véhicules lourds.



Figure 1.53 Profil du train ravigneaux (planétaire double étage) de Nexter Systems

L'usage du train Ravigneaux pour la réalisation d'une chaîne de traction hybride a été breveté par la société Nexter System. Tous les composants liés au train doivent être considérés afin de modéliser le fonctionnement du train Ravigneaux, soient : les trois sources d'énergies de la chaîne de traction du véhicule hybride qui sont le moteur thermique, le moteur électrique et la génératrice électrique ; à cela il faut également ajouter les roues. Ces quatre composants sont liés mécaniquement au train Ravigneaux via les quatre 'bornes' du train d'engrenages. Le fonctionnement du train peut être décrit à partir des deux équations concernant le lien entre les vitesses des engrenages, ainsi que les deux équations concernant le lien entre les couples des engrenages.

Ce train Ravigneaux dispose deux étages. Il est composé de deux engrenages solaires, deux engrenages satellites, un porte satellite et un engrenage couronne (voir Tableau 3.3). Les connections mécaniques sont présentées en Figure 1.54. Le moteur électrique est lié mécaniquement avec la couronne 5 ; la génératrice est liée mécaniquement avec le solaire 1 ; le moteur thermique est lié mécaniquement avec le solaire 4 ; et enfin les roues sont liées mécaniquement avec la porte satellite 6. La Figure 1.55 présente un profil simplifié du train Ravigneaux. D'un point de vue technique, le train Ravigneaux réel est beaucoup plus complexe. En réalité il y a trois satellites 2 et trois satellites 3.

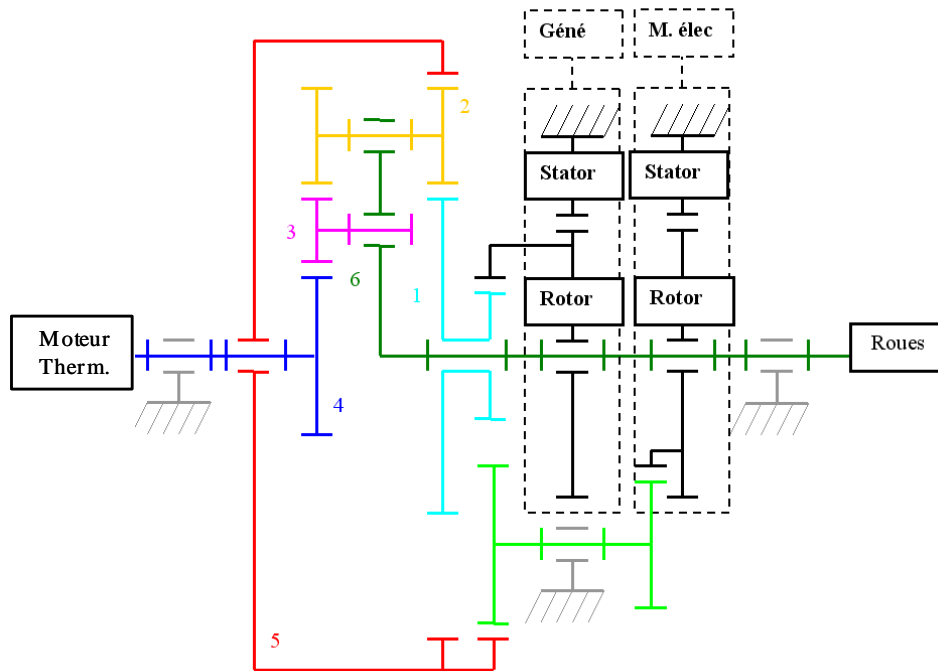


Figure 1.54 Connexions mécaniques entre les engrenages du train Ravigneaux et les composants de chaîne de traction du véhicule [Sautter10]

Tableau 1.10 Composants du train Ravigneaux

Numéro	Composant du train Ravigneaux	Composant du véhicule
1	Solaire	Génératrice
2	Satellite	----
3	Satellite	----
4	Solaire	Moteur thermique
5	Couronne	Moteur électrique
6	Porte satellites	Roues

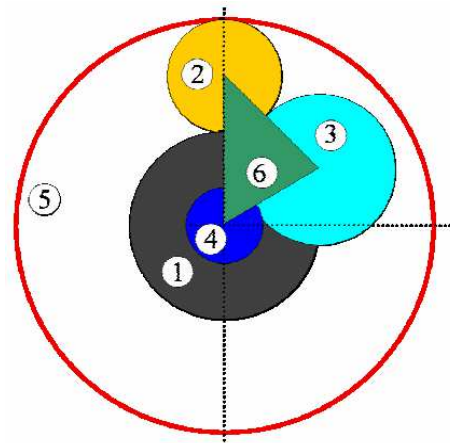


Figure 1.55 Profil simplifié du train Ravigneaux (planétaire double étage) de Nexter Systems

Conclusion

Les réalisations et les études de véhicules hybrides électriques sont actuellement plutôt focalisées sur les véhicules légers. Dans ce contexte, les travaux présentés dans ce mémoire de thèse s'inscrivent dans un projet innovant consistant à réaliser un véhicule hybride électrique de type poids lourds pour des applications civiles et militaires (projet ARCHYBALD). Dans cette introduction, un état de l'art sur les architectures de véhicules hybrides électriques a été présenté, ainsi qu'une revue des véhicules hybrides de type poids lourds. Nous avons ainsi montré l'intérêt de l'architecture série/parallèle au niveau des fonctionnalités tout en constatant que cette architecture n'avait pas encore été implantée dans un véhicule lourd, ce qui a motivé notre intérêt pour cette architecture. Nous nous sommes ensuite intéressés aux différentes machines électriques pouvant être utilisées dans la chaîne hybride. Nous avons ainsi décrit les différents types de machines électriques et nous avons finalement retenu la machine synchrone à aimants permanents montés en surface ; même si nous avons montré que ce n'est pas nécessairement la structure la plus performante, nous avons opté pour celle-ci dans la mesure où il s'agit d'une structure présentant un bon compromis entre les performances d'une part et la simplicité de construction et de modélisation d'autre part. Enfin nous nous sommes intéressés au choix du système de couplage mécanique entre les différents organes de production et de consommation d'énergie mécanique. En considérant les contraintes mécaniques, c'est le train Ravigneaux qui a été choisi. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les modélisations analytiques de la machine électrique, de son convertisseur et de la transmission mécanique. L'objectif sera ensuite de réaliser le dimensionnement optimal du système. Une maquette à échelle réduite sera également dimensionnée puis réalisée afin de valider expérimentalement les modélisations.

Chapitre 2 Modélisation et optimisation des ensembles convertisseurs / machines électriques

2.1. Introduction

Les composants de la chaîne de traction du véhicule seront modélisés systématiquement dans ce chapitre afin de permettre son dimensionnement. Les modèles sont analytiques afin d'aboutir à une résolution rapide des équations dans un premier temps, et afin de rendre aisée leur intégration dans une optimisation de la chaîne de traction (par algorithme mathématique de minimisation de critères) dans un deuxième temps. L'étude est ici focalisée sur la modélisation analytique et l'optimisation des composants de la chaîne de traction, notamment la machine électrique et le convertisseur associé. L'utilisation en cascade de ces modèles permettra d'obtenir analytiquement un comportement global représentatif de l'ensemble de la traction électrique.

Dans cette thèse, deux machines électriques ont été dimensionnés dont les caractéristiques sont fournies en Annexe et ces machines serviront de référence pour les illustrations des modèles. Les conceptions de la machine et du convertisseur électronique sont mutuellement conditionnées l'une à l'autre. L'ensemble est de surcroît soumis à des contraintes communes de rendement et de dissipation thermique. La modélisation analytique des différents éléments de la motorisation électrique permet d'exprimer facilement les lois de dépendances les liant entre eux et avec l'environnement extérieur. Le modèle analytique de la machine électrique permet de définir ses propriétés géométriques à partir de contraintes :

- Mécaniques : couple nominal, vitesses nominale et maximale ;
- Electriques : tension maximale, densité de courant, fréquence électrique ;
- Magnétiques : champ magnétique, propriétés des matériaux ;
- Dimensionnelles : encombrement limite.

Les nombreux chercheurs ont retenu la machine à aimants permanents montés en surface pour la mise en place de la méthodologie de modélisation et de dimensionnement. Même si ce choix n'est pas optimal du point de vue du dimensionnement du convertisseur (la réduction du flux à vitesse élevée nécessite un fort courant réactif du fait de la faiblesse de l'inductance cyclique), l'objectif est de proposer la méthodologie de modélisation et de dimensionnement et de l'appliquer à un premier choix de machine électrique. Cette machine sera conçue de manière optimale en considérant plusieurs critères comme les pertes de machine, les pertes de l'onduleur, le défluxage de machine, la saturation magnétique de machine, les contraintes inhérentes aux rapports de vitesses du train ravigneaux, etc.

Quoi qu'il en soit, de nombreux chercheurs ont étudié le dimensionnement analytique de la machine à aimants permanents montés en surface [Lechevallier07] [Slemon92] [Regnier03] [Slemon94] [ESPANET99]. Une modélisation analytique de la machine basée sur les approches détaillées dans [Slemon92] a ainsi été développée afin de réaliser le pré-dimensionnement de la machine à partir des données du cahier des charges [Brisset07] [GASC04].

Dans le chapitre 2, nous allons proposer les deux méthodes de construction du modèle analytique du dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents :

- Construction inverse : les dimensions géométriques sont directement déduites des performances ;
- Construction directe : les performances sont exprimées en fonction des dimensions géométriques et des caractéristiques physiques des matériaux utilisés ; c'est la formulation classique des modèles physiques.

2.2. Hypothèses

Dans un premier temps, nous donnons les hypothèses qui ont été prises en compte lors de la modélisation des ensembles convertisseurs / machines électriques.

- Les deux convertisseurs et les deux machines électriques sont dans un premier temps considérés comme identiques, conformément à ce qui est défini par le cahier des charges initial du projet ARCHYBALD. Cette hypothèse est admise afin de simplifier l'étude dans le cadre d'une première approche ;
- Nous nous limitons aux deux ensembles convertisseurs/machines électriques. En effet dans la chaîne de traction du véhicule, il est délicat de modéliser et optimiser tous les composants en même temps, donc les ensembles convertisseurs/machine électriques seront modélisés et optimisés seuls dans cette première étude ;
- Nous considérons un cahier des charges unique défini empiriquement par le projet ARCHYBALD et limité à une machine et son convertisseur. Les caractéristiques mécaniques de 3 points de fonctionnements sont imposées :
 - Point 1 : Fonctionnement transitoire (moins de 30s) à la moitié de la vitesse nominale et au double du couple nominal. Ce point correspond au fonctionnement du moteur en mode boost. Pendant cette phase, le véhicule doit pouvoir accélérer de 0 à 30km/h en moins de 30s. La puissance correspondante vaut 70 kW, le couple électromagnétique de la machine est 2000 N.m et la vitesse de rotation de la machine est 334 tr/min ;
 - Point 2 : Fonctionnement à vitesse et couple nominaux, soit un couple de 1000 N.m et une vitesse de rotation de la machine de 668 tr/min ;
 - Point 3 : Fonctionnement à vitesse maximale. Le couple est défini par la limitation de puissance à 70 kW, soit un couple de 159 N.m et une vitesse de rotation de la machine de 4200 tr/min.
- Nous considérons dans un premier temps un fonctionnement linéaire de la machine, sans saturation magnétique, afin de simplifier la modélisation. Les phénomènes liés à la saturation magnétique seront évalués dans une seconde approche.

2.3. Propriétés des matériaux de la machine

Nous nous intéressons tout d'abord aux paramètres liés aux matériaux de la machine électrique. Le Tableau 2.1 énumère les caractéristiques des matériaux constituant la machine électrique.

Tableau 2.1 Caractéristiques des matériaux constituant la machine électrique

Paramètres	Description	Valeur	Unité
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	$4\pi \cdot 10^{-7}$	$T \cdot m \cdot A^{-1}$
μ_r	Perméabilité magnétique relative des aimants	1.05	-----
B_r	Induction rémanente des aimants	1.2	T
B_{csmax}	Induction maximale dans la culasse du stator	1.6	T
ρ_{aim}	Masse volumique des aimants	7400	$kg \cdot m^{-3}$
ρ_{fer}	Masse volumique du fer	7650	$kg \cdot m^{-3}$
ρ_{cu}	Masse volumique du cuivre	8953	$kg \cdot m^{-3}$
ρ_{res_cu0}	Résistivité du cuivre à 0°C	$1.6 \cdot 10^{-8}$	ohm·m
α_{cu}	Coefficient de température du cuivre	$3.9 \cdot 10^{-3}$	K^{-1}
σ_{cu}	Conductivité du cuivre	$4.257 \cdot 10^7$	$(ohm \cdot m)^{-1}$
C_{cu}	Capacité thermique massique du cuivre	385	$J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$

La conductivité σ_{cu} est déduite de la valeur de résistivité ρ_{res_cu0} du cuivre à 0°C, du coefficient de température du cuivre α_{cu} , de la température finale T_{cu1} et de la température initiale T_{cu0} . Elle s'exprime par la relation :

$$\sigma_{cu} = \frac{1}{\rho_{res_cu0} [1 + \alpha_{cu} (T_{cu1} - T_{cu0})]} \quad (2.1)$$

où $T_{cu1} = (273.15 + 120) K$ et $T_{cu0} = 273.15 K$.

Les aimants permanents sont choisis en tenant compte de leur limite maximale de température (150 °C) et de leurs caractéristiques magnétiques, notamment la démagnétisation. Le Tableau 2.2 montre les caractéristiques magnétiques choisies pour cette étude et permettant d'effectuer le choix des aimants permanents.

Les caractéristiques magnétiques des aimants permanents sont déjà expliquées par de nombreux auteurs [BRETON09] [ESPANET99] [MULTON05]. Les caractéristiques de B(H) sont présentées dans le Tableau 2.2. Dans une machine électrique, le champ magnétique créé par les courants de bobinages modifie le point de fonctionnement des aimants : ces derniers seront démagnétisés irréversiblement lorsque la valeur absolue du champ magnétique dans les aimants est supérieure à celle du champ coercitif d'aimantation H_{cj} .

Lorsque la valeur absolue du champ magnétique dans les aimants devient supérieure à H_{cj} , cela conduit à une diminution de l'induction rémanente B_r , car l'aimant fonctionne alors sur un cycle d'hystérésis mineur. On parle de désaimantation ou démagnétisation irréversible.

Lorsque la température augmente, l'induction rémanente B_r et le champ coercitif de l'aimantation H_{cj} seront réduits. Par ailleurs nous devons prévenir tout risque de démagnétisation des aimants.

Selon le Tableau 2.2 nous constatons que la valeur absolue de H_{cj} devrait être inférieure à 1592 kA/m. Cette valeur peut être vérifiée par l'intermédiaire de la modélisation numérique par éléments finis : ces modélisations permettent de connaître précisément et localement la valeur du champ magnétique.

Tableau 2.2 Caractéristiques magnétiques des aimants permanents du type N38SH

Paramètres	Description	Valeur	Unité
B_r	Induction rémanente des aimants permanents	1170-1220	mT
H_{cb}	Valeur absolue du champ coercitif rigidité de limite d'induction pour annuler l'induction magnétique	< 955	kA/m
H_{cj}	Valeur absolue du champ coercitif intrinsèque d'aimantation pour annuler l'aimantation	< 1592	kA/m
(BH) max	Produit de l'énergie volumique	263-287	kJ/ m^3
T_w	Température maximale admissible	150	°C

2.4. Modèle analytique 2 de dimensionnement de la machine électrique : Modèle magnétique linéaire

Le modèle analytique 1 concerne une méthode de construction inverse qui est détaillé dans Annexe I. Le modèle analytique 2 est une méthode de « construction directe » qui est plus simple mais ne permet pas de dimensionner directement une machine qui respecte un cahier des charges donné. Toutefois, ce modèle permet d’optimiser une machine en couplant celui-ci à un algorithme d’optimisation, par exemple en utilisant la méthode du gradient SQP via le logiciel CADES. A l’aide de ce dernier nous pourrons dimensionner une machine dont les dimensions géométriques et les performances respectent le cahier des charges. La stratégie globale de construction de ce modèle analytique est présentée dans la Figure 2.1.

Les équations géométriques du modèle direct sont les mêmes que celles développées en Annexe I, à l’exception des deux rapports R_{dr} et R_{rl} qui ne sont pas utilisés ici dans le modèle direct.

On rappelle que les modèles seront illustrés en les appliquant à deux types de machines distinctes. La première est une machine de 70 kW dimensionnée à l’échelle 1 dans le cadre du projet ARCHYBALD et la deuxième est une machine de 7 kW dimensionnée et construite afin de valider les modélisations théoriques. Les caractéristiques sont décrites dans les annexes III et IV.

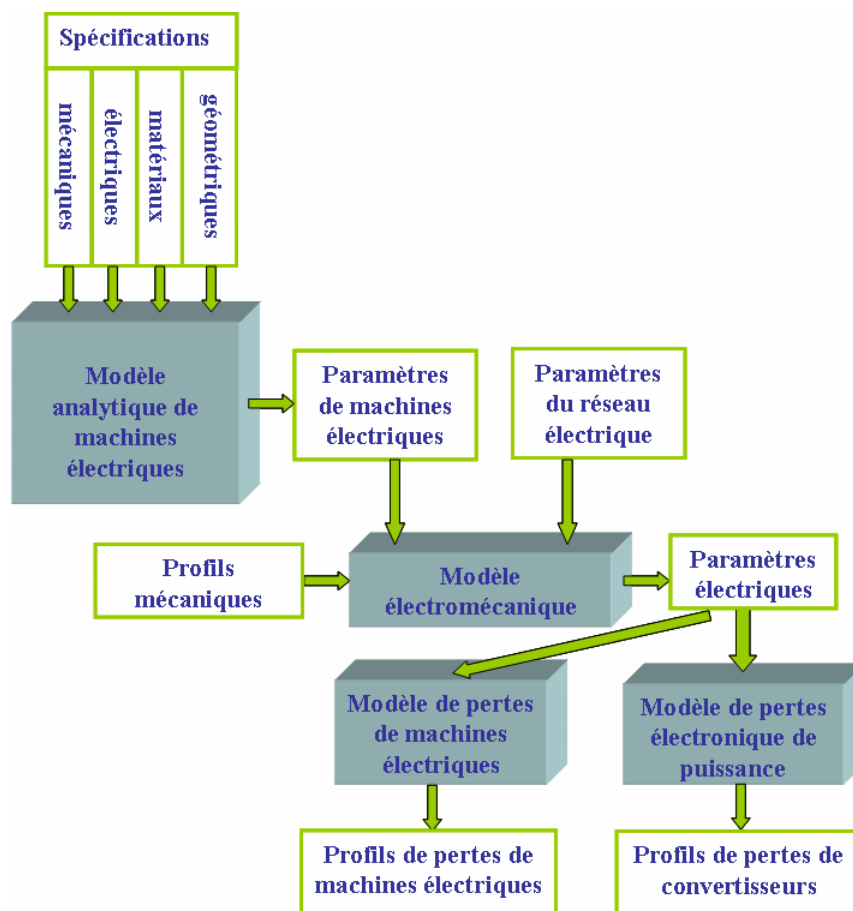


Figure 2.1 Stratégie de construction du modèle analytique 2

2.4.1. Modèle magnétique linéaire

Contrairement à la méthode de construction inverse présentée en Annexe I (où nous pouvons déduire les performances du cahier des charges à partir des paramètres géométriques), certains paramètres géométriques deviennent maintenant des paramètres d'entrée. Cette méthode permet alors d'optimiser les dimensions géométriques en adaptant le cahier des charges.

Par exemple, afin de déterminer l'induction créée par les aimants dans l'entrefer, il faut d'abord introduire la notion d'entrefer corrigé g_c qui permet de considérer un modèle équivalent de la machine permettant de s'affranchir de l'encoche du stator par correction de l'épaisseur d'entrefer (voir Figure 2.2).

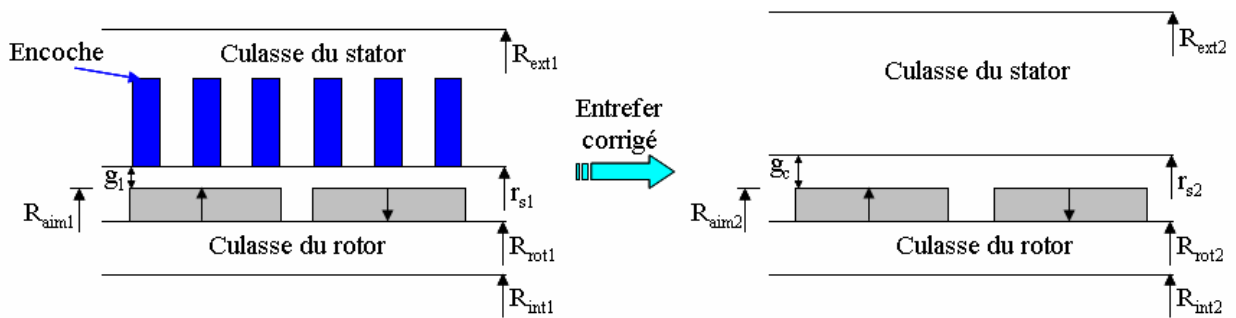


Figure 2.2 Modélisation linéaire de l'entrefer de la machine par l'entrefer corrigé

Selon la Figure 2.2 nous avons les relations suivantes :

$$\begin{cases} R_{int1} = R_{int2} \\ R_{rot1} = R_{rot2} \\ R_{aim1} = R_{aim2} \\ r_{s1} > r_{s2} \\ R_{ext1} > R_{ext2} \end{cases} \quad (2.2)$$

Nous exprimons ensuite le coefficient de Carter en fonction des paramètres géométriques. Dans un premier temps, l'entrefer efficace est calculé :

$$g_{eff} = g + \frac{e_m}{\mu_{ra}} \quad (2.3)$$

Ainsi nous pouvons exprimer le coefficient de Carter :

$$K_c = \frac{w_e}{w_e - \frac{4 \cdot g_{eff}}{\pi} \cdot \left[\frac{b_2}{2 \cdot g_{eff}} \cdot \arctan\left(\frac{b_2}{2 \cdot g_{eff}}\right) - \ln\left(\sqrt{1 + \left(\frac{b_2}{2 \cdot g_{eff}}\right)^2}\right) \right]} \quad (2.4)$$

Ce calcul nous permet d'évaluer l'entrefer efficace corrigé de telle sorte que :

$$g_{effc} = K_c \cdot g_{eff} \quad (2.5)$$

Nous pouvons en déduire ensuite l'entrefer corrigé (voir Figure 2.2) par le coefficient de Carter, tel que :

$$g_c = g_{\text{eff}} - \frac{e_m}{\mu_{ra}} \quad (2.6)$$

Nous pouvons calculer la valeur efficace du fondamental de l'induction dans l'entrefer en prenant compte de la saturation magnétique, tel que :

$$B_{\text{geff}} = \frac{B_{\text{fgmax}}}{\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

B_{fgmax} représente l'amplitude de l'induction d'entrefer qui a été calculée sans tenir compte de la saturation magnétique de la machine, ce calcul a été expliqué avec plus de détails dans Annexe I. La Figure 2.3 présente la caractéristique $B(H)$ des matériaux magnétiques, notamment pour les matériaux du rotor et du stator. Nous constatons que la valeur de l'induction B croît linéairement en fonction du champ magnétique H dans la zone I et croît non linéairement dans la zone II.

Dans la Figure 2.3, selon cette caractéristique, nous modélisons la machine linéairement dans la zone I, donc nous limitons les valeurs maximales de l'induction dans le rotor et le stator dans ce modèle analytique 2, que nous nommons « modèle linéaire ».

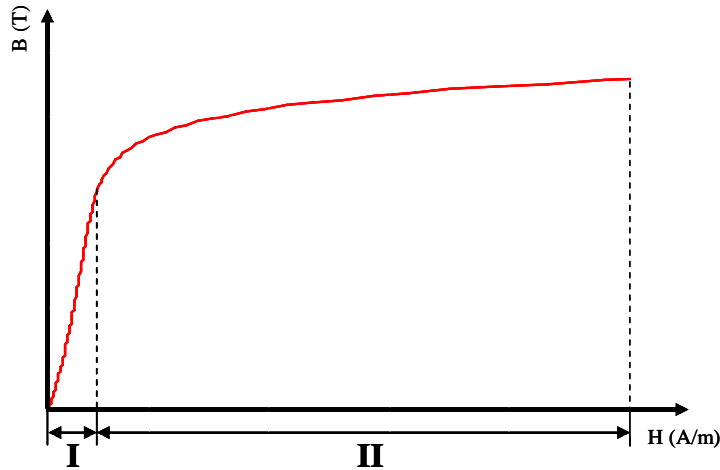


Figure 2.3 Caractéristique $B(H)$ des matériaux magnétiques

Nous pouvons déduire ensuite la valeur efficace du flux à vide d'une phase pour une spire par encoche de telle sorte que :

$$\Phi_{s\text{leff}} = 2 \cdot K_b \cdot N_{\text{ep}} \cdot B_{\text{geff}} \cdot r_s \cdot l_r \quad (2.8)$$

Ainsi la valeur efficace du flux à vide d'une phase pour toutes les spires totales par encoche sera exprimée telle que :

$$\Phi_{\text{seff}} = N_{ce} \cdot \Phi_{s\text{leff}} \quad (2.9)$$

2.4.2. Modèle électrique

Les paramètres constants du circuit électrique sont énumérés dans le Tableau 2.3. Les définitions des paramètres (notamment géométriques) sont détaillées dans l'Annexe I.

Tableau 2.3 Synthèse des paramètres électriques de la machine

Amplitude de dimensionnement en pleine onde de la tension d'alimentation	$V_{\text{dim ax}} = \frac{V_{\text{bus}}}{2}$
Valeur efficace de la tension De dimensionnement	$V_{\text{dim}} = \frac{V_{\text{dim ax}}}{\sqrt{2}}$
Inductance magnétisante pour une spire	$L_{\text{ml}} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot l_r \cdot r_s}{\pi \cdot (K_c \cdot g + \frac{e_m}{\mu_r})} \cdot K_b^2 \cdot N_{\text{ep}}^2$
Inductance de fuite pour une spire	$\lambda_{\text{enc}} = \frac{2 \cdot h_1}{3 \cdot (b_1 + b_3)} + \frac{2 \cdot h_2}{b_2 + b_3} + \frac{h_3}{b_2}$ $L_{f1} = 2 \cdot \mu_0 \cdot l_r \cdot p \cdot N_{\text{ep}} \cdot \lambda_{\text{enc}}$
Inductance mutuelle pour une spire	$M_{s1} = -\frac{L_{\text{ml}}}{2}$
Inductance cyclique pour une spire	$L_{c1} = L_{\text{ml}} - M_{s1} + L_{f1} = \frac{3}{2} L_{\text{ml}} + L_{f1}$
Inductance cyclique (inductance à court-circuit)	$L_c = N_{\text{ce}}^2 \cdot L_{c1}$

Nous exprimons ensuite les paramètres électriques qui dépendent des conditions de fonctionnement.

La pulsation électrique de la machine s'exprime en fonction de la vitesse de rotation et du nombre de paires de pôles par :

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (2.10)$$

La fréquence d'alimentation peut être exprimée en fonction de la vitesse de rotation de la machine :

$$f = \frac{\omega}{2 \cdot \pi} \quad (2.11)$$

L'expression de la résistance d'une phase pour une seule spire par encoche est donnée en fonction de la température du cuivre :

$$R_{s1} = 2p \cdot \frac{l_r + l_{tb}}{\sigma_{\text{cu}} \cdot S_{\text{enc}} \cdot K_r} \quad (2.12)$$

Nous pouvons déduire également la résistance d'une phase pour tous les conducteurs en fonction de la température du cuivre :

$$R_s = N_{ce}^2 \cdot R_{s1} \quad (2.13)$$

La réactance d'une phase est déduite de la vitesse de rotation de la machine :

$$X = L_c \cdot \omega \quad (2.14)$$

La valeur efficace du fondamental de la force électromotrice peut être exprimée en fonction de la vitesse de rotation de la machine et du flux :

$$E = \omega \cdot \Phi_{\text{seff}} \quad (2.15)$$

Nous pouvons aussi exprimer la tension d'axe direct V_d et d'axe transverse (ou en quadrature) V_q en fonction de la température du cuivre, des courants I_d et I_q et de la vitesse de rotation de la machine :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d - X \cdot I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + X \cdot I_d + E \end{cases} \quad (2.16)$$

Ainsi nous déduisons la valeur efficace de la tension d'alimentation de la machine :

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2.17)$$

La densité du courant peut être exprimée en fonction du courant d'une phase et de la section d'un conducteur :

$$J_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{eff}}}{S_{ce}} \quad (2.18)$$

2.4.3. Modèle de pertes de la machine

Le modèle de pertes de la machine a été élaboré dans une philosophie directe afin de permettre une prise en compte des pertes lors du processus d'optimisation. Pour ce calcul, on néglige les pertes magnétiques dans les aimants et dans le rotor dues aux courants de Foucault, ainsi que les pertes mécaniques dues aux frottements mécaniques. L'évaluation des pertes dans la machine électrique se fait alors de la manière suivant :

- Calcul des pertes fer dans les dents statoriques.
- Calcul des pertes fer dans la culasse statorique.
- Calcul des pertes Joule dans le cuivre.

La première difficulté du calcul des pertes dans le fer de la machine est l'estimation des inductions qui ne sont pas uniformes dans toutes les parties de machine. Pour cela, il est nécessaire de calculer l'induction dans les dents et dans la culasse en tenant compte du courant de défluxage donné par le modèle électromécanique. Nous avons en outre considéré que l'induction magnétique est parfaitement sinusoïdale dans toutes les parties du moteur.

On définit d'abord les coefficients de calculs des pertes :

- Coefficient de Foucault au stator k_f

$$k_f = \frac{e_{\text{stat}}^2 \cdot \sigma_{\text{stat}}}{24 \cdot m_{v_{\text{stat}}}} \quad (2.19)$$

où e_{stat} représente l'épaisseur des tôles statoriques, σ_{stat} représente la conductivité du fer, $m_{v_{\text{stat}}}$ représente la masse volumique du stator.

- Coefficient d'hystérésis au stator k_h

$$k_h = \frac{P_{\text{fer}0} - k_f \cdot \omega_0^2 \cdot B_{\text{max}0}^2}{\omega_0 \cdot B_{\text{max}0}^2} \quad (2.20)$$

où $P_{\text{fer}0}$ représente les pertes spécifiques des tôles utilisées (par exemple 2.7 W/kg), ω_0 la pulsation électrique pour la fréquence spécifique de 50 Hz et $B_{\text{max}0}$ est l'amplitude de l'induction spécifique de forme sinusoïdale qui est de 1.5 T.

2.4.3.1. Calculs d'inductions dans les différentes parties de la machine

Nous commençons à calculer l'induction maximale dans les différentes parties de la machine par le calcul du flux résultant :

- Valeur maximale du flux résultant

La valeur maximale du flux résultant d'un pôle est calculé en tenant compte aussi du flux créé par les courants de bobinages du stator, de telle sorte que :

$$\Phi_{\text{pres}} = \Phi_{\text{pole}} - \frac{\sqrt{2} \cdot L_c \cdot I_d}{p \cdot N_{\text{cc}} \cdot N_{\text{ep}} \cdot K_b} \quad (2.21)$$

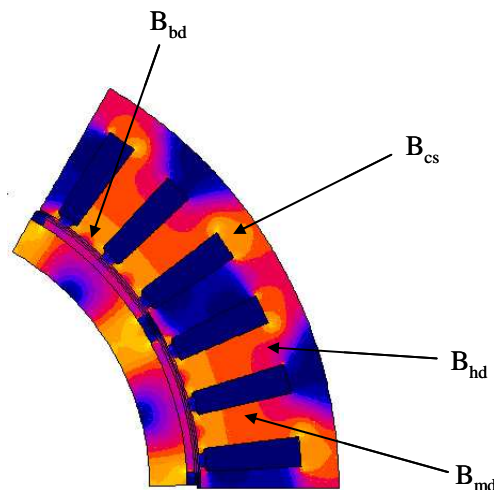


Figure 2.4 Répartition des inductions magnétiques dans le stator

Selon la Figure 2.4 nous observons que la valeur maximale de l'induction magnétique dans les différentes parties de la machine n'est pas uniforme, surtout dans les dents du stator. Afin de préciser les calculs d'inductions dans les dents du stator, nous avons séparés les dents en trois parties : en haut, au milieu et en bas.

- Induction maximale dans la culasse du stator

$$B_{cs_pres} = \frac{\Phi_{pres}}{2 \cdot e_{cs} \cdot l_r} \quad (2.22)$$

- Induction maximale en bas de la dent

$$B_{bd_pres} = \frac{\Phi_{pres}}{l_{bd} \cdot (3 \cdot N_{epp} - 1) \cdot l_r} \quad (2.23)$$

- Induction maximale au milieu de la dent

$$B_{md_pres} = \frac{\Phi_{pres}}{l_{md} \cdot (3 \cdot N_{epp} - 1) \cdot l_r} \quad (2.24)$$

- Induction maximale en haut de la dent

$$B_{hd_pres} = \frac{\Phi_{pres}}{l_{hd} \cdot (3 \cdot N_{epp} - 1) \cdot l_r} \quad (2.25)$$

où l_{bd} , l_{md} et l_{hd} représente respectivement la largeur en bas, au milieu et en haut de dent.

2.4.3.2. Calculs des pertes fer dans la culasse du stator

Comme ce qui a été présenté dans la Figure 2.4, la répartition des inductions magnétiques n'est pas uniforme, nous pouvons ensuite calculer séparément les pertes dans les différentes parties de la machine.

- Pertes fer volumiques par hystérésis dans la culasse du stator

$$P_{fer_volhys_cs} = k_h \cdot \omega \cdot B_{cs_pres}^2 \cdot mv_{stat} \quad (2.26)$$

- Pertes fer volumiques par courants de Foucault dans la culasse du stator

$$P_{fer_volf_cs} = k_f \cdot \omega^2 \cdot B_{cs_pres}^2 \cdot mv_{stat} \quad (2.27)$$

- Pertes fer totales dans la culasse du stator

$$P_{fer_cs} = V_{cs} \cdot (P_{fer_volhys_cs} + P_{fer_volf_cs}) \quad (2.28)$$

où V_{cs} présente le volume de la culasse du stator.

2.4.3.3. Calculs des pertes fer dans les dents du stator

Nous pouvons calculer les pertes dans les dents du stator de la même manière.

- Pertes fer volumiques par hystérésis en bas des dents du stator

$$P_{fer_volhys_bd} = k_h \cdot \omega \cdot B_{bd_pfer}^2 \cdot mv_{stat} \quad (2.29)$$

- Pertes fer volumiques par courants de Foucault en bas des dents du stator

$$P_{\text{fer_volf_bd}} = k_f \cdot \omega^2 \cdot B_{\text{bd_pfer}}^2 \cdot mV_{\text{stat}} \quad (2.30)$$

- Pertes totales en bas des dents du stator

$$P_{\text{fer_bd}} = V_{\text{bd}} \cdot (P_{\text{fer_volhys_bd}} + P_{\text{fer_volf_bd}}) \quad (2.31)$$

où V_{bd} présente le volume en bas des dents du stator.

- Pertes fer volumiques par hystérésis au milieu des dents du stator

$$P_{\text{fer_volhys_md}} = k_h \cdot \omega \cdot B_{\text{md_pfer}}^2 \cdot mV_{\text{stat}} \quad (2.32)$$

- Pertes fer volumiques par courants de Foucault au milieu des dents du stator

$$P_{\text{fer_volf_md}} = k_f \cdot \omega^2 \cdot B_{\text{md_pfer}}^2 \cdot mV_{\text{stat}} \quad (2.33)$$

- Pertes totales au milieu des dents du stator

$$P_{\text{fer_md}} = V_{\text{md}} \cdot (P_{\text{fer_volhys_md}} + P_{\text{fer_volf_md}}) \quad (2.34)$$

où V_{md} présente le volume au milieu des dents.

- Pertes fer volumiques par hystérésis en haut des dents du stator

$$P_{\text{fer_volhys_hd}} = k_h \cdot \omega \cdot B_{\text{hd_pfer}}^2 \cdot mV_{\text{stat}} \quad (2.35)$$

- Pertes fer volumiques par courants de Foucault en haut des dents du stator

$$P_{\text{fer_volf_hd}} = k_f \cdot \omega^2 \cdot B_{\text{hd_pfer}}^2 \cdot mV_{\text{stat}} \quad (2.36)$$

- Pertes totales en haut des dents du stator

$$P_{\text{fer_hd}} = V_{\text{hd}} \cdot (P_{\text{fer_volhys_hd}} + P_{\text{fer_volf_hd}}) \quad (2.37)$$

où V_{hd} présente le volume en haut des dents.

- Pertes totales dans les dents du stator

$$P_{\text{fer_dent}} = P_{\text{fer_bd}} + P_{\text{fer_md}} + P_{\text{fer_hd}} \quad (2.38)$$

2.4.3.4. Calculs des pertes fer totales de la machine

Les pertes fer totales de la machine peuvent être exprimés de telle sortes que :

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{fer_cs}} + P_{\text{fer_dent}} \quad (2.39)$$

En effet, selon les calculs ci-dessous, les pertes fer dépendent les paramètres de la vitesse de rotation de machine et l'induction locale dans chaque partie correspondante de la machine.

2.4.3.5. Pertes joules dans les bobinages du stator

Les pertes joules dans les bobinages du stator sont obtenues par la relation :

$$P_J = n_{ph} \cdot R_s \cdot I_{eff}^2 \quad (2.40)$$

Comme la résistance R_s dépend de la température du cuivre, le courant efficace I_{eff} dépend du courant I_d et I_q , les pertes joules dépendent des paramètres de la température du cuivre et les courant I_d et I_q .

2.4.3.6. Bilan des pertes dans le fer et le cuivre de la machine électrique

La caractéristique mécanique couple-vitesse est tracée dans la Figure 2.8. Le défluxage s'effectue à partir de la vitesse nominale. Afin d'illustrer les calculs précédents, les pertes joules dans le cuivre des bobinages de la machine sont représentées la Figure 2.5. En revanche, le défluxage implique l'injection d'un courant dans l'axe transverse qui tend à augmenter les pertes Joule.

La Figure 2.6 présente les pertes fer à vide dans le stator de la machine électrique, nous constatons que les pertes fer croissent en fonction de la vitesse de rotation, car il n'y a pas d'effet sur les inductions lors du fonctionnement à vide, les pertes fer à vide ne dépendent que de la vitesse de rotation.

La Figure 2.7 décrit les pertes fer en charge dans le stator de la machine électrique, nous constatons que la valeur maximale des pertes fer est obtenue aux alentours de la vitesse nominale. Elle décroît ensuite lorsque la vitesse augmente essentiellement en raison de la diminution de l'induction dû au mode de pilotage avec défluxage à partir de cette vitesse.

A la comparaison de la Figure 2.6 et Figure 2.7, notons que les pertes fer sont de même valeurs lors du fonctionnement à vide et en charge à basse vitesse (sans défluxage), car il n'y a pas de l'influence à l'induction lors de l'injection du courant I_q pour le fonctionnement en charge sans défluxage.

Nous observons également lors du fonctionnement en charge en vitesse élevée, il y aura moins de pertes de fer par rapport au fonctionnement à vide, car l'induction sera diminuée dû à l'injection du courant I_d pour le défluxage.

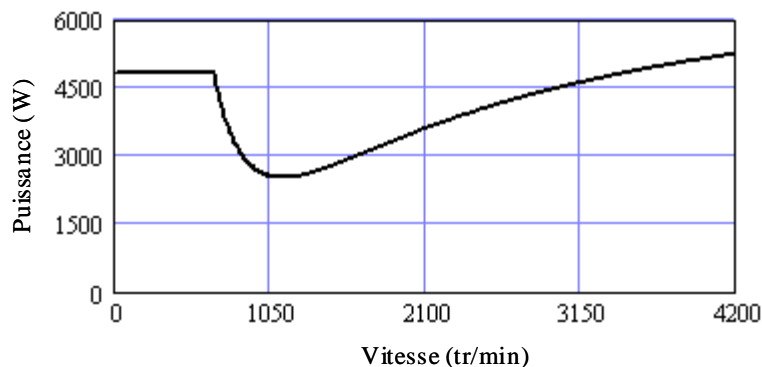


Figure 2.5 Pertes joules dans la machine électrique

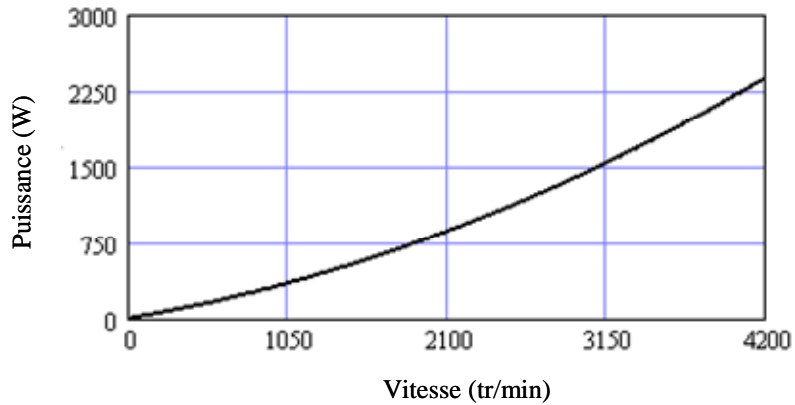


Figure 2.6 Pertes fer à vide dans le stator de la machine

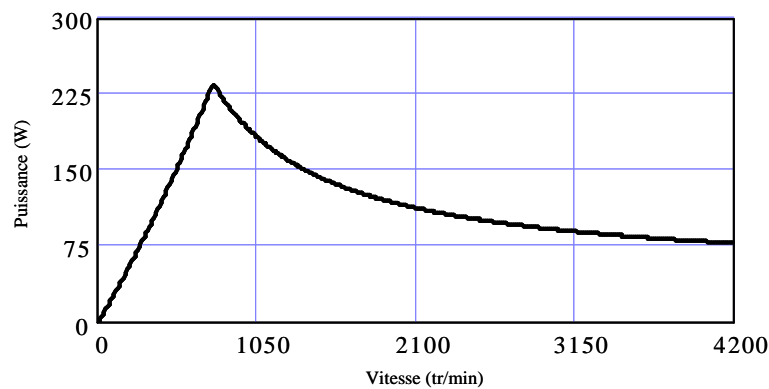


Figure 2.7 Pertes fer en charge dans le stator de la machine

2.4.4. Modèle électromécanique de l'ensemble convertisseur moteur

La modélisation analytique du comportement électromécanique de la machine permet d'effectuer l'étude des grandeurs électriques de l'ensemble convertisseur – machine. Elle consiste à exprimer les lois de commande en couple et vitesse de la machine électrique, les lois de commande en courant pour créer le couple désiré à partir des équations électriques en régime permanent sinusoïdal équilibré, et les contraintes liées à l'utilisation d'un onduleur de tension à 2 niveaux. Les caractéristiques de la machine issues du modèle de pré-dimensionnement, les points de fonctionnement nominaux et les caractéristiques de l'onduleur de tension constituent les paramètres d'entrée du modèle électromécanique.

2.4.4.1. Caractéristiques statiques des paramètres mécaniques en fonction de la vitesse de rotation

A priori, pour la chaîne de traction série-parallèle, les caractéristiques des deux machines électriques, supposées identiques à ce stade, sont définies à partir des propriétés de la transmission mécanique (train épicycloïdal de type Ravigneaux), des caractéristiques du moteur thermique et des profils de mission du véhicule. Dans un premier temps, notre étude sera basée sur les hypothèses du cahier des charges qui ont été mentionnées au début de ce chapitre. La Figure 2.8 présente les caractéristiques assurant un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse de rotation de la

machine est inférieure à la vitesse nominale et à puissance constante lorsque la vitesse de rotation de la machine est supérieure à la vitesse nominale.

Les lois de couple et de puissance en fonction de la vitesse permettent d'obtenir les caractéristiques statiques de la machine électrique. Le profil mission est nécessaire afin d'avoir les caractéristiques dynamiques, nous allons nous focaliser sur les caractéristiques statiques dans cette partie et tous les paramètres seront exprimés en fonction de la vitesse de rotation mécanique de l'arbre d'une machine électrique.

- Vitesse nominale ou vitesse de base

La vitesse nominale de rotation est définie par la puissance nominale et le couple nominal tel que :

$$\Omega_{\text{nom}} = \frac{P_{\text{nom}}}{C_{\text{nom}}} \quad (2.41)$$

- Vitesse à couple maximale

La vitesse de rotation à couple maximal est définie par la puissance nominale et le couple maximal tel que :

$$\Omega_{C_{\text{max}}} = \frac{P_{\text{nom}}}{C_{\text{max}}} \quad (2.42)$$

- Vitesse maximale

La vitesse maximale de rotation est définie par la puissance nominale et le couple minimal tel que :

$$\Omega_{\text{max}} = \frac{P_{\text{nom}}}{C_{\text{min}}} \quad (2.43)$$

- Couple électromagnétique

Le couple est caractérisé de manière à ce qu'il reste constant lorsque la vitesse de rotation est inférieure à la vitesse nominale et décroissant lorsque la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse nominale jusqu'à la vitesse maximale ; il suit la même caractéristique lors du fonctionnement en boost, sauf que le couple maximal ne peut pas être appliqué pendant une durée supérieure à 30 secondes. Cela est formulé de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{\text{nom}} = C_{\text{nom}}, 0 \leq \Omega < \Omega_{\text{nom}} \\ C_{\text{nom}} = \frac{P_{\text{nom}}}{\Omega}, \Omega_{\text{nom}} \leq \Omega \leq \Omega_{\text{max}} \\ C_{\text{max}} = C_{\text{max}}, 0 \leq \Omega < \Omega_{C_{\text{max}}} \\ C_{\text{max}} = \frac{P_{\text{nom}}}{\Omega}, \Omega_{C_{\text{max}}} \leq \Omega \leq \Omega_{\text{max}} \\ C_{\text{min}} = \frac{P_{\text{nom}}}{\Omega_{\text{max}}} \end{array} \right. \quad (2.44)$$

La caractéristique couple-vitesse est alors représentée Figure 2.8:

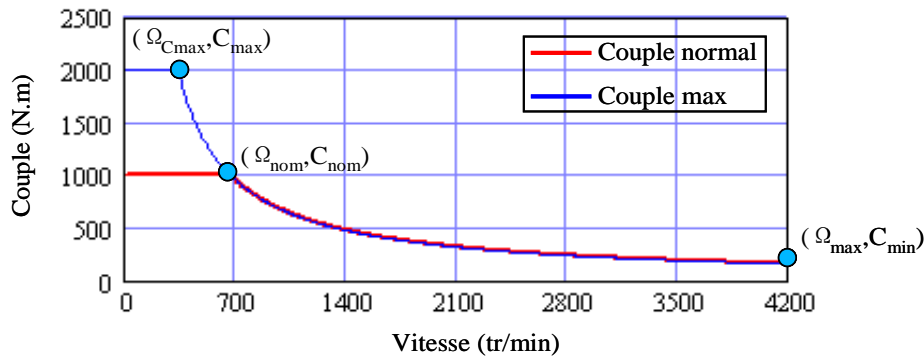


Figure 2.8 Loi de couple en fonction de la vitesse de rotation (machine de 70 kW)

- Puissance électromagnétique

La puissance est caractérisée de manière à croître lorsque la vitesse de rotation est inférieure à la vitesse nominale et à rester constante lorsque la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse nominale jusqu'à la vitesse maximale ; en mode boost, la puissance reste constante, le couple étant lui-même doublé. La puissance est alors tracée Figure 2.9.

$$\begin{cases} P_{\text{nom}} = C_{\text{nom}} \cdot \Omega, 0 \leq \Omega < \Omega_{\text{nom}} \\ P_{\text{nom}} = P_{\text{nom}}, \Omega_{\text{nom}} \leq \Omega \leq \Omega_{\text{max}} \\ P_{\text{max}} = C_{\text{max}} \cdot \Omega, 0 \leq \Omega < \Omega_{\text{Cmax}} \\ P_{\text{max}} = P_{\text{nom}} \cdot \Omega_{\text{Cmax}} \leq \Omega \leq \Omega_{\text{max}} \end{cases} \quad (2.45)$$

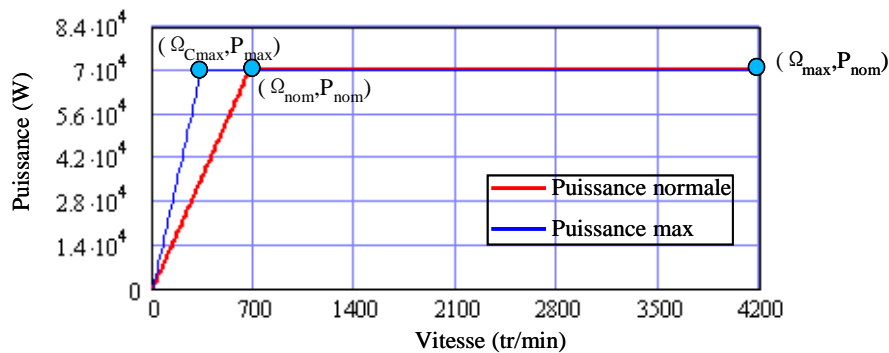


Figure 2.9 Loi de puissance en fonction de la vitesse de rotation

2.4.4.2. Calcul des grandeurs électriques en fonction de la vitesse de rotation mécanique

Dans le modèle électromécanique, les quatre paramètres suivants sont définis comme paramètres d'entrée : le nombre de paires de pôles ; l'amplitude du fondamental du flux magnétique dans l'entrefer ; la résistance d'une phase ; l'inductance cyclique d'une phase. Ces paramètres ont été exprimés préalablement en fonction des grandeurs géométriques.

Nous exprimons les équations relatives au circuit électrique.

- Calcul du courant dans une phase en fonction de la vitesse de rotation mécanique

Nous allons exprimer le courant en valeur maximale dans l'axe en quadrature I_q (il s'agit de la composante du courant qui crée le couple électromagnétique pour un moteur à pôles lisses) :

$$I_{q\max} = \frac{2 \cdot C}{3 \cdot p \cdot \sqrt{2} \cdot \Phi_{\text{seff}}} \quad (2.46)$$

Le courant transverse est tracé Figure 2.10 pour un fonctionnement sur la caractéristique mécanique de la Figure 2.8 (en fonctionnement à couple normal) :

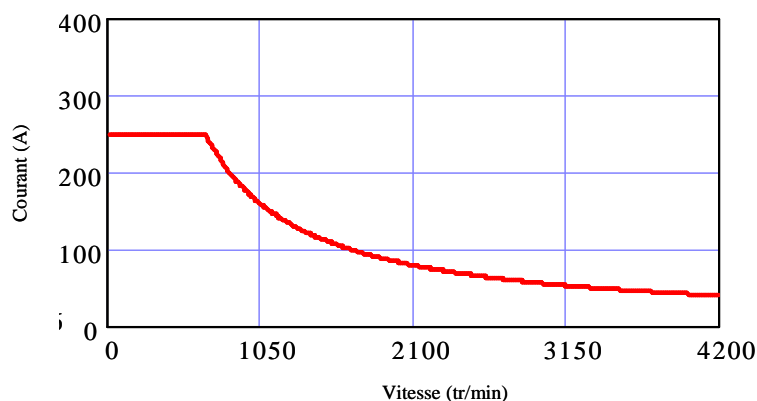


Figure 2.10 Courant maximal sans défluxage dans l'axe q en fonction de la vitesse de rotation mécanique

Nous exprimons également le courant maximal dans l'axe direct I_d qui va influencer le flux magnétique total dans l'entrefer. Ce dernier est souvent appliqué à des fins de défluxage de la machine. Lorsqu'aucun défluxage n'est requis, il est fixé à zéro afin d'éviter une augmentation inutile du courant circulant dans la machine et donc une augmentation des pertes par effet Joule.

Le courant en valeur maximale est ainsi formulé :

$$I_{\max} = I_{d\max} + j \cdot I_{q\max} \quad (2.47)$$

- Calcul de l'amplitude du fondamental de la force électromotrice (f.é.m.) en fonction de la vitesse de rotation mécanique

$$E_{\max} = p \cdot \sqrt{2} \cdot \Phi_{\text{seff}} \cdot \Omega \quad (2.48)$$

Elle est présentée par la Figure 2.11:

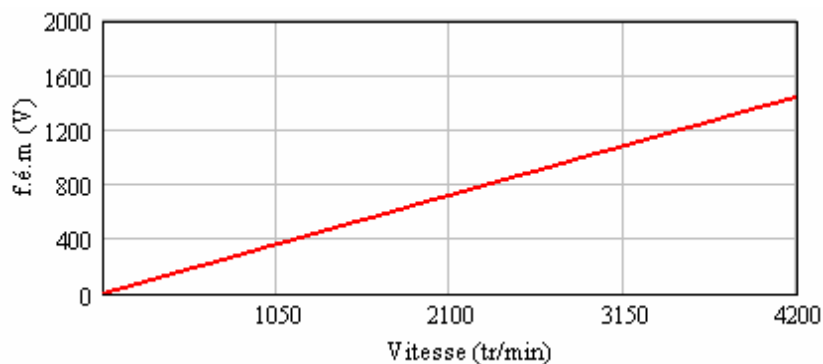


Figure 2.11 Amplitude du fondamental de la force électromotrice (f.é.m.) en fonction de la vitesse de rotation mécanique

- Calcul de la tension simple d'alimentation d'une phase en valeur maximale

$$V_{\max} = E_{\max} + (R_s + j \cdot L_c \cdot p \cdot \Omega) \cdot I_{\max} \quad (2.49)$$

- Calcul du module de la tension simple d'alimentation d'une phase

$$V_{\text{mod}} = |V_{\max}| \quad (2.50)$$

2.4.4.3. Prise en compte du défluxage de la machine

1). Défluxage de la machine

Le modèle de la machine représenté Figure 2.12 permet d'exprimer les équations électriques liant courants, tensions, couple et vitesse de rotation en considérant le défluxage. La tension d'alimentation de la machine est limitée par le cercle dont le rayon est la valeur maximale admissible de la tension d'alimentation et imposée en pratique par le convertisseur statique.

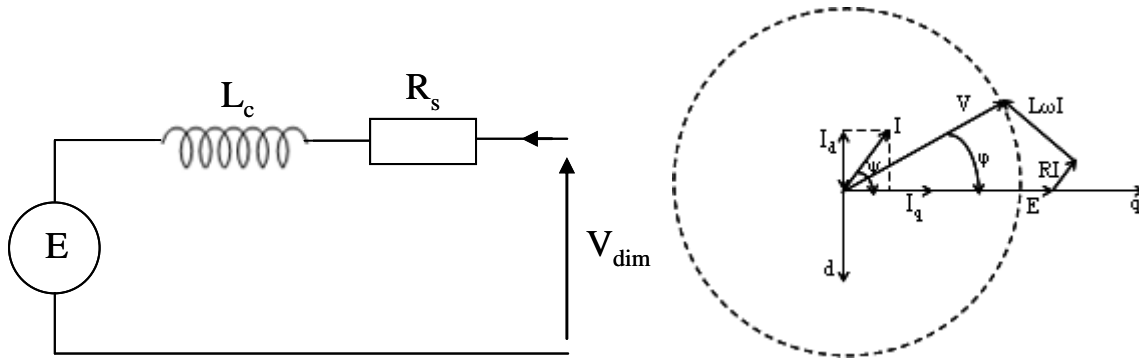


Figure 2.12 Circuit électrique et le diagramme de Fresnel associé

Les paramètres électromécaniques vérifient alors :

$$\begin{cases} V_{\text{dim}} = E + (R_s + j \cdot L_c \cdot p \cdot \Omega) \cdot I_{\text{eff}} \\ C_{\text{em}} = 3 \cdot p \cdot \Phi_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\psi_{E-i}) \end{cases} \quad (2.51)$$

où p représente le nombre de paires de pôle, Ω la vitesse angulaire, C_{em} le couple électromagnétique, Φ_{eff} le flux efficace, I_{eff} le courant efficace dans une phase, ψ_{E-i} le déphasage entre le courant et la f.é.m., L_c est l'inductance cyclique, R_s la résistance d'une phase et V_{dim} est la tension efficace d'alimentation de la machine.

Le défluxage pris en compte comme suit. La composante de courant en phase avec la f.é.m. permet de créer le couple. Ainsi, la loi de commande de la machine utilisée consiste, lorsque c'est possible, à imposer un courant en phase avec la f.é.m. afin de minimiser son amplitude. Ceci permet de minimiser les pertes par effet Joule dans la machine et les pertes dans l'onduleur. Cependant, l'alimentation par onduleur de tension induit une contrainte de limitation en amplitude de la tension appliquée à la machine. A vitesse élevée, il est alors nécessaire de déphaser le courant par rapport à la f.é.m. pour conserver le couple requis compte tenu de la tension que peut délivrer l'onduleur. Le courant est dans ce cas encore maintenu à sa valeur minimale requise pour minimiser les pertes dans le

moteur et l'onduleur. Il est obtenu par résolution des équations électriques dans les conditions citées. Les évolutions de l'amplitude de la tension en sortie d'onduleur et du courant dans la machine en fonction de la vitesse sont représentées Figure 2.13 à titre d'exemple dans le cas d'une tension continue en entrée d'onduleur de 540V.

2). Tension de bus continu V_{bus}

La tension de bus continu est la tension à la sortie de la batterie, ainsi que la tension à l'entrée de l'onduleur. La valeur de la tension de bus dépend des pertes de batterie et du profil mission ; nous fixons par hypothèse la valeur de la tension de bus continu à 540 V dans cette étude.

3). Tension d'alimentation de la machine

La tension d'alimentation de la machine est la tension à l'entrée de la machine et également la tension à la sortie de l'onduleur. Cette tension d'alimentation est la valeur maximale admissible de la tension simple d'une phase sans injection de l'harmonique 3 :

$$V_{max} = \frac{V_{bus}}{2} \quad (2.52)$$

4). Caractéristiques de la tension avant et après le défluxage de la machine

$$\begin{cases} V_{def} = V_{mod}, & V_{mod} < V_{max} \\ V_{def} = V_{max}, & V_{mod} \geq V_{max} \end{cases} \quad (2.53)$$

Les caractéristiques de la tension d'alimentation avant et après le défluxage de la machine sont présentées dans la Figure 2.13. On vérifie bien que sans défluxage, la tension de la machine est trop importante et ne peut pas être imposé par l'onduleur.

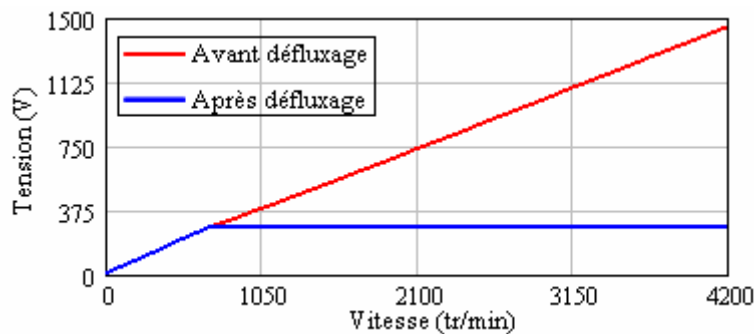


Figure 2.13 Tension d'alimentation avant et après le défluxage de la machine

5). Caractéristiques du courant d'une phase après le défluxage de la machine

- Calcul du courant en valeur maximale de l'axe quadrature I_q après le défluxage de la machine

$$I_{q_def\ max} = I_{q\ max} \quad (2.54)$$

- Calcul du courant en valeur maximale de l'axe direct I_d après le défluxage de la machine
- Afin de calculer le courant I_d après le défluxage de la machine, nous devons fixer la tension d'alimentation après le défluxage de façon qu'elle égale la tension maximale admissible, tel que :

$$V_{\text{def}} = V_{\text{max}} \quad (2.55)$$

À partir de cette équation, nous pouvons calculer le courant réactif I_d nécessaire. On pose en premier lieu :

$$\begin{cases} a = (L_c \cdot p \cdot \Omega)^2 + R_s^2 \\ b = -2 \cdot E_{\text{max}} \cdot L_c \cdot p \cdot \Omega \\ c = (E_{\text{max}} + R_s \cdot I_{q_def \text{ max}})^2 + (L_c \cdot p \cdot \Omega \cdot I_{q_def \text{ max}})^2 - V_{1\text{max}}^2 \\ \text{delta} = b^2 - 4 \cdot a \cdot c \end{cases} \quad (2.56)$$

Et on exprime ensuite les racines du courant magnétisant I_d :

$$\begin{cases} I_{d_def \text{ max}1} = \frac{-b + \sqrt{\text{delta}}}{2a} \\ I_{d_def \text{ max}2} = \frac{-b - \sqrt{\text{delta}}}{2a} \end{cases} \quad (2.57)$$

Afin de limiter l'amplitude du courant, c'est-à-dire les pertes joules, la valeur absolue la plus faible de la racine du courant I_d après le défluxage doit être choisie, de telle sorte que :

$$\begin{cases} I_{d_def \text{ max}} = I_{d_def \text{ max}1}, I_{d_def \text{ max}1} < I_{d_def \text{ max}2} \\ I_{d_def \text{ max}} = I_{d_def \text{ max}2}, I_{d_def \text{ max}1} \geq I_{d_def \text{ max}2} \end{cases} \quad (2.58)$$

- Calcul du courant après le défluxage de la machine en valeur maximale

Nous pouvons ainsi en déduire le courant maximal après le défluxage de la machine, tel que :

$$I_{\text{def max}} = I_{d_def \text{ max}} + j \cdot I_{q_def \text{ max}} \quad (2.59)$$

- Calcul du courant maximal final sur toute la plage de la vitesse de rotation mécanique

$$\begin{cases} I_{\text{final max}} = I_{\text{max}}, V_{\text{mod}} < V_{\text{max}} \\ I_{\text{final max}} = I_{\text{def max}}, V_{\text{mod}} \geq V_{\text{max}} \end{cases} \quad (2.60)$$

L'amplitude (le module) du courant avant et après le défluxage de la machine est présentée Figure 2.14 pour une variation sur toute la plage de vitesse de rotation ; de même la phase (argument) du courant est présenté dans la Figure 2.15. Il est probablement possible d'optimiser le nombre de spires du bobinage pour minimiser le courant maximal circulant dans une phase, cette grandeur dimensionnant les interrupteurs de puissance du convertisseur. En effet, en réduisant le nombre de spires, on augmentera peut-être le courant à faible vitesse (couple maximal), mais on réduira le courant à vitesse élevée incluant une composante réactive élevée nécessaire au défluxage. L'optimisation sera effectuée ultérieurement en prenant en compte l'ensemble de contraintes de la machine.

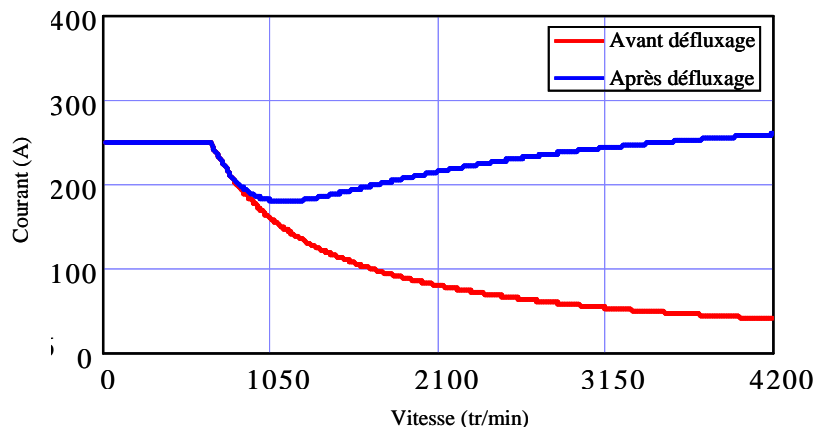


Figure 2.14 Loi de contrôle de la machine : Amplitude du courant de phase après défluxage I_{\max} et composante active avant défluxage

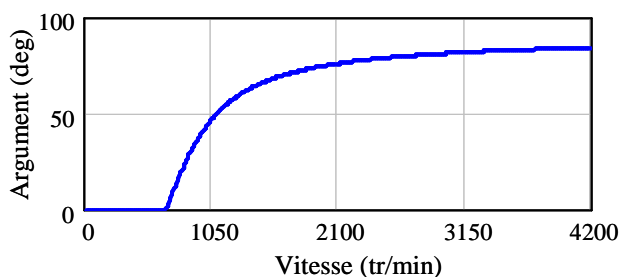


Figure 2.15 Argument du courant après le défluxage de la machine avec le référentiel lié à la f.é.m.

6). Tension finale sur toute la plage de la vitesse de rotation mécanique

$$V_{\text{def max}} = E_{\text{max}} + (R_s + j \cdot L_c \cdot p \cdot \Omega) \cdot I_{\text{final max}} \quad (2.61)$$

La valeur maximale (module) de la tension d'alimentation après le défluxage de la machine est présentée en Figure 2.16 sur toute la plage de vitesse de rotation. De même la phase de la tension associée est présentée en Figure 2.17. Il s'agit plus précisément du déphasage de la tension par rapport à la f.é.m, c'est-à-dire l'angle interne.

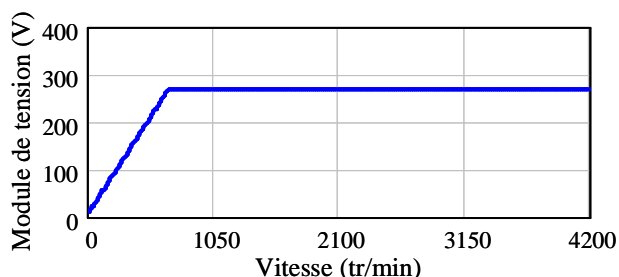


Figure 2.16 Module de tension d'alimentation après le défluxage de la machine

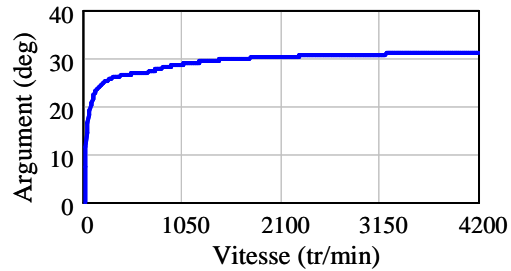


Figure 2.17 Argument de la tension après le défluxage de la machine avec le référentiel lié à la f.é.m.

7). Tension de bus continu minimale nécessaire

$$V_{\text{bus min}} = 2 \cdot |V_{\text{def max}}| \quad (2.62)$$

La tension de bus continu minimale nécessaire est présentée Figure 2.18. Nous avons imposé la valeur de la tension de bus continu comme constante 540 V, ce qui est bien vérifié sur la figure mentionnée.

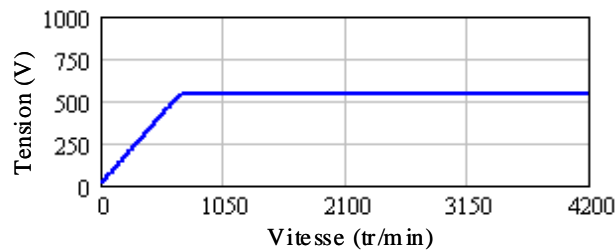


Figure 2.18 Tension de bus continu minimale nécessaire sur toute plage de la vitesse de rotation

Le modèle électromécanique permet ainsi d'évaluer rapidement le comportement électrique de la machine à partir de ses principaux paramètres et des caractéristiques de l'onduleur. Il est par exemple utile de quantifier l'impact de la limitation de tension sur l'amplitude du courant permettant le défluxage de la machine. Les critères de choix peuvent donc plus facilement être définis et pris en compte lors de la conception de l'ensemble convertisseur machine.

Pour la machine à aimants permanents montés en surface, on peut faire le constat (classique pour ce type de machine) que le défluxage implique une forte augmentation du courant efficace durant la phase de défluxage. Ce surplus de courant dépend des paramètres de la machine comme principalement l'inductance cyclique. Ainsi, le modèle électromécanique permettra par évaluation du courant de défluxage, d'agir sur les propriétés de la machine pour minimiser les pertes qui en découlent. Cela sera rendu possible en effectuant l'optimisation s'appuyant sur tous les modèles mis en œuvre.

Par ailleurs, une machine à aimants insérés pourrait probablement permettre de minimiser les pertes dans la machine et le convertisseur, et diminuer la puissance de dimensionnement du convertisseur, dans la mesure où cette technologie est plus favorable au défluxage.

2.4.5. Modèle des pertes par convertisseur électronique

La Figure 2.19 présente le bilan de puissance de la chaîne de traction. Si l'on néglige les pertes mécaniques, les pertes de l'ensemble machine et onduleur comprennent :

- les pertes joules et les pertes fer dans la machine.
- les pertes par conduction et par commutation dans les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et les diodes de l'onduleur.

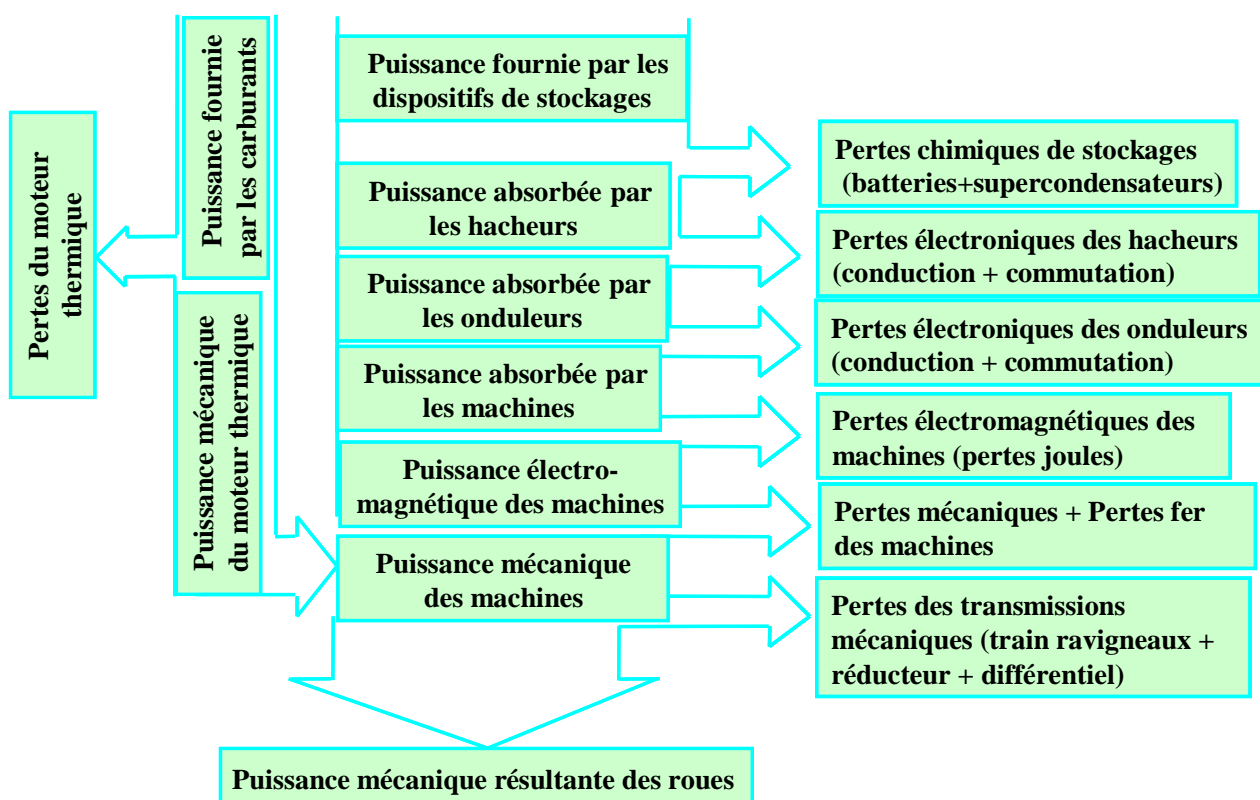


Figure 2.19 Bilan de puissance de la chaîne de traction du véhicule

2.4.5.1. Choix de l'onduleur

Les pertes dans l'onduleur sont exprimées analytiquement en fonction des grandeurs électriques, en supposant un régime de fonctionnement sinusoïdal. Le modèle analytique électromécanique décrit dans le paragraphe précédent permet d'alimenter ce modèle de pertes pour permettre l'étude de l'évolution des pertes dans l'onduleur en fonction des lois de commande choisies (couple, puissance, vitesse, tension de bus, fréquence de commutation des semi-conducteurs de l'onduleur).

Le choix de l'onduleur sera lié effectivement à la puissance de sortie de l'onduleur, ce qui est également la puissance absorbée par la machine électrique. Le Tableau 2.4 énumère l'ordre de grandeurs de puissance des onduleurs en évaluant la puissance des entraînements à vitesse variable [Depernet95].

Tableau 2.4 Ordre de grandeurs de puissance des onduleurs

Puissance	Tension de bus	Onduleur
< 500 kW	< 1.5 kV	Onduleurs à 2 niveaux à IGBT
> 500 kW et < 2MW	< 1.5 kV	Onduleurs à 2 niveaux à GTO
> 2 MW et < 15 MW	= 3.3 kV ou = 6.6 kV	Onduleurs à 3 niveaux

Dans notre étude, la puissance de sortie de l'onduleur est voisine de 70 kW. Le Tableau 2.4 nous permet de déterminer notre choix : l'onduleur choisi dans notre étude est l'onduleur de tension triphasé à 2 niveaux à IGBT (voir Figure 2.20).

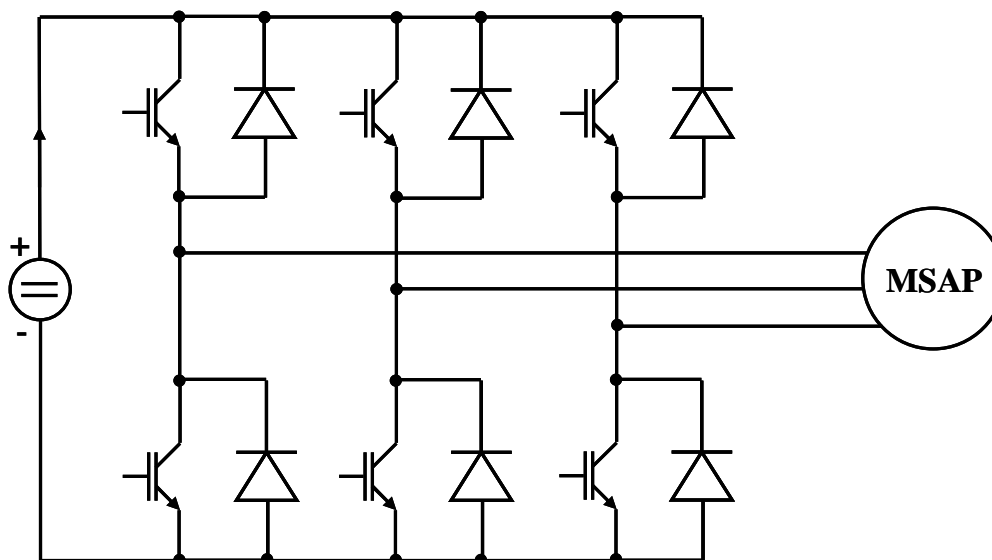


Figure 2.20 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les paramètres constructeurs des IGBT et des diodes de l'onduleur, la tension d'alimentation continue et les courants dans la machine constituent les données d'entrée du modèle de pertes. Le Tableau 2.5 énumère ces caractéristiques dans le cas de modules IGBT SKM600GB066D de Semikron, qui sont cohérents avec les niveaux de puissance, de tension et de courant de l'application considérée. Les courants sont donnés par le modèle électromécanique et évoluent avec la vitesse de rotation et le couple de la machine.

Tableau 2.5 Caractéristiques de l'onduleur

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension constructeur de mesure de E_{on} , E_{off}	V_{Eon_off}	300V
Courant constructeur de mesure de E_{on} , E_{off}	I_{Eon_off}	600A
Energie dissipée par amorçage IGBT	E_{on}	$7,5 \cdot 10^{-3}$ J
Energie dissipée par extinction IGBT	E_{off}	$29,5 \cdot 10^{-3}$ J
Chute de tension directe IGBTs	V_{CEsat}	1.9V
Fréquence de commutation	F_{com}	10000Hz
Chute de tension directe Diodes	V_{F0}	1V
Energie dissipée par extinction Diodes	E_{tr}	$25 \cdot 10^{-3}$ J
Tension de bus continue d'entrée de l'onduleur	V_{bus}	540V

2.4.5.2. Modèle des pertes de l'onduleur

Nous allons évaluer les pertes Joule dans l'onduleur de tension à deux niveaux, qui est composé des IGBT et des diodes de 3 bras de ponts identiques. Les calculs de pertes de l'onduleur seront basés sur un demi-bras, et les pertes totales de l'onduleur seront déduites par une multiplication par 6.

La Figure 2.21 représente le principe de construction de la tension en sortie d'un bras du pont commandé par modulation sinusoïdale bipolaire. T_{MLI} représente une période de MLI et $\alpha \cdot T_{MLI}$ est la durée de conduction de l'IGBT supérieur (en négligeant les temps morts). La Figure 2.22 représente le courant circulant dans ce même IGBT. Comme le courant dans la phase de la machine est négatif durant la deuxième demi-période $[\pi, 2\pi]$, le courant dans l'IGBT supérieur est nul durant cette phase, et s'écoulera dans la diode supérieure pendant la durée de conduction. Le déphasage entre le courant et la tension simple de la machine est nul dans cet exemple.

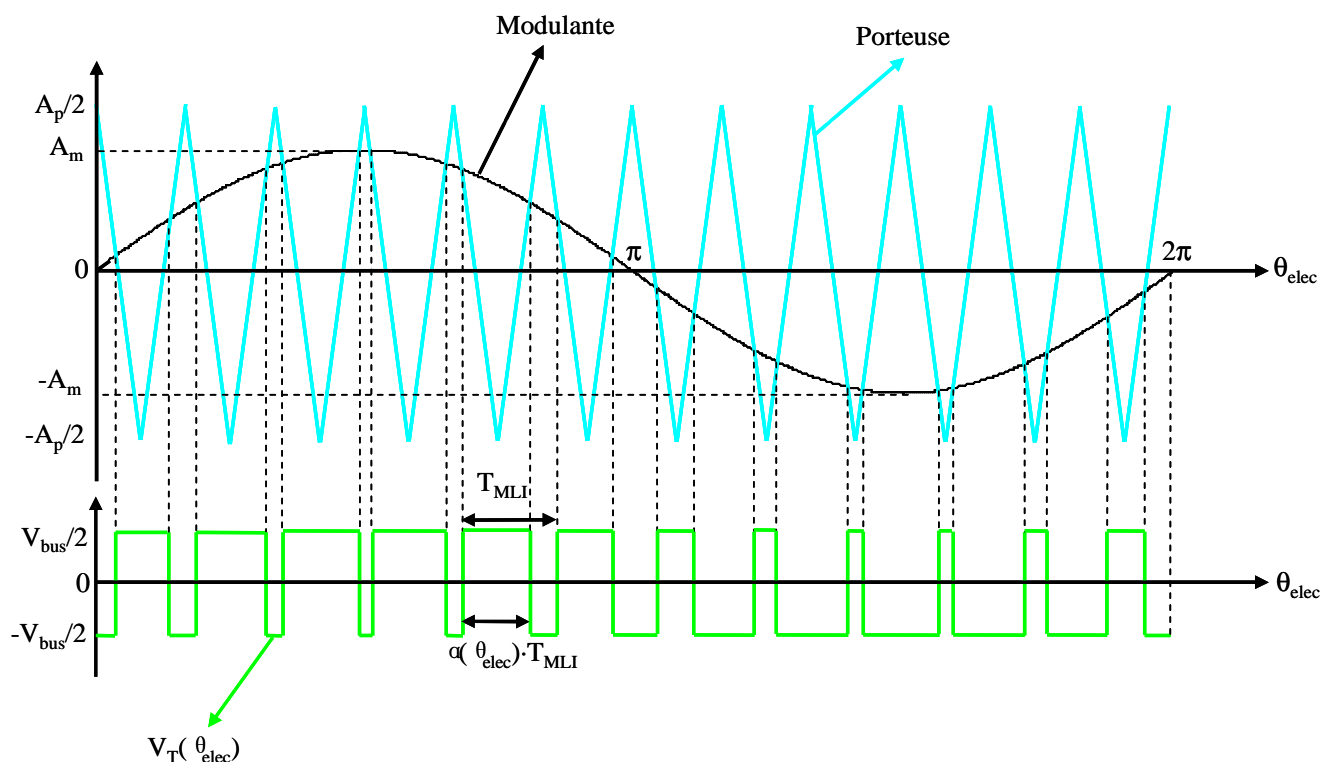


Figure 2.21 Commande en MLI à deux niveaux de modulation sinusoïdale bipolaire pour la tension de sortie de IGBT

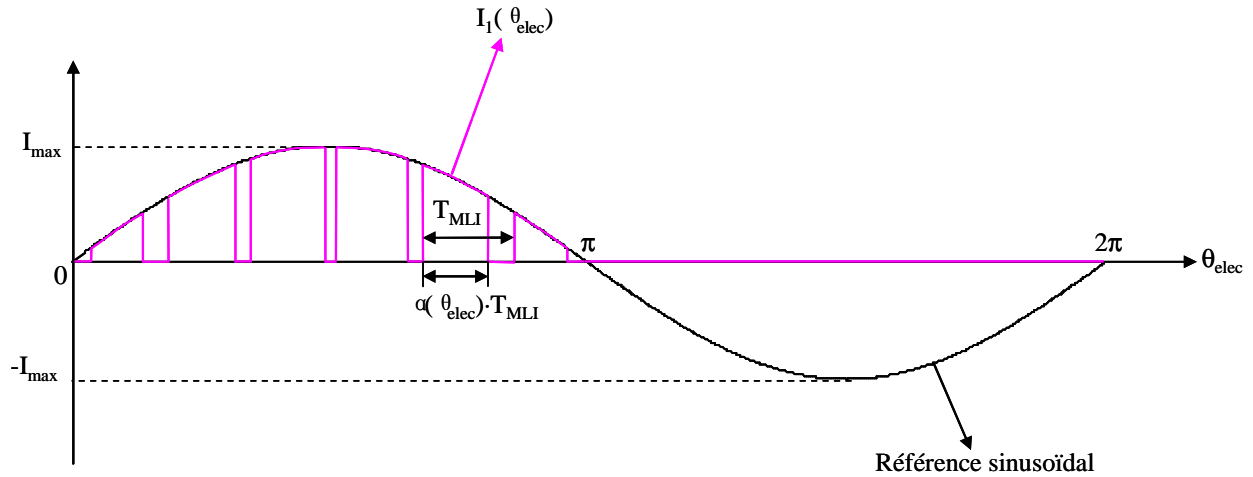


Figure 2.22 Commande en MLI à deux niveaux de modulation sinusoïdale bipolaire pour le courant d'entrée de IGBT

1). Calcul des pertes totales dans les transistors IGBT

A. Calcul des pertes moyennes par conduction dans les transistors IGBT

Les pertes moyennes par conduction sont présentées pendant la période de commutation, soit entre l'amorçage et l'extinction d'un IGBT. On néglige les pertes à l'état bloqué. Alors, les pertes moyennes par conduction dans chaque IGBT sont exprimées par intégration sur une période électrique T de la puissance instantanée aux bornes du composant comme l'exprime l'équation suivante :

$$P_{\text{con}T} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{\text{CEsat}} \cdot I_T \cdot d\theta_{\text{elec}} \quad (2.63)$$

où l'angle électrique θ_{elec} s'exprime en fonction de la pulsation électrique et du temps :

$$\theta_{\text{elec}} = \omega \cdot t \quad (2.64)$$

V_{CEsat} est la tension de saturation de collecteur-émetteur de IGBT. Cette tension est liée avec le courant dans le collecteur $I_T(t)$ et la température de jonction de IGBT. Cette tension décrit la chute de tension directe de l'IGBT durant les phases de conduction. Nous considérons que la température de jonction de IGBT est constante, donc la tension V_{CEsat} est aussi constante.

Le courant dans le collecteur de l'IGBT est aussi le courant d'alimentation de la machine électrique :

$$I_T = \alpha \cdot I_1 \quad (2.65)$$

Dans la Figure 2.22, le courant d'alimentation de la machine est positif dans l'intervalle $[0, \pi]$. Comme les pertes des IGBT à l'état bloqué sont négligées, nous ne considérons que le courant positif pour une demi période de $[0, \pi]$. Le courant d'alimentation d'une phase de la machine électrique est formulé comme suit :

$$I_1 = I_{\max} \cdot \sin(\theta_{\text{elec}}) \quad (2.66)$$

où I_{\max} représente l'amplitude du courant de phase de la machine électrique.

L'autre terme $\alpha(\theta_{\text{elec}})$ est le rapport cyclique pour un bras de pont d'IGBT, qui s'exprime par l'équation suivante en partant de l'hypothèse que la modulation est de type sinusoïdale intersective :

$$\alpha = \frac{1}{2} + m_{\text{ond}} \cdot \sin(\theta_{\text{elec}} + \varphi_{v_i}) \quad (2.67)$$

où φ_{v_i} est le déphasage entre la tension simple et le courant d'alimentation d'une même phase de la machine électrique. Ainsi m_{ond} représente le taux de modulation de l'onduleur, il est lié avec la tension de bus continu et la valeur maximale de la tension simple d'alimentation, tel que :

$$m_{\text{ond}} = \frac{V_{\max}}{V_{\text{bus}}} \quad (2.68)$$

où V_{\max} représentent l'amplitude de la tension simple d'alimentation. Ici nous avons choisi empiriquement la valeur du taux de modulation de l'onduleur égale à 0.5, donc l'amplitude de la tension aux bornes d'un IGBT est $V_{\text{bus}}/2$ (voir Figure 2.21).

Nous pouvons écrire la tension de IGBT :

$$V_T = V_{\text{bus}} \cdot (\alpha - m_{\text{ond}}) \quad (2.69)$$

A partir des équations précédentes, on peut alors déduire les pertes par conduction et par IGBT :

$$P_{\text{condT}} = \frac{V_{\text{CEsat}} \cdot I_{\max}}{2} \cdot \left[\frac{1}{\pi} + \frac{V_{\max}}{2 \cdot V_{\text{bus}}} \cdot \cos(\varphi_{v_i}) \right] \quad (2.70)$$

B. Calcul des pertes par commutation dans les transistors IGBT

Les pertes par commutation dans les IGBT sont engendrées par chaque amorçage et chaque extinction des composants. Selon les courbes fournies par le constructeur (cf. Figure 2.23), les calculs de pertes par commutation dans les IGBT et les diodes peuvent être basés sur une hypothèse de linéarité. La Figure 2.23 décrit les pertes moyennes pour l'amorçage des IGBT, pour l'extinction des IGBT et pour l'extinction des diodes, qui croissent linéairement lorsque le courant circulant dans les IGBT augmente. On considère les valeurs numériques suivantes : la température est fixée à 150°C, la résistance de grille vaut 1.5 Ω , la valeur maximale de la tension mesurée par le constructeur pour les pertes de l'amorçage E_{on} et les pertes de l'extinction E_{off} est 300 V, la tension entre grille et émetteur est -8 V/ 15 V pour commander correctement les IGBT.

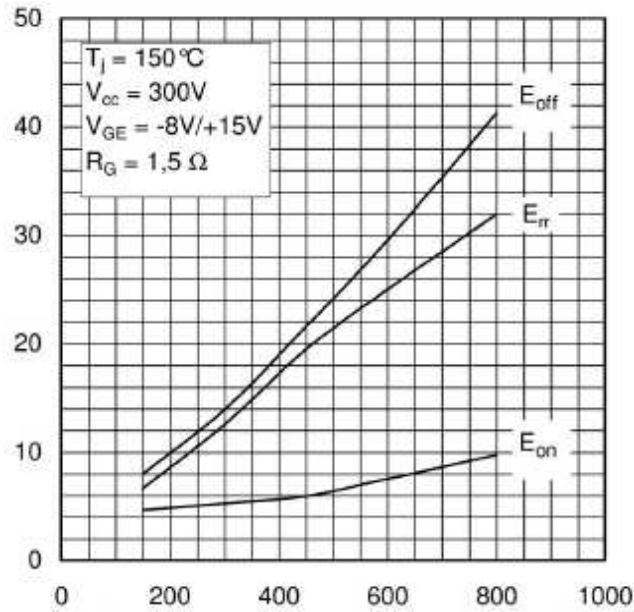


Figure 2.23 Energies de pertes dissipées en fonction de courants

a. Calcul des pertes par commutation lors de l'amorçage des transistors IGBT

Durant chaque amorçage, il y a une décroissance de la tension collecteur-émetteur dans les IGBT et une croissance du courant circulant dans l'IGBT, ce qui à l'origine des pertes par amorçage.

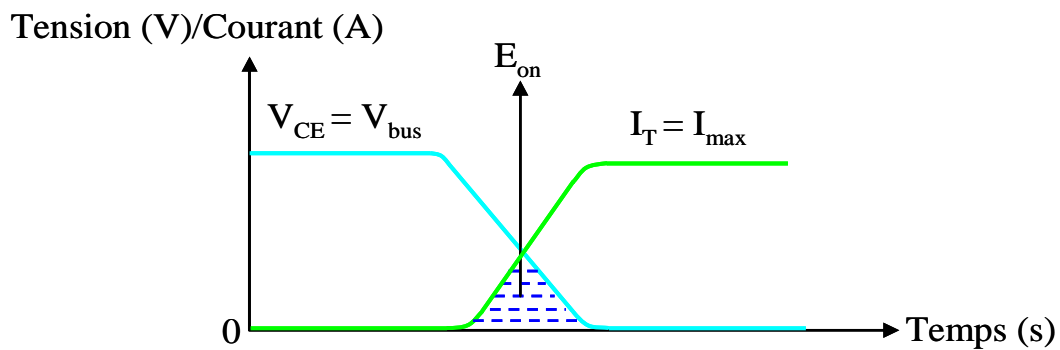


Figure 2.24 Energies de pertes dissipées par amorçage de IGBT

Figure 2.24 nous montrons la surface (traits pointillés) qui décrit l'énergie dissipée E_{on} lors de l'amorçage des IGBT. Lors d'un amorçage, la puissance dissipée dans un IGBT s'exprime par :

$$P_{onT}(t) = V_{CE}(t) \cdot I_T(t) \tag{2.71}$$

Les pertes par commutation dans les IGBT sont obtenues en extrapolant les valeurs d'énergie dissipée données par le constructeur selon une approximation linéaire en fonction des tensions et des courants observés lors des commutations. Ainsi la puissance dissipée par amorçage et par IGBT est définie comme la somme des énergies dissipées à l'amorçage pendant une seconde :

$$P_{onT} = \sum_{i=1}^{N(I_s)} E_{on} \frac{I(i)}{I_{Eon_off}} \cdot \frac{V_{bus}}{V_{Eon_off}} \tag{2.72}$$

En effet l'énergie dissipée par amorçage IGBT E_{on} et Energie dissipée par extinction IGBT E_{off} dépendent de la résistance de grille et la température de jonction IGBT. Ici on considère que la résistance de grille (1.5Ω) et la température de jonction IGBT ($150 \text{ }^\circ\text{C}$) sont constantes, ce qui implique que les énergies de commutation E_{on} et E_{off} sont aussi constantes.

En supposant une répartition uniforme des commutations sur l'alternance positive, la valeur moyenne du courant sur l'alternance considérée peut se substituer au courant lors des commutations. Les pertes à l'amorçage par IGBT s'expriment alors par l'équation suivante :

$$P_{onT} = \frac{E_{on} \cdot I_{max} \cdot V_{bus}}{\pi \cdot I_{Eon_off} \cdot V_{Eon_off}} \cdot F_{com} \quad (2.73)$$

b. Calcul des pertes par commutation lors de l'extinction des transistors IGBT

Durant chaque extinction, il y a une décroissance de courant dans les IGBT et une croissance de tension collecteur-émetteur, ce qui provoque une dissipation d'énergie E_{off} (Figure 2.25).

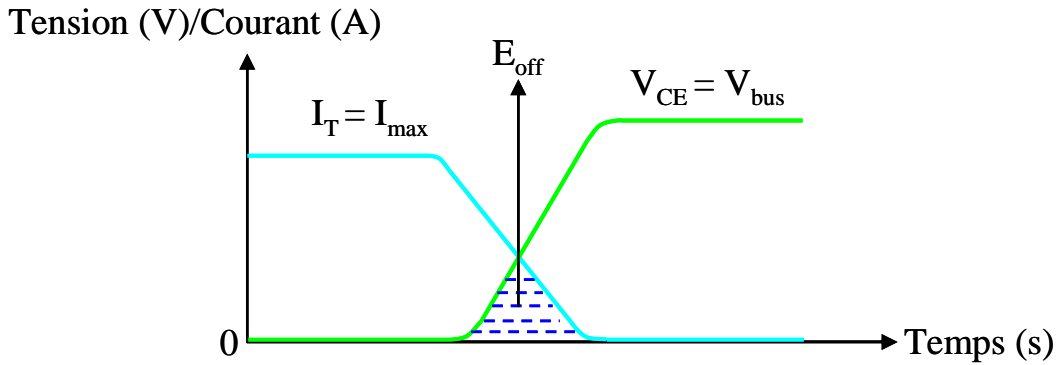


Figure 2.25 Energies de pertes dissipées par extinction de IGBT

Figure 2.25 nous montrons la surface (traits pointillés) qui décrit l'énergie dissipée E_{off} lors du blocage des IGBT. Lors d'un blocage, la puissance dissipée dans un IGBT s'exprime par :

$$P_{offT}(t) = V_{CE}(t) \cdot I_T(t) \quad (2.74)$$

En procédant de la même manière que pour les pertes correspondant à l'extinction des IGBTs, on obtient l'équation suivante :

$$P_{offT} = \frac{E_{off} \cdot I_{max} \cdot V_{bus}}{\pi \cdot I_{Eon_off} \cdot V_{Eon_off}} \cdot F_{com} \quad (2.75)$$

C. Calcul des pertes par commutation dans les transistors de IGBT

Les pertes totales par commutations dans les IGBT s'expriment aisément en fonction des pertes liées à l'amorçage et de celles liées à l'extinction.

$$P_{comT} = P_{onT} + P_{offT} \quad (2.76)$$

2). Calcul des pertes totales dans les transistors de IGBT

Les pertes totales dans les IGBT s'expriment alors simplement par l'équation ci-dessous :

$$P_T = P_{\text{condT}} + P_{\text{comT}} \quad (2.77)$$

3). Calcul des pertes totales dans les diodes

A. Calcul des pertes par conduction dans les diodes

Les pertes dans les diodes sont obtenues en appliquant les mêmes méthodes de calculs que celles utilisées pour les IGBT et en tenant compte d'une conduction complémentaire à celle des IGBT sur chaque intervalle de période porteuse. L'équation ci-dessous permet d'exprimer les pertes par conduction dans chaque diode de l'onduleur.

$$P_{\text{condD}} = \frac{V_{F0} \cdot I_{\text{max}}}{2} \cdot \left[\frac{1}{\pi} - \frac{V_{\text{max}}}{2 \cdot V_{\text{bus}}} \cdot \cos(\varphi_{v-i}) \right] \quad (2.78)$$

B. Calcul des pertes par extinction de commutation dans les diodes

Les pertes par commutation de diodes sont essentiellement limitées aux pertes par extinction dans la mesure où les pertes à l'amorçage sont négligeables. L'énergie dissipée par commutation d'une diode est proportionnelle au courant passant dans la diode (voir Figure 2.23).

Durant chaque extinction, il y a une croissance de la tension dans la diode et une décroissance du courant circulant dans la diode. Le courant décroît jusqu'à une valeur négative, après quoi le courant reviendra à 0 Ampère. La phase d'extinction des diodes est décrite dans la Figure 2.26, dans laquelle t_{rr} est le temps de recouvrement inverse ; durant cette phase, le courant dans les diodes est négatif et est à l'origine de l'énergie dissipée par extinction des diodes E_{rr} .

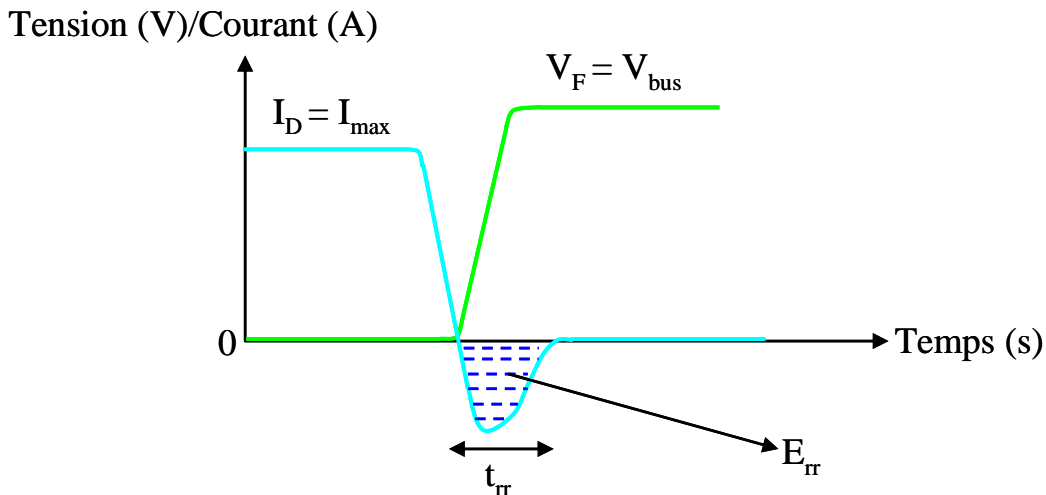


Figure 2.26 Energies de pertes dissipées par extinction de diode

Figure 2.26 nous montrons la surface (traits pointillés) qui décrit l'énergie dissipée E_{rr} lors du blocage des diodes. Lors d'un blocage, la puissance dissipée dans une diode s'exprime par :

$$P_{\text{comD}}(t) = V_F(t) \cdot I_D(t) \quad (2.79)$$

En appliquant les mêmes méthodes de calcul que pour les IGBT, si ce n'est que les pertes par commutation dans les diodes, alors les pertes ne dépendent pas de la tension de bus continu ni de la tension d'extinction mesurée par constructeur, nous pouvons alors exprimer les pertes par commutation dans chaque diode de l'onduleur :

$$P_{\text{comD}} = \frac{E_{\text{rr}} \cdot I_{\text{max}}}{\pi \cdot I_{\text{Eon-off}}} \cdot F_{\text{com}} \quad (2.80)$$

C. Calcul des pertes totales dans les diodes

Les pertes totales dans les diodes s'expriment alors par l'équation ci-dessous :

$$P_{\text{D}} = P_{\text{condD}} + P_{\text{comD}} \quad (2.81)$$

4). Calcul des pertes totales dans l'onduleur

Finalement, on en déduit les pertes totales dans les semi-conducteurs de l'onduleur :

$$P_{\text{ond}} = 6 \cdot (P_{\text{D}} + P_{\text{T}}) \quad (2.82)$$

En effet, les pertes de l'onduleur dépendent des paramètres de la vitesse de rotation, le courant I_d et le courant I_q .

Le modèle ainsi constitué permet de caractériser rapidement les pertes de l'onduleur sur toute la caractéristique de fonctionnement. La courbe de la Figure 2.27 donne l'évolution des pertes de l'onduleur en fonction de la vitesse de la machine dans les conditions données précédemment. Le rendement peut également être représenté en fonction de la vitesse comme l'illustre la courbe de la Figure 2.28. L'influence des paramètres sur le rendement est rapidement quantifiable et les gammes de vitesse à rendement optimal sont également facilement identifiables.

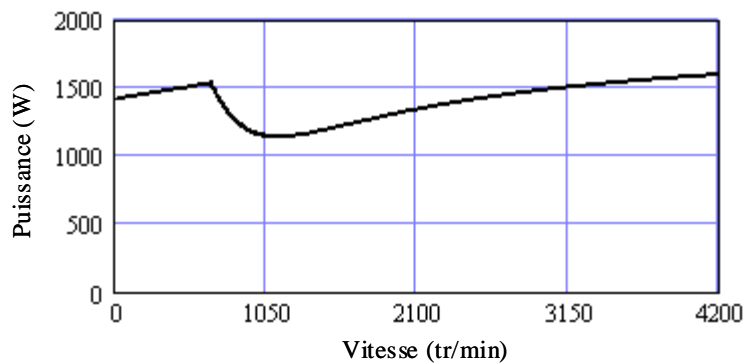


Figure 2.27 Pertes totales dans les semi-conducteurs de l'onduleur

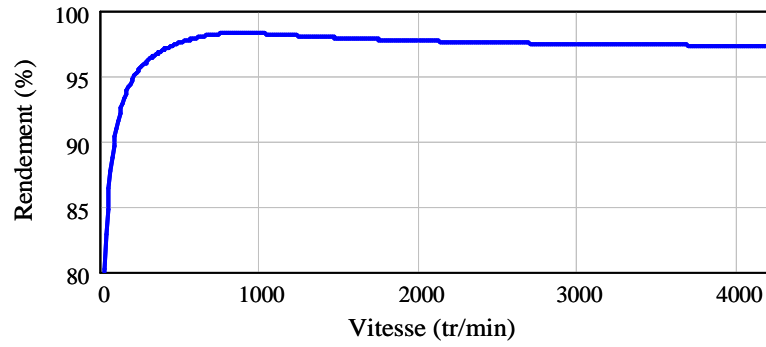


Figure 2.28 Rendement de l'onduleur

2.4.5.3. Bilan des pertes totales et rendements totaux de l'ensemble onduleur et machine électrique

La Figure 2.29 et la Figure 2.30 présentent respectivement les pertes et les rendements de la machine et l'onduleur ; nous constatons que le meilleur point de fonctionnement est autour de 1200 tr/min.

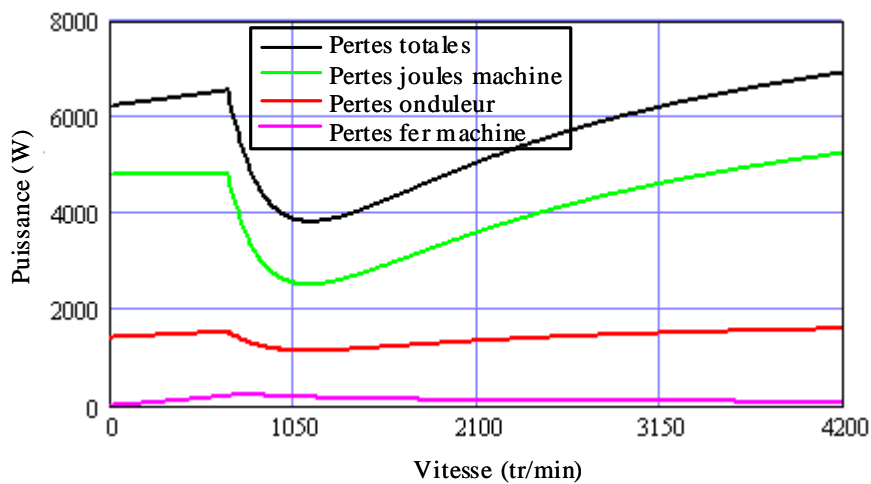


Figure 2.29 Bilan des pertes de la machine et de l'onduleur

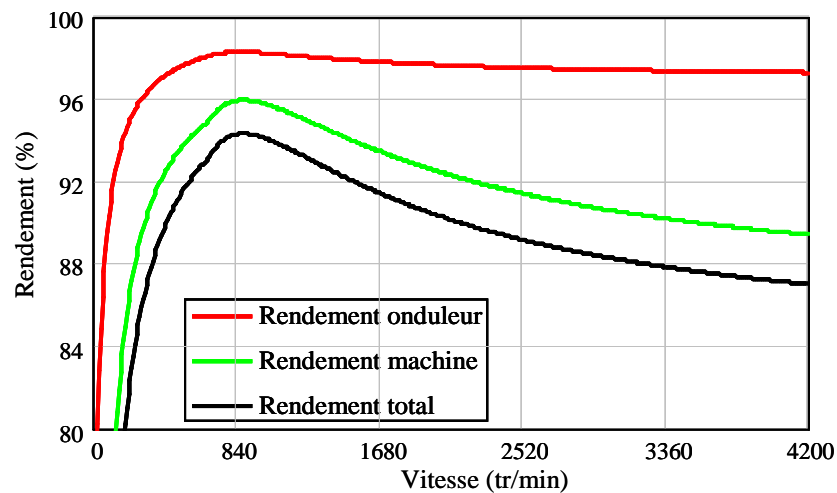


Figure 2.30 Bilan des rendements de la machine et de l'onduleur

2.4.6. Modèle thermique

Le modèle thermique est un modèle simplifié permettant de vérifier la capacité du système de refroidissement à extraire les pertes de la machine et du convertisseur.

Les machines électriques et l'électronique de puissance seront refroidies par le même circuit de refroidissement à eau. Ce dernier est caractérisé par les paramètres suivants :

- Température en entrée des moteurs électriques : 75°C .
- Pression du circuit d'eau : 3 bars.
- Débit fluide de l'eau : $D = 15$ litres/min.
- Capacité de chaleur spécifique de l'eau : $C \approx 4186 \text{ J.kg}^{-1}\text{K}^{-1}$
- Gradient de température maximal entre l'entrée et la sortie de chaque composant (moteur, convertisseur) : $\Delta T = 3^{\circ}\text{C}$.

La puissance maximale que peut extraire le système de refroidissement correspond à l'élévation maximale de 3°C de la température en sortie de la machine. On en déduit l'énergie correspondante :

$$Q = m \cdot C \cdot \Delta T \quad (2.83)$$

où la masse m dépend de la densité de l'eau d et du volume de l'eau chauffée V :

$$m = d \cdot V \quad (2.84)$$

Le volume d'eau chauffée dépend du débit d'eau D et du temps de chauffe dt :

$$V = D \cdot dt \quad (2.85)$$

La quantité d'énergie s'exprime donc par :

$$Q = d \cdot D \cdot dt \cdot C \cdot \Delta T \quad (2.86)$$

On en déduit la puissance maximale extraite pour un gradient de température ΔT :

$$P = d \cdot D \cdot C \cdot \Delta T \quad (2.87)$$

avec $d = 1 \text{ kg/l}$ et $C \approx 4186 \text{ J.kg}^{-1}\text{K}^{-1}$, soit $P = 3140\text{W}$.

Il est alors aisé de vérifier que les pertes de la machine et du convertisseur sont compatibles avec cette puissance maximale. Ajoutons que le système de refroidissement doit être dimensionné pour que le coefficient de convection entre les conduites d'eau et l'eau soit compatible avec la quantité de chaleur à extraire.

2.4.7. Optimisation locale pour la machine de ARCHYBALD de 70kW

2.4.7.1. Stratégies de l'optimisation locale

Dans cette partie, nous étudions l'optimisation locale car cette optimisation sera focalisé sur le système machine+convertisseur, par rapport à cette stratégie, l'optimisation globale est expliquée dans le Chapitre 3.

L'optimisation est réalisée par intermédiaire du logiciel Pro@Design basé sur l'algorithme SQP (Sequential Quadratic Programming). L'optimisation effectuée est de type multicritère et la multi-contraainte. Les modèles de la Figure 2.31 (décrit plus haut) permettent d'obtenir le comportement global de la chaîne de traction.

Les contraintes sont liées avec les grandeurs du modèle mécanique, du modèle magnétique, du modèle électrique et du modèle thermique, etc. La fonction objectif est composée de plusieurs critères qui sont pondérés par des coefficients de pondération associés, en se basant sur les points de fonctionnement considérés. Selon le niveau de priorité de chaque critère, les coefficients de pondération permettent d'adapter le degré de sensibilité à chaque critère. Comme il ne sera pas possible de trouver la valeur optimale pour chaque critère en même temps, le point clé sera de trouver le meilleur compromis possible. À ce niveau, l'expérience du concepteur et/ou sa liberté de choix permettront d'effectuer le dimensionnement final en retenant une pondération particulière des critères.

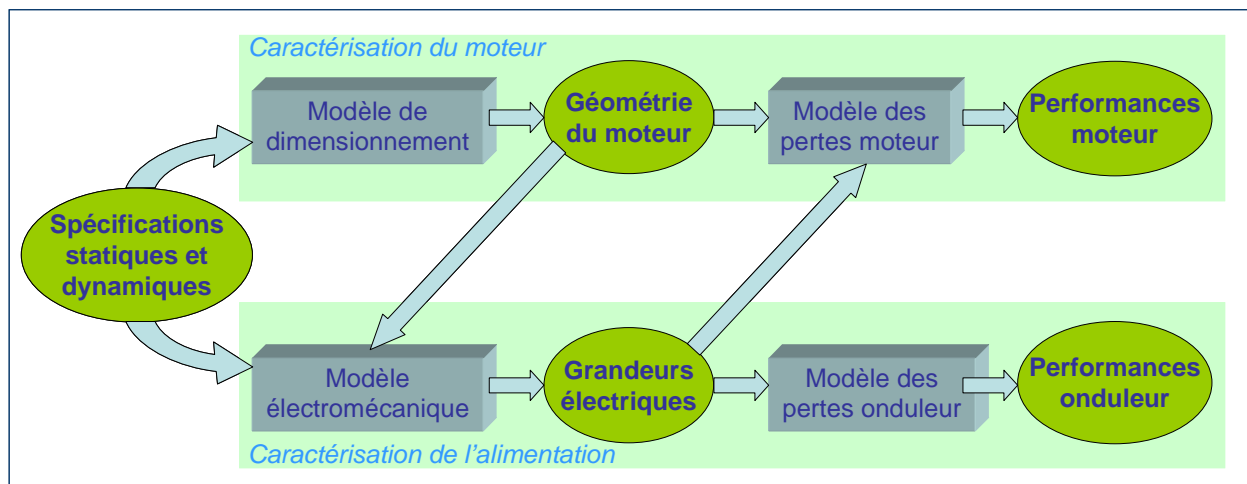


Figure 2.31 Découpage des composants de l'optimisation

Dans cette partie, toutes les optimisations sont basées sur l'hypothèse décrite au début de ce chapitre. Le cahier des charges peut se réduire à considérer 3 points de fonctionnement, donc les optimisations sont réalisées en considérant ces 3 points de fonctionnement (voir Figure 2.32).

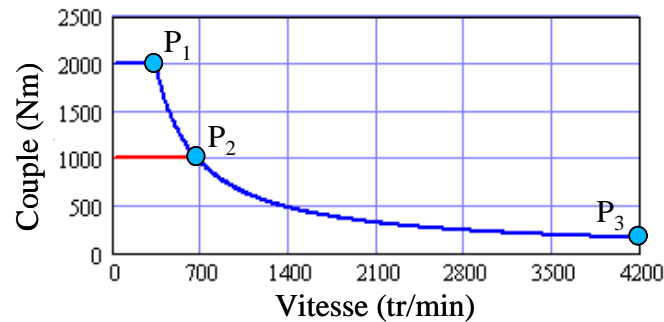


Figure 2.32 Trois points de fonctionnement de la machine électrique

2.4.7.2. Contraintes principales

Toutes les optimisations sont réalisées avec certaines contraintes. Ces contraintes pourront être des conditions imposées par le cahier des charges ou des conditions de fonctionnement liées à des aspects mécaniques, magnétiques, électriques, thermiques, etc. Généralement, nous pouvons distinguer tous les contraintes en deux groupes : les contraintes concernant les grandeurs d'entrées du modèle et celles concernant les grandeurs de sortie. Nous énumérons ci-après uniquement les contraintes principales qui influencent le plus notablement les résultats d'optimisation.

1). Contraintes sur les grandeurs d'entrées

Nous détaillons dans ce paragraphe l'ensemble des contraintes imposées sur les paramètres d'entrée du modèle, c'est-à-dire les paramètres minimaux que le modélisateur doit connaître pour calculer l'ensemble des paramètres d'un modèle.

- Courants de bobinages du stator de la machine

Les contraintes de courants I_d de 3 points de fonctionnement sont définies de telle sorte que :

$$\begin{cases} I_{d_1} = 0A \\ I_{d_2} = 0A \\ -1000A < I_{d_3} < 0A \end{cases} \quad (2.88)$$

Comme la machine se défluxera à partir du point de fonctionnement nominal, nous fixons la valeur du courant I_d sur le premier et le deuxième point de fonctionnement $I_{d1}=0$ et $I_{d2}=0$. Pour le troisième point de fonctionnement, le courant I_d sera négatif car I_d crée un flux de réaction d'induit, qui doit compenser une partie de flux créé par les aimants. La borne inférieure à -1000 A n'est pas vraiment une valeur de limite, elle est plutôt une grande valeur qui est largement suffisante par rapport à la valeur initiale de ce paramètre, afin que l'algorithme d'optimisation puisse trouver une solution globale et non locale ; a priori, l'optimisation du rendement doit permettre de converger vers une valeur plus faible de $I_{d,3}$.

Les contraintes des courants I_q des 3 points de fonctionnement sont définies comme :

$$\begin{cases} 0A < I_{q_{-1}} < 1000A \\ 0A < I_{q_{-2}} < 1000A \\ 0A < I_{q_{-3}} < 1000A \end{cases} \quad (2.89)$$

Pour la même raison, nous ne limitons pas les courants. Le courant $I_{q_{-3}}$ est plus faible que les deux autres, car pour le couple du troisième point de fonctionnement est plus faible que le couple des deux autres.

– Vitesses de rotation de la machine

Les contraintes sur les vitesses de rotation de la machine sont imposées par le cahier des charges :

$$\begin{cases} N_{-1} = 334 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \\ N_{-2} = 668 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \\ N_{-3} = 4200 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \end{cases} \quad (2.90)$$

– Nombre de spires d'une phase de la machine

Le nombre de spires d'une phase de la machine ne sera pas limité, il pourra être contraint comme suit et si la butée maximale est atteinte, cette butée pourra être augmentée de façon à libérer le nombre de spires :

$$0 < N_{cc} < 100 \quad (2.91)$$

– Températures de cuivres de la machine

Les températures de cuivre des bobinages de la machine sont contraintes comme suit :

$$\begin{cases} T_{cu0} = 273.15K \\ T_{cu_{-1}} = 393.15K \\ T_{cu_{-2}} = 373.15K \\ T_{cu_{-3}} = 353.15K \end{cases} \quad (2.92)$$

Comme la température de cuivre des bobinages diminuera lorsque la vitesse de rotation augmentera (car le couple diminue en même temps), nous considérons empiriquement des températures décroissantes de cuivre du point de fonctionnement 1 au point de fonctionnement 3. Le dispositif de refroidissement devra être capable de maintenir ces températures.

– Tension de bus continu

La tension continue de bus est constante et fixée par le cahier des charges :

$$V_{bus} = 540V \quad (2.93)$$

Il pourrait être intéressant d'utiliser une tension continue de bus variable, ce qui permettrait probablement d'améliorer les performances des batteries et des supercondensateurs, ainsi que des convertisseurs continus associés. Ce choix n'a pas été retenu dans l'optimisation présentée ici.

– Ouverture d’encoche

L’ouverture d’encoche est contrainte comme suit :

$$2\text{mm} < b_2 < 5\text{mm} \quad (2.94)$$

Cette contrainte est liée au bobinage : l’ouverture d’encoche doit être suffisante pour pouvoir disposer les conducteurs dans l’encoche en les faisant passer par l’isthme d’encoche.

– Profondeur d’encoche

Les contraintes sur la profondeur d’encoche sont définies comme suit :

$$0\text{mm} < d_s < 100\text{mm} \quad (2.95)$$

La profondeur d’encoche n’est pas limitée manuellement. En effet, la prise en compte de l’inductance de fuite et du défluxage devrait permettre de conduire à une encoche bien dimensionnée et résultant d’un compromis entre l’encombrement de la machine et le courant maximal du convertisseur et ses pertes.

– Epaisseur de la culasse du rotor

Les contraintes sur l’épaisseur de la culasse du rotor sont définies comme suit :

$$5\text{mm} < e_{cr} < 20\text{mm} \quad (2.96)$$

Les valeurs de ces contraintes sont choisies empiriquement et pourront être adaptées le cas échéant si l’optimisation conduit à se trouver en butée haute ou basse.

– Epaisseur de la culasse du stator

Les contraintes sur l’épaisseur de la culasse du stator sont définies comme pour le rotor :

$$5\text{mm} < e_{cs} < 20\text{mm} \quad (2.97)$$

– Epaisseur des aimants

Les contraintes sur l’épaisseur des aimants sont définies comme suit, plus ou moins arbitrairement :

$$3\text{mm} < e_m < 10\text{mm} \quad (2.98)$$

– Epaisseur de l’entrefer

Les contraintes sur l’entrefer sont définies comme suit :

$$1\text{mm} < g < 2\text{mm} \quad (2.99)$$

Cette contrainte est liée au frettage des aimants. Lorsque la machine tourne en haute vitesse, les aimants risquent de se décoller de la culasse du rotor par la force centrifuge. Donc, pour des raisons de sécurité, il est nécessaire de réaliser un frettage des aimants. Du point de vue physique (magnétique et électrique), le matériau utilisé pour le frettage peut être considéré comme de l’air, et la bonne tenue mécanique impose une épaisseur de frettage des aimants de l’ordre de 0.5 mm. Ensuite, nous admettons que l’entrefer mécanique doit être supérieur à 0.5 à 1 mm pour éviter tout problème mécanique. Quoi qu’il en soit, l’optimisation des performances (hors pertes fer) conduit le plus souvent à une maximisation de l’induction dans l’entrefer, donc à une minimisation de l’épaisseur de l’entrefer.

- Rapport entre la largeur de dent et la largeur d’encoche

La contrainte du rapport entre la largeur de dent et la largeur d’encoche est définie comme :

$$1 < k_w < 1.5 \quad (2.100)$$

Ce rapport est supérieur à 1, qui permet d’élargir un peu la dent par rapport à la largeur d’encoche afin d’éviter la saturation magnétique. Ce rapport est aussi limité à 1.5, cette valeur est choisie empiriquement en considérant l’aspect mécanique de réalisation, en fait il faut que la largeur d’encoche soit suffisante pour faciliter le bobinage du stator.

- Longueur active de machine

La contrainte de la longueur active de la machine est contrainte comme suit :

$$100\text{mm} < l_r < 1000\text{mm} \quad (2.101)$$

En effet la valeur maximale de la longueur active de machine n’est pas limitée en elle-même, mais elle sera limitée naturellement par la longueur totale incluant l’épaisseur des têtes de bobines. Quant à la valeur minimale de la longueur active de machine, elle est fixée à 100 mm, mais pourra être adaptée si l’optimisation conduit à cette butée basse.

- Nombre de paires de pôles

La contrainte du nombre de paires de pôles est fixé en fonction des résultats obtenus avec le modèle analytique 1 de pré-dimensionnement :

$$p = 6 \quad (2.102)$$

Il est à noter que des optimisations avec la variable p libre ont toutes conduit à une valeur proche de 6 (l’optimiseur ne prend pas en compte le nombre entier et optimise dans un espace continu).

- Rayon d’alésage

Le rayon d’alésage est contraint comme suit :

$$0\text{mm} < r_s < 1000\text{mm} \quad (2.103)$$

En fait le rayon d’alésage n’est pas limité lui-même, mais il sera limité naturellement par le rayon extérieur de la machine.

- Coefficients de pondération pour l’objet optimal

Cela est un point clé à définir lors de l’optimisation. Les détails de choix des coefficients de pondération sont expliqués dans le paragraphe 2.4.7.4. . Les coefficients de pondération permettent de trouver une solution optimale qui est un compromis entre chaque critère, autrement dit chaque critère ne sera pas optimisé individuellement, mais la solution résultera d’un compromis imposé par de l’importance relative de chaque critère, c’est-à-dire par les valeurs numériques des coefficients de pondération.

On peut noter que le coefficient de pondération de la masse totale de machine k_m est beaucoup plus grande par rapport aux 3 autres coefficients pour les pertes en différents points de fonctionnement. Comme les pertes sont en unité de watt et la masse est unité de kilogramme, les valeurs numériques des pertes sont beaucoup plus grandes que celle de la masse.

2). Contraintes sur les grandeurs de sorties

Nous détaillons dans ce paragraphe l'ensemble des contraintes imposées sur les paramètres de sortie du modèle, c'est-à-dire les paramètres qui résultent d'un calcul.

- Induction maximale dans les différentes parties de la machine

Les contraintes d'inductions maximales dans les différentes parties de la machine sont définies comme suit :

$$\begin{cases} 0 < B_{cs\max} < 1.3T \\ 0 < B_{d\max} < 1.5T \\ 0 < B_{rot\max} < 1.3T \end{cases} \quad (2.104)$$

Les inductions sont limitées afin que la machine ne fonctionne pas en trop forte saturation. La modélisation de la saturation serait une solution pour contourner ces contraintes.

- Couple électromagnétique

Les contraintes sur les couples électromagnétiques des 3 points de fonctionnement sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em_1} = 2000Nm \\ C_{em_2} = 1000Nm \\ C_{em_3} = 159Nm \end{cases} \quad (2.105)$$

Ces valeurs sont déduites par la puissance mécanique et les vitesses de rotation aux 3 points de fonctionnement définis par le cahier des charges.

- Vitesse maximale périphérique des aimants du moteur électrique

La vitesse maximale périphérique des aimants de la machine est limitée à 110 m/s. Elle dépend de la vitesse maximale de rotation et du rayon du rotor. Cette contrainte limite la vitesse périphérique qui est déterminée de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{peri} = \Omega_{\max} \cdot R_{rot} \\ 0 \frac{m}{s} \leq V_{peri} \leq 110 \frac{m}{s} \end{cases} \quad (4.1)$$

- Différence entre les ouvertures b3 et b2

Cette contrainte est définie telle que :

$$2mm < \Delta b_2 < 10mm \quad (2.106)$$

Cette contrainte s'explique mécaniquement par le fait que la largeur b2 ne peut jamais être supérieure à b3.

- Fonction objectif à optimiser

Le logiciel CADES nécessite de contraindre la fonction objectif :

$$0 < J < 10000 \quad (2.107)$$

Cette contrainte est utile au fonctionnement numérique de l'algorithme d'optimisation mais n'a pas de signification physique.

- Valeur efficace de la densité de courant d'une phase

Dans la mesure où nous n'avons pas implanté de modèle thermique permettant le calcul des échauffements des différentes parties de la machine, il est plus sage de contraindre la valeur efficace de la densité de courant dans une phase pour les 3 points de fonctionnement :

$$\begin{cases} 0A/mm^2 < J_{\text{eff}_1} \leq 10A/mm^2 \\ 0A/mm^2 < J_{\text{eff}_2} \leq 10A/mm^2 \\ 0A/mm^2 < J_{\text{eff}_3} \leq 10A/mm^2 \end{cases} \quad (2.108)$$

- Longueur totale de la machine du cahier des charges

La longueur totale de machine est contrainte comme suit :

$$0\text{mm} < L_{\text{tot}} < 570\text{mm} \quad (2.109)$$

Cette contrainte est définie par le cahier des charges en considérant l'agencement mécanique des composants dans le véhicule.

- Rayon extérieur de la machine du cahier des charges

Pour les mêmes raisons d'encombrement, le rayon extérieur de la machine est contraint comme suit :

$$0\text{mm} < R_{\text{ext}} < 170\text{mm} \quad (2.110)$$

- Valeur efficace des tensions d'alimentation de la machine

La valeur efficace des tensions d'alimentation de la machine est contrainte pour les trois points de fonctionnement :

$$\begin{cases} 0 < V_{\text{eff}_1} < 190.92 \\ 0 < V_{\text{eff}_2} < 190.92 \\ 0 < V_{\text{eff}_3} < 190.92 \end{cases} \quad (2.111)$$

Ces contraintes sont imposées par la tension de bus et par le mode de commande de l'onduleur.

2.4.7.3. Critères choisis

Le critère utilisé combine la minimisation de la masse de la machine électrique, et l'optimisation du rendement de l'ensemble onduleur machine en différents points de fonctionnement, la fonction de l'objet à optimiser est exprimé de telle manière que :

$$J = k_m \cdot M_{\text{moteur}} + k_1 \cdot P_{\text{motond}_1} + k_1 \cdot P_{\text{motond}_2} + k_2 \cdot P_{\text{motond}_3} \quad (2.112)$$

Les facteurs de pondération k_m , k_1 , k_2 , k_3 permettent d'adapter la prépondérance sur l'optimisation de la masse M_{moteur} et des pertes totales P_{motond_1} , P_{motond_2} , P_{motond_3} , et d'orienter le caractère optimal des pertes totales en fonction de la zone de vitesse de la machine (facteurs d'utilisation).

2.4.7.4. Résultat de l'optimisation

En ce qui concerne la stratégie et l'algorithme de l'optimisation, plus de détails sont expliqués dans le chapitre 3. Lors de l'optimisation, un point clé consiste à déterminer ou choisir les coefficients de pondération ; ce choix est lié à la sensibilité de chaque critère sur le résultat d'optimisation. Dans ce cadre, après avoir analysé les sensibilités de la masse et des pertes totales, nous avons choisi une solution de compromis entre les deux critères choisis. Cette évaluation est décrite par 7 points discrets dans la Figure 2.33, les solutions ont été choisies discrètement. D'après le Tableau 3.7, nous avons comparé la masse, le volume, les pertes totales, pour la machine initiale (point 1) non optimisée et la machine finale optimisée. Par rapport à la solution initiale, notons que la machine finale (point 3) dispose d'une masse plus faible, mais ses pertes totales sont plus élevées. Mais ici la priorité de critère est la masse, ce qui nous permet de donner une solution où la masse est relativement minimale et les pertes sont admissibles. Pour aller plus loin, il est possible de continuer minimiser la masse, par exemple le point 4 est aussi une solution optimale, mais cela conduit à une augmentation des pertes, et les pertes auront dépassé la limite admissible. Le Tableau 2.7 énumère les caractéristiques principales de cette machine de 70 kW, et plus de paramètres sont énumérés dans l'Annexe.

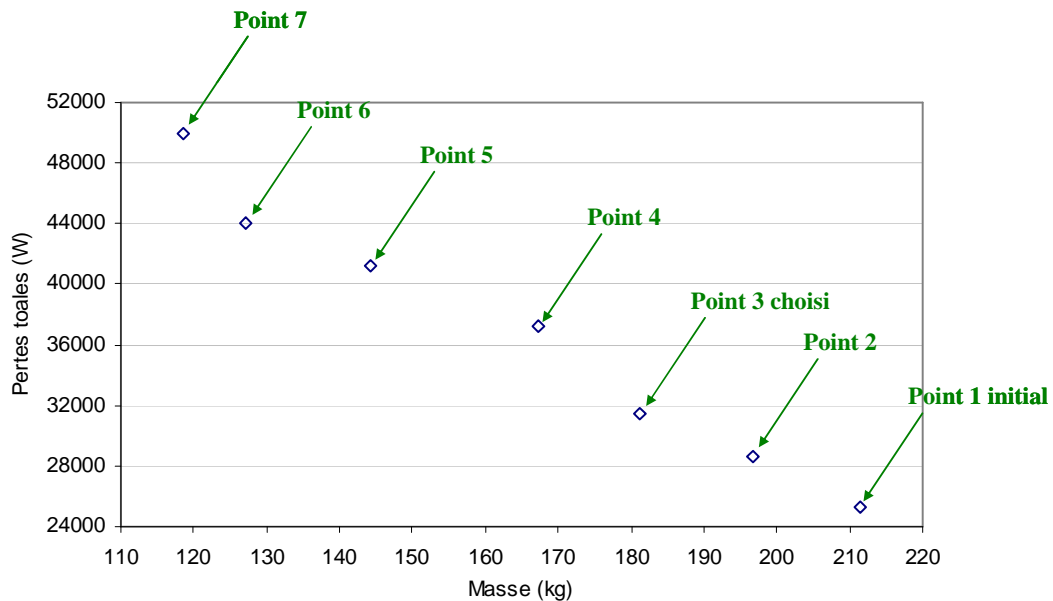


Figure 2.33 Pertes totales en fonction de la masse pour la machine de 70 kW

Tableau 2.6 Résultat d'optimisation pour la machine de 70 kW

	Machine initiale	Machine finale
Masse (kg)	211,4	181,2
Volume(l)	51,4	49,8
Pertes totales de 3 points de fonctionnement (W)	25310	31403

Tableau 2.7 Performances principales de la machine de 70kW

Paramètre	Valeur	Unité
Puissance électromagnétique en point de fonctionnement 1	70	kW
Puissance électromagnétique en point de fonctionnement 2	70	kW
Puissance électromagnétique en point de fonctionnement 3	70	kW
Couple électromagnétique en point de fonctionnement 1	2000	N.m
Couple électromagnétique en point de fonctionnement 2	1000	N.m
Couple électromagnétique en point de fonctionnement 3	159	N.m
Vitesse de rotation en point de fonctionnement 1	668	Tr/min
Vitesse de rotation en point de fonctionnement 2	334	Tr/min
Vitesse de rotation en point de fonctionnement 3	4200	Tr/min
Pertes totales de la machine et l'onduleur en point de fonctionnement 1	16484.1	W
Pertes totales de la machine et l'onduleur en point de fonctionnement 2	4985.9	W
Pertes totales de la machine et l'onduleur en point de fonctionnement 3	9933.2	W
Rendement total de la machine et l'onduleur en point de fonctionnement 1	80.9	%
Rendement total de la machine et l'onduleur en point de fonctionnement 2	93.4	%
Rendement total de la machine et l'onduleur en point de fonctionnement 3	87.6	%
Masse totale de la machine électrique	181.2	kg
Encombrement total de la machine électrique	49.8	litre
Longueur totale de la machine électrique	548.7	mm
Rayon extérieur de la machine électrique	170	mm
Rayon intérieur de la machine électrique	99.9	mm
Nombre de spires	6	-----
Nombre de paire de pôles	6	-----
Nombre d'encoches	36	-----

2.4.8. Validation par FLUX2D des performances de la machine de 70kW avec des aimants d'épaisseur constante

La simulation de la machine électrique en utilisant la méthode des éléments finis avec le logiciel FLUX2D permet de valider la partie relative à la machine électrique du modèle analytique utilisé pour le dimensionnement optimal de la machine et du convertisseur. Les erreurs sur les résultats obtenus permettront de valider, compléter ou corriger le modèle analytique. La modélisation numérique s'effectue classiquement en suivant les étapes suivantes :

- Définition de la géométrie de la machine : elle a été décrite lors de la présentation du modèle analytique ; les paramètres géométriques du modèle sont donnés par le résultat de l'optimisation ;
- Maillage de la géométrie (cf. Figure 2.34) ;
- Définition des propriétés physiques : on définit les matériaux utilisés pour les aimants, la culasse statorique, et les tôles rotoriques ;
- Définition du circuit d'alimentation : permet de définir de façon automatique les courants d'alimentation de la machine pour les différents points de fonctionnement ;
- Configuration du solveur et résolution.

La machine ayant 6 paires de pôle, seule une symétrie élémentaire de la machine, c'est-à-dire une paire de pôle, sera décrite. Les problèmes seront résolus en magnéto-transitoire de façon à modéliser les courants de Foucault circulant dans les aimants.

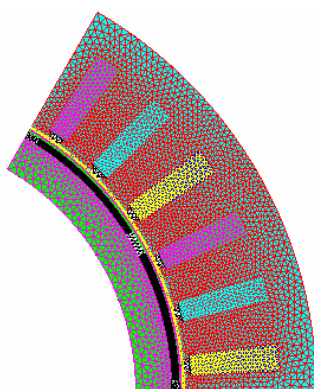


Figure 2.34 Le maillage d'une machine électrique

Dans les parties suivantes, les résultats obtenus pour différents modes de fonctionnement seront présentés :

- A vide pour évaluer la f.é.m, le couple de détente, l'induction magnétique dans l'entrefer et le flux magnétique ;
- En court-circuit pour déterminer l'inductance cyclique ;
- En charge pour valider la possibilité d'obtenir le bon couple à la bonne vitesse avec la bonne tension d'alimentation.

2.4.8.1. Simulation à vide au point de fonctionnement nominal

La simulation en génératrice à vide nous permet de comparer avec les résultats du modèle analytique les valeurs de l'induction radiale dans l'entrefer créée par les aimants, celles du flux magnétique enlacé par une phase et celles de la force électromotrice. La simulation à vide permet de visualiser la forme de la force électromotrice et de contrôler l'amplitude de son fondamental. Le couple de détente peut aussi être évalué. La Figure 2.35 présente la répartition des lignes de champ

magnétique à vide : on peut constater l'existence de quelques lignes de champ associées à des fuites magnétiques dans les dents ; ces fuites peuvent en particulier être renforcées par la saturation du circuit magnétique statorique.

La Figure 2.36 représente le dégradé d'induction magnétique dans les différentes parties de la machine électrique. A partir des couleurs associées, nous pouvons constater que l'induction maximale dans la machine est voisine de 1.721 T.

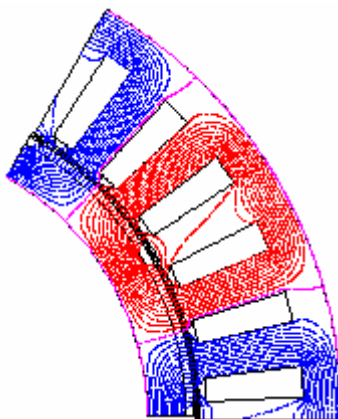


Figure 2.35 Répartition des lignes de champ magnétique à vide pour la machine des aimants d'épaisseur constante

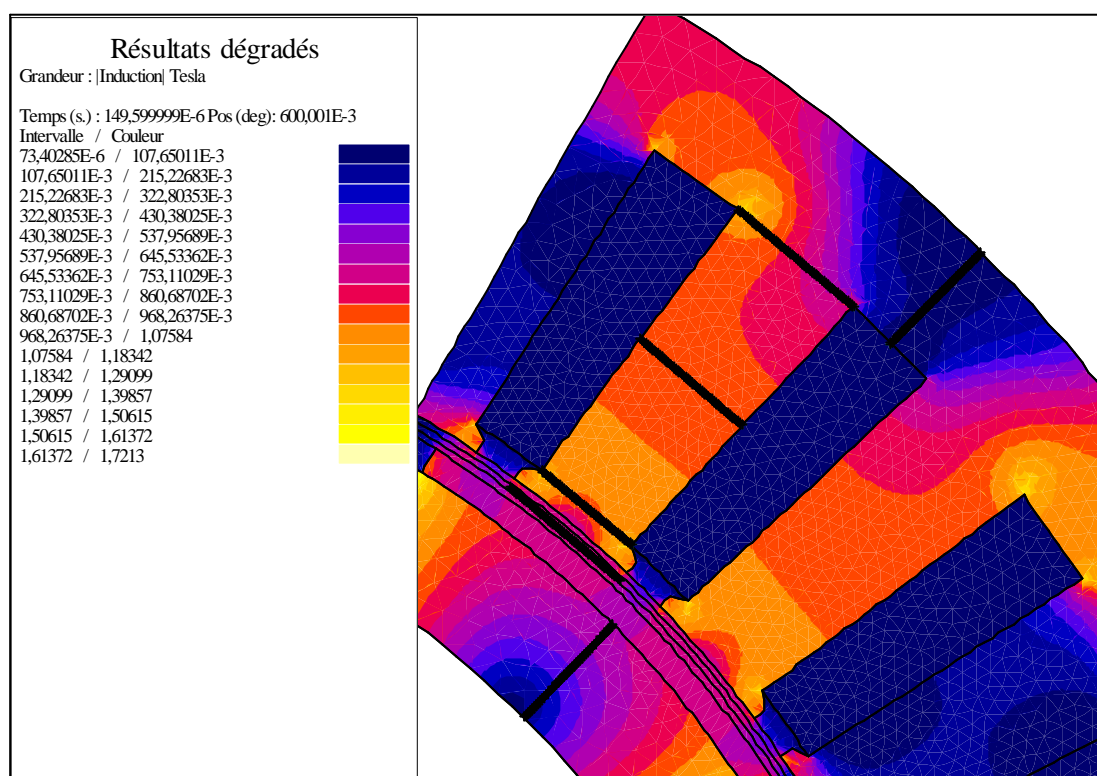


Figure 2.36 Dégradé d'inductions magnétique à vide pour la machine des aimants d'épaisseur constante

1). Induction radiale dans l'entrefer créée par les aimants

La Figure 2.37 présente l'induction radiale dans l'entrefer créée par les aimants, la forme de l'induction est trapézoïdale. Les valeurs fondamentales des inductions dans les différentes parties de la machine données par le modèle numérique et par le modèle analytique ont été énumérées dans le Tableau 2.8. L'induction est difficile à évaluer précisément, cela est lié à la complexité de la répartition des inductions magnétiques dans les différentes parties de la machine. La précision locale pour chaque induction est délicate à évaluer avec le modèle analytique. Nous pouvons constater la répartition des inductions magnétiques dans la Figure 2.36, où les 6 chemins tracés pour visualiser les flux dans la culasse du stator sont, dans le haut de la dent, au milieu de la dent et en bas de la dent, ainsi que dans l'entrefer et la culasse du rotor. La précision locale pour chaque induction est délicate à évaluer avec le modèle analytique.

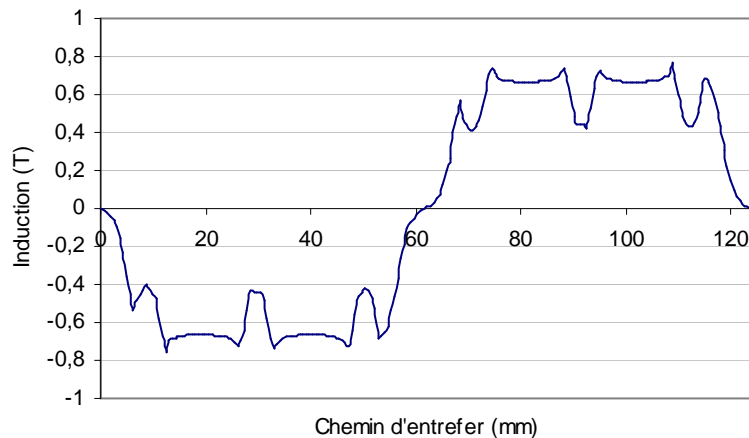


Figure 2.37 Induction radiale à vide dans l'entrefer créée par les aimants d'épaisseur constante

Tableau 2.8 Comparaison des inductions dans les différentes parties pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental d'induction dans l'entrefer (T)	0,854	0,795	7,5
Fondamental d'induction dans la culasse statorique	1,220	1,114	9,5
Fondamental d'induction en haut des dents statoriques	1,043	0,937	11,3
Fondamental d'induction au milieu des dents statoriques	1,185	1,052	12,6
Fondamental d'induction en bas des dents statoriques	1,054	1,188	11,3
Fondamental d'induction dans la culasse rotorique	1,221	0,897	36,2

2). Flux magnétique d'une phase

La Figure 2.38 présente le flux magnétique total dans une phase, la valeur fondamentale du flux donnée par le modèle numérique qui vaut 535.7 mWb, alors que celle donnée par modèle analytique est 547.5 mWb, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 2.19 %, ce qui est présenté dans le Tableau 2.9.

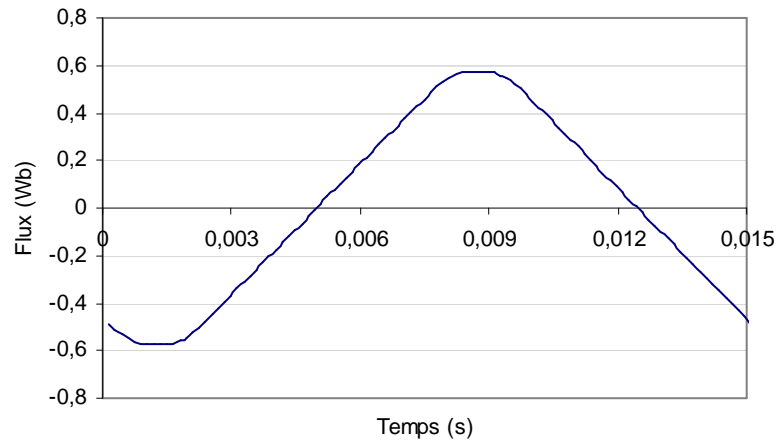


Figure 2.38 Flux magnétique à vide d’une phase pour la machine avec des aimants d’épaisseur constante

Tableau 2.9 Comparaison du flux à vide d’une phase pour la machine avec des aimants d’épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental du flux d’une phase (mWb)	547.5	535.7	2.19

3). Force électromotrice

La Figure 2.39 présente l’allure de la force électromotrice induite à vide dans une phase de la machine. Nous constatons que la forme de la f.é.m est quasiment la même que celle de l’induction radiale dans l’entrefer. Cela s’explique par le fait que la f.é.m. est la dérivée temporelle du flux qui est elle-même l’intégrale spatiale de l’induction (modulée bien évidemment par le bobinage qui est ici à pas diamétral et à une encoche par pôle et par phase).

La valeur fondamentale de la f.é.m donnée par le modèle numérique qui vaut 225 V, alors que celle donnée par modèle analytique est 229.9 V, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 2.18 %, du même ordre de grandeur que l’erreur sur le flux. La comparaison est présentée dans le Tableau 3.12.

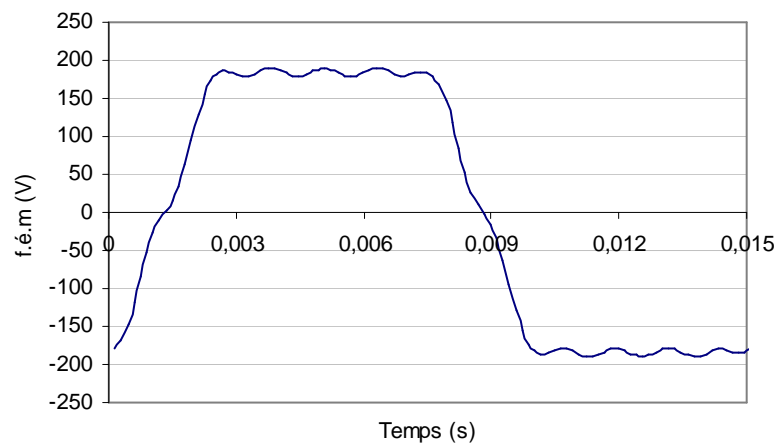


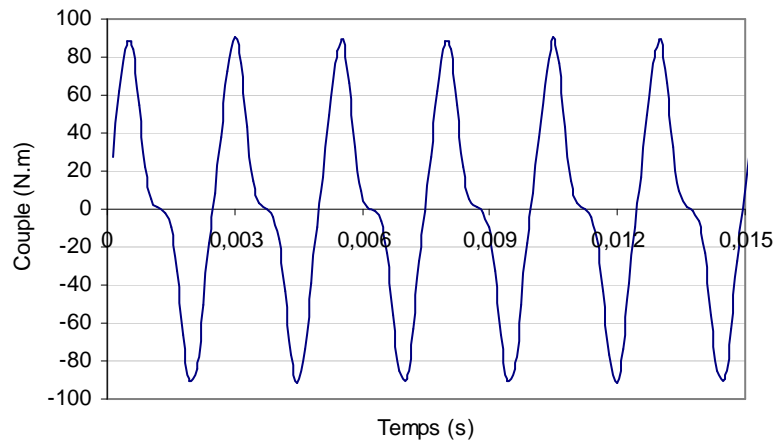
Figure 2.39 Force électromotrice à vide pour la machine avec des aimants d’épaisseur constante

Tableau 2.10 Comparaison de la f.é.m avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental de la f.é.m (V)	229.9	225	2.18

4). Couple de détente

La Figure 2.40 présente le couple de détente à vide pour la machine entière, provoqué par l'effet de denture. L'ondulation du couple de détente est voisine de 180 N.m, cela peut être amélioré par un changement de la forme d'aimants, ce qui est expliqué dans la partie suivante.


Figure 2.40 Couple de détente à vide pour la machine entière avec des aimants d'épaisseur constante

2.4.8.2. Simulation en court-circuit au point de fonctionnement nominal

Une simulation en court-circuit nous permet de calculer l'inductance cyclique à partir de l'expression suivante :

$$L_c^{F2D} = \frac{1}{\omega_{\text{dim}}} \sqrt{\left(\frac{E_1^{F2D}}{I_{\text{ccl}}^{F2D}}\right)^2 - R_s^2} \quad (2.113)$$

Où

L_c^{F2D} : inductance cyclique du modèle numérique

ω_{dim} : pulsation électrique nominale du modèle analytique

E_1^{F2D} : fondamental de la f.é.m du modèle numérique

I_{ccl}^{F2D} : fondamental du courant en court-circuit du modèle numérique

R_s : résistance d'une phase du modèle analytique

L'inductance cyclique joue un rôle important dans l'aptitude au défluxage de la machine. Il s'agit donc d'un paramètre clé du modèle analytique, dans un objectif de bien connaître le courant I_d à appliquer en mode de défluxage et donc de bien connaître les pertes et le rendement à haute vitesse.

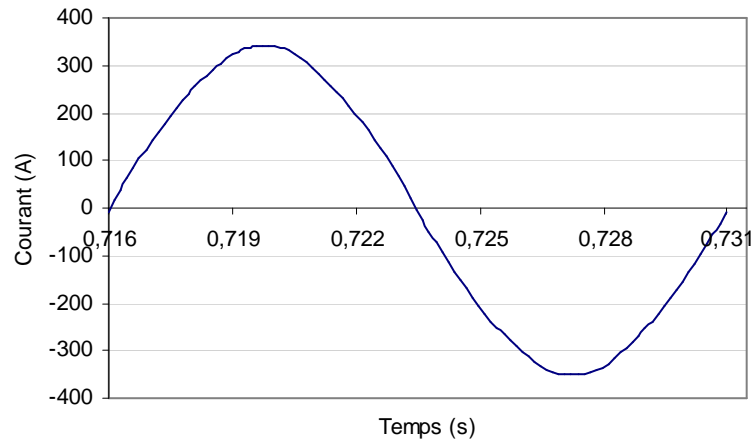


Figure 2.41 Courant de court-circuit pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

La Figure 2.41 donne l'allure du courant de court-circuit dans une phase, obtenu en régime permanent. La valeur fondamentale du courant de court-circuit du modèle numérique est 342.405 A et la valeur de la résistance d'une phase est 52.32 mΩ. D'après l'équation précédente, nous en déduisons la valeur de l'inductance cyclique du modèle numérique qui vaut 1.56 mH, alors que celle donnée par le modèle analytique est 1.438 mH, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 7.82 %, ce qui est présenté dans le Tableau 2.11.

Tableau 2.11 Comparaison de l'inductance cyclique avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental de l'inductance (mH)	1.438	1.56	7.82

2.4.8.3. Simulation en charge au point de fonctionnement nominal

La simulation en charge à vitesse nominale nous permet de calculer le couple électromagnétique crée par la machine. La simulation en charge est effectuée en utilisant les valeurs de courant données par le modèle analytique (amplitude et déphasage dépendant du couple et du défluxage). La Figure 2.42 illustre le couple en charge à vitesse nominale sans défluxage, c'est-à-dire pour un courant en phase avec la f.é.m. (obtenue à vide). Nous constatons que l'ondulation du couple est voisine de 180 N.m. Cela est provoqué par le couple de réluctance. Le couple électromagnétique moyen vaut quant à lui 972.7 N.m, alors que la valeur donnée par le modèle analytique est 1000 N.m, soit une erreur relative de 2.73 %. La comparaison est présentée dans le Tableau 2.12.

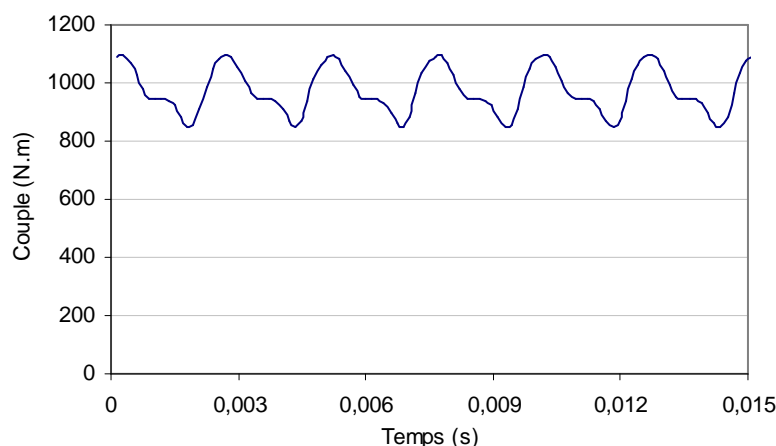


Figure 2.42 Couple électromagnétique en charge au point de fonctionnement nominal pour la machine entière avec des aimants d'épaisseur constante

Tableau 2.12 Comparaison du couple électromagnétique en charge au point de fonctionnement nominal pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Couple électromagnétique moyen (N.m)	1000	972.7	2.73

2.4.8.4. Simulation en charge au point de fonctionnement boost

La simulation en charge au point de fonctionnement boost nous permet de comparer le couple électromagnétique maximal en régime transitoire (duré de 30 s). La simulation en charge en boost est effectuée en doublant la valeur maximale du courant d'alimentation, par rapport à celle utilisée en vitesse de demi de la valeur nominale, afin de maintenir la même puissance que celle au point nominal.

La Figure 2.43 illustre le couple en charge en mode boost sans défluxage, c'est-à-dire pour un courant en phase avec la f.é.m. (obtenue à vide). Nous constatons que l'ondulation du couple est voisine de 370 N.m, ce qui est double par rapport l'ondulation du couple au point de fonctionnement nominal. Comme cette ondulation du couple est provoquée par le courant du stator, alors l'augmentation de l'ondulation est bien proportionnelle à l'augmentation des courants du stator.

Le couple électromagnétique moyen obtenu en boost vaut 1846.8 N.m, alors que celui donné par modèle analytique est 2000 N.m, soit une erreur relative entre les deux résultats de 7.66 %. Cela est lié à une faible saturation magnétique, provoquée par un courant d'alimentation élevé. La comparaison est présentée dans le Tableau 2.13.

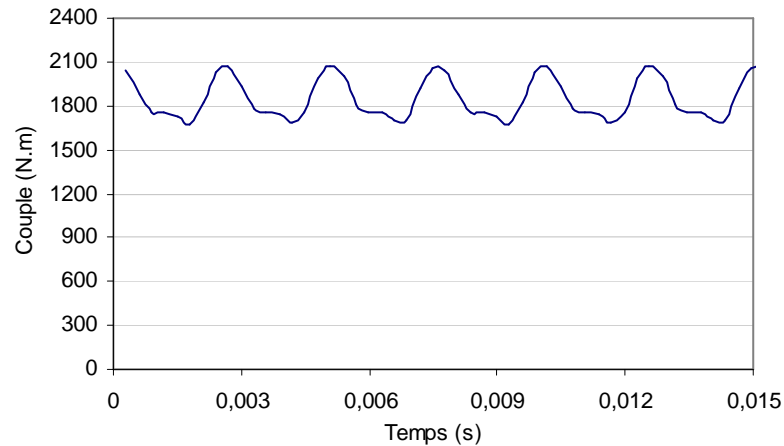


Figure 2.43 Couple électromagnétique en charge en boost pour la machine entière avec des aimants d'épaisseur constante

Tableau 2.13 Comparaison du couple électromagnétique en charge en boost pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Couple électromagnétique moyen (N.m)	2000	1846.8	7.66

2.4.8.5. Vérification de la démagnétisation pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

Cette machine sature très faiblement car nous avons limité les valeurs d'induction magnétique pour que les caractéristiques magnétiques soient en mode linéaire. Comme l'épaisseur d'aimants est faible, il est nécessaire de vérifier pour avoir un point de vue de démagnétisation. Selon les caractéristiques magnétiques des aimants, la valeur seuil du champ magnétique de démagnétisation doit être vérifiée. A ce stade, notre aimant est Néodyme Fer Bore du type N38SH, la valeur maximale admissible de H_{cj} est 1592 kA/m (voir Tableau 2.2).

Dans la Figure 2.44, nous constatons que la valeur maximale de H_{cj} dans les aimants lors de fonctionnement en boost est voisine de 940 kA/m. Cette valeur lors de fonctionnement au point nominal est encore inférieure à 940 kA/m, la machine ne sera donc pas démagnétisée.

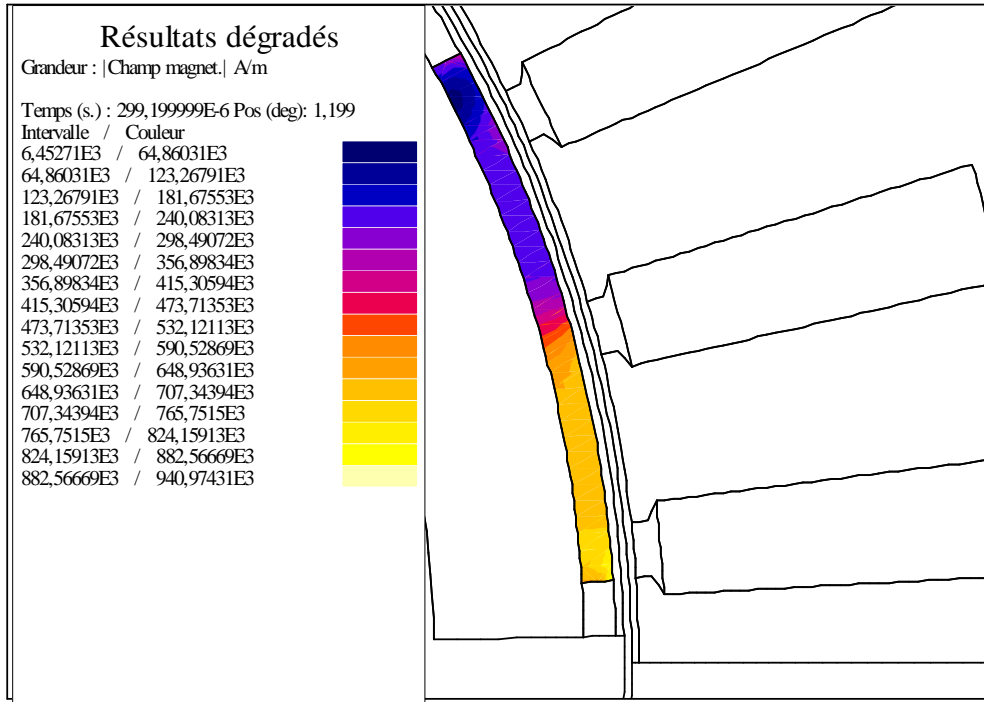


Figure 2.44 Répartition de champ magnétique en charge en boost dans un aimant d'épaisseur constante

2.4.9. Validation par Flux2d des performances de la machine de 70kW utilisant des aimants d'épaisseur non constante (résolution du problème de couple de détente)

L'ondulation du couple électromagnétique est relativement importante pour la machine précédente, ce qui est lié au couple de détente, ainsi qu'au couple de réluctance, lui même lié à la forme de la f.é.m et à celle du courant du stator.

Afin d'éliminer le couple de détente d'une part et de tendre vers une f.é.m plus sinusoïdale d'autre part, nous choisissons la forme d'aimants avec une épaisseur non constante, tout en maintenant inchangé le reste de la géométrie par rapport à la machine décrite au paragraphe précédent. La Figure 2.45 montre la forme précédente et la nouvelle forme d'aimant. Au niveau de la géométrie, nous avons raccourci faiblement le rayon intérieur de la machine et gardé la même épaisseur de la culasse rotorique. Nous analysons ci-après les performances de la machine avec aimant modifié, lors des fonctionnements à vide, ainsi qu'en charge à vitesse nominale et en boost.

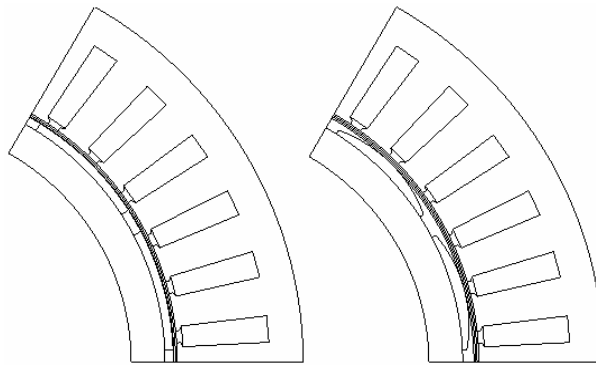


Figure 2.45 Forme des aimants d'épaisseur constante et non constante

2.4.9.1. Simulation à vide au point de fonctionnement nominal

1). Induction radiale dans l'entrefer créée par les aimants

Nous constatons la répartition des inductions magnétiques dans la Figure 2.46, nous notons que l'induction maximale dans la machine est voisine de 1.697 T. Les 6 chemins tracés pour visualiser les flux dans la culasse du stator sont, dans le haut de la dent, au milieu de la dent et en bas de la dent, ainsi dans l'entrefer et la culasse du rotor.

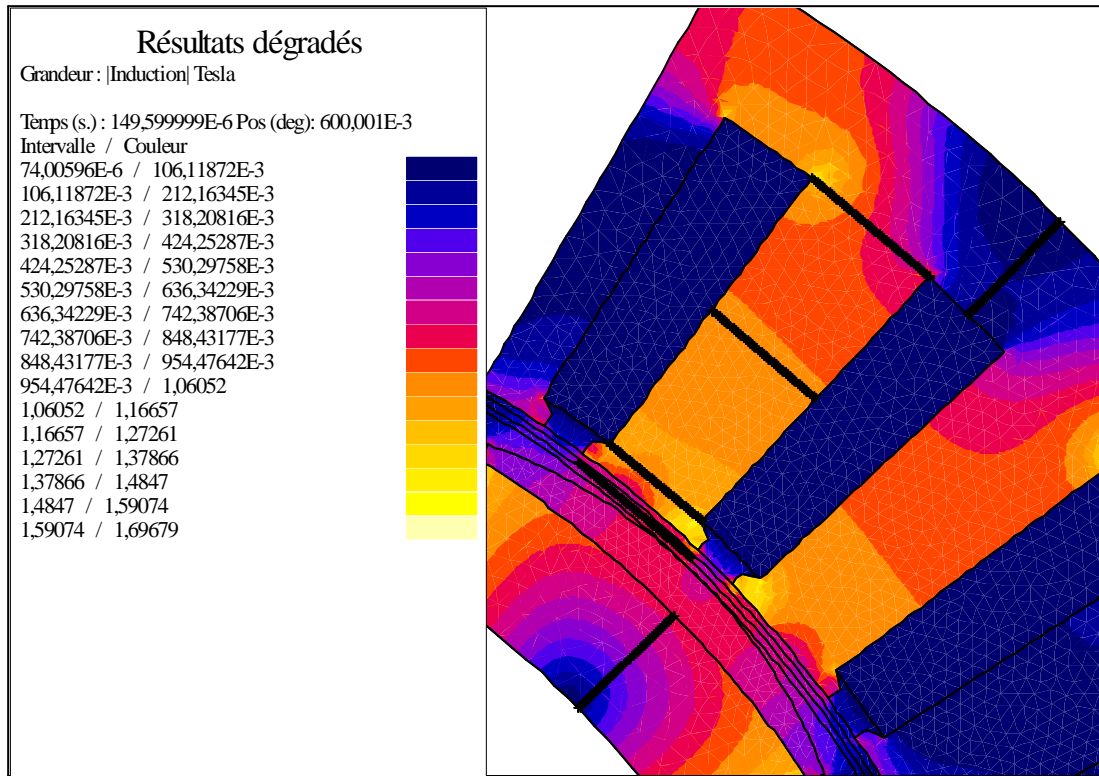


Figure 2.46 Dégradé d'inductions magnétiques à vide pour la machine des aimants d'épaisseur constante

La Figure 2.47 présente l'induction radiale dans l'entrefer créée par les aimants, la forme de l'induction est quasi-sinusoïdale. Les valeurs fondamentales des inductions dans les différentes parties de la machine, données par le modèle numérique et par le modèle analytique, ont été énumérées dans le Tableau 2.14.

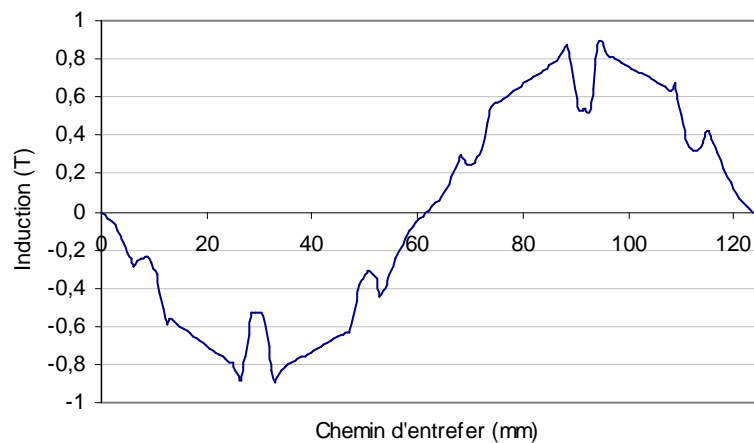


Figure 2.47 Induction radiale à vide dans l'entrefer créée par les aimants d'épaisseur non constante

Tableau 2.14 Comparaison des inductions dans les différentes parties pour la machine avec des aimants d'épaisseur non constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental d'induction dans l'entrefer (T)	0,854	0,805	6,15%
Fondamental d'induction dans la culasse statorique	1,220	1,133	7,69%
Fondamental d'induction en haut des dents statoriques	1,043	0,951	9,61%
Fondamental d'induction au milieu des dents statoriques	1,185	1,068	10,90%
Fondamental d'induction en bas des dents statoriques	1,054	1,205	12,58%
Fondamental d'induction dans la culasse rotorique	1,221	1,325	7,80%

2). Flux magnétique d'une phase

La Figure 2.48 présente le flux magnétique total dans une phase, nous constatons que la forme du flux est quasi-sinusoidale. La valeur fondamentale du flux donnée par le modèle numérique vaut 535.7 mWb, alors que celle donnée par modèle analytique vaut 547.5 mWb, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 2.19 %, ce qui est présenté dans le Tableau 2.15.

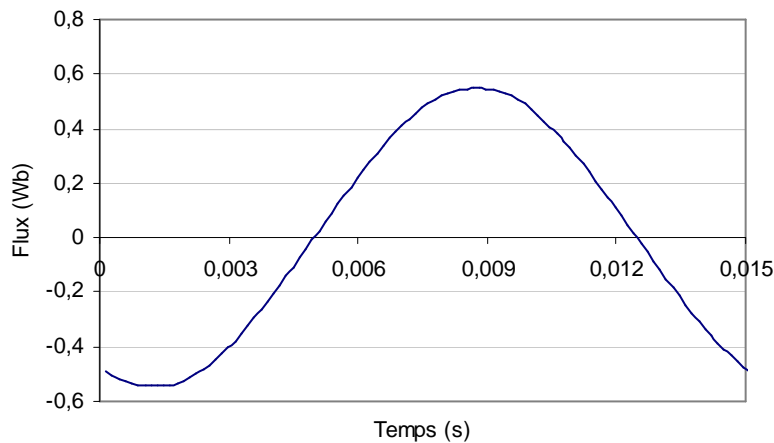


Figure 2.48 Flux magnétique à vide d'une phase pour la machine avec des aimants d'épaisseur non constante

Tableau 2.15 Comparaison du flux à vide d'une phase pour la machine avec des aimants d'épaisseur non constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental du flux d'une phase (mWb)	547.5	545.6	0.34

3). Force électromotrice

La Figure 2.49 présente l’allure de la force électromotrice induite à vide dans une phase de la machine. Nous constatons que la forme de la f.é.m quasi-sinusoidale est la même que celle de l’induction radiale dans l’entrefer. Nous rappelons que cela s’explique par le fait que la f.é.m. est la dérivée temporelle du flux, qui est elle-même l’intégrale spatiale de l’induction (modulée bien évidemment par le bobinage qui est ici à pas diamétral et à une encoche par pôle et par phase).

La valeur fondamentale de la f.é.m donnée par le modèle numérique vaut 229.1 V, alors que celle donnée par modèle analytique vaut 229.9 V, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 0.35 %, du même ordre de grandeur que l’erreur sur le flux. La comparaison est présentée dans le Tableau 2.16.

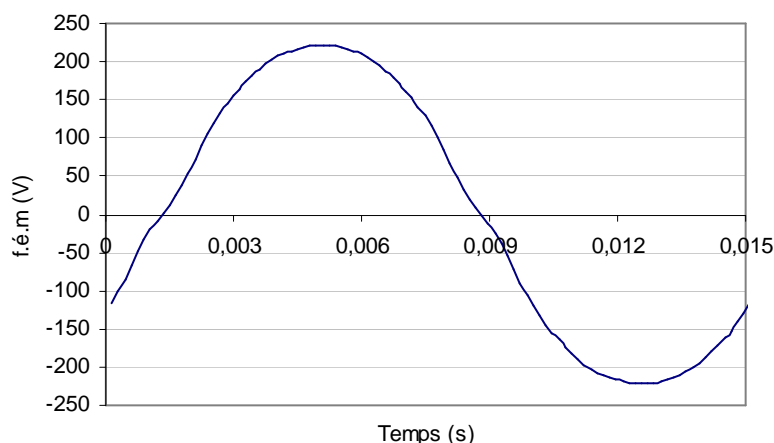


Figure 2.49 Force électromotrice à vide pour la machine avec des aimants d’épaisseur non constante

Tableau 2.16 Comparaison de la f.é.m avec des aimants d’épaisseur non constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental de la f.é.m (V)	229.9	229.1	0.35

4). Couple de détente

La Figure 2.50 présente le couple de détente à vide pour la machine entière, provoqué par l’effet de denture. L’ondulation du couple de détente est voisine de 16 N.m, cela est assez faible par rapport à celle de la machine avec des aimants d’épaisseur constante.

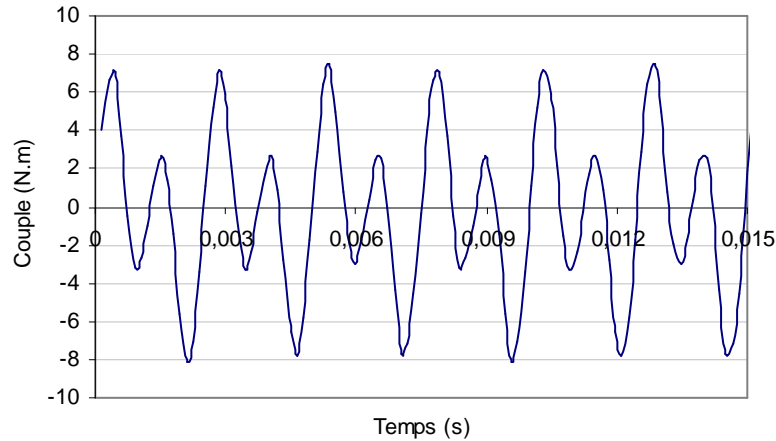


Figure 2.50 Couple de détente à vide pour la machine entière avec des aimants d'épaisseur non constante

2.4.9.2. Simulation en charge au point de fonctionnement nominal

Nous rappelons que la simulation en charge à vitesse nominale nous permet de calculer le couple électromagnétique créée par la machine. La simulation en charge est effectuée en utilisant les valeurs de courant, données par le modèle analytique (amplitude et déphasage dépendant du couple et du défluxage). La Figure 2.51 illustre le couple en charge à vitesse nominale sans défluxage, c'est-à-dire pour un courant en phase avec la f.é.m. (obtenue à vide). Nous constatons que l'ondulation du couple est voisine de 50 N.m, cela est assez faible car la forme de la f.é.m et celle du courant sont quasi-sinusoidales. Le couple électromagnétique moyen vaut quant à lui 992.2 N.m, alors que la valeur donnée par le modèle analytique vaut 1000 N.m, soit une erreur relative de 0.78 %. La comparaison est présentée dans le Tableau 2.17.

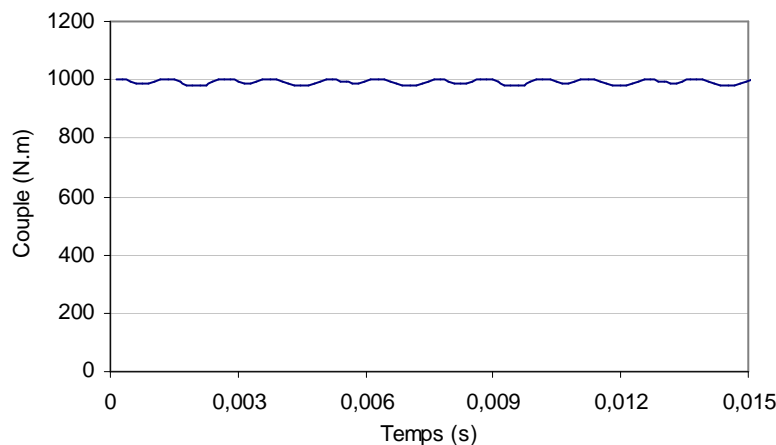


Figure 2.51 Couple électromagnétique en charge au point de fonctionnement nominal pour la machine entière avec des aimants d'épaisseur constante

Tableau 2.17 Comparaison du couple électromagnétique en charge au point de fonctionnement nominal pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Couple électromagnétique moyen (N.m)	1000	992.2	0.78

2.4.9.3. Simulation en charge au point de fonctionnement boost

Nous rappelons que la simulation en charge au point de fonctionnement boost nous permet de comparer le couple électromagnétique maximal en régime transitoire (duré de 30 s). La simulation en charge en boost est effectuée en doublant la valeur maximale du courant d'alimentation par rapport à celle utilisée en vitesse de demi de la valeur nominale fin de maintenir la même puissance que celle au point nominal.

La Figure 2.52 illustre le couple en charge en mode boost sans défluxage, c'est-à-dire pour un courant en phase avec la f.é.m. (obtenue à vide). Nous constatons que l'ondulation du couple est voisine de 100 N.m, ce qui est double par rapport l'ondulation du couple au point de fonctionnement nominal. Comme cette ondulation du couple est provoquée par le courant du stator, alors l'augmentation de l'ondulation est bien proportionnelle à l'augmentation des courants du stator.

Le couple électromagnétique moyen obtenu en boost vaut 1929.3 N.m, alors que celui donné par modèle analytique est 2000 N.m, soit une erreur relative entre les deux résultats de 3.54 %, cela est lié avec une faible saturation magnétique avec un courant d'alimentation élevée. La comparaison est présentée dans le Tableau 2.18.

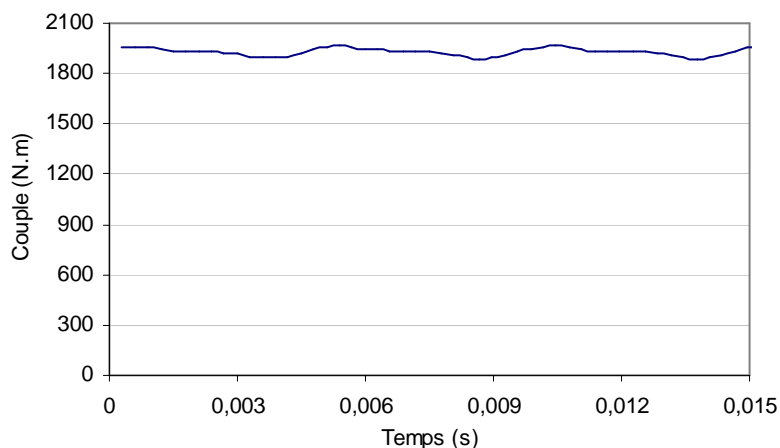


Figure 2.52 Couple électromagnétique en charge en boost pour la machine entière avec des aimants d'épaisseur constante

Tableau 2.18 Comparaison du couple électromagnétique en charge en boost pour la machine avec des aimants d'épaisseur constante

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Couple électromagnétique moyen (N.m)	2000	1929.3	3.54

2.4.9.4. Vérification de la démagnétisation des aimants avec épaisseur non constante

De la même façon, nous rappelons que cette machine sature très faiblement car nous avons limité les valeurs d'induction magnétique pour que les caractéristiques magnétiques soient en mode linéaire. Comme l'épaisseur d'aimants est faible, il est nécessaire de vérifier pour avoir un point de vue de démagnétisation. Selon les caractéristiques magnétiques des aimants, la valeur seuil du champ magnétique de démagnétisation doit être vérifiée. A ce stade, notre aimant est Néodyme Fer Bore du type N38SH, la valeur maximale admissible de H_{cj} est de 1592 kA/m (voir Tableau 2.2).

Dans la Figure 2.53, nous constatons que la valeur maximale de H_{cj} dans les aimants lors de fonctionnement en boost est voisine de 940 kA/m, cette valeur lors de fonctionnement au point nominal est encore inférieure à 940 kA/m, la machine ne sera donc pas démagnétisée.

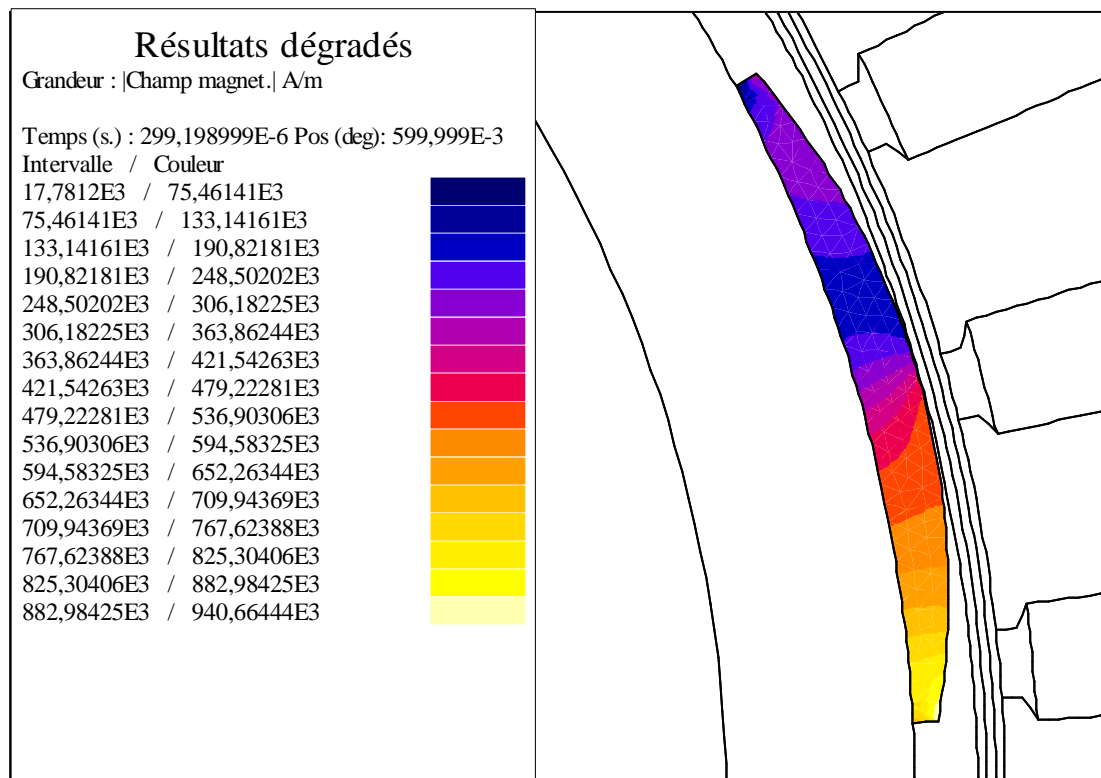


Figure 2.53 Répartition de champ magnétique en charge en boost dans un aimant d'épaisseur non constante

2.5. Modèle analytique 3 de machine : Modèle non linéaire de saturation magnétique

Dans le modèle analytique 2 de la section 2.4, la machine a été modélisée linéairement dans la zone I de la Figure 2.54. Dans cette section, nous proposons d'aller plus loin en développant une approche simple pour modéliser la saturation magnétique ; cette approche permet de modéliser le comportement non-linéaire de la machine dans la zone II de la Figure 2.54.

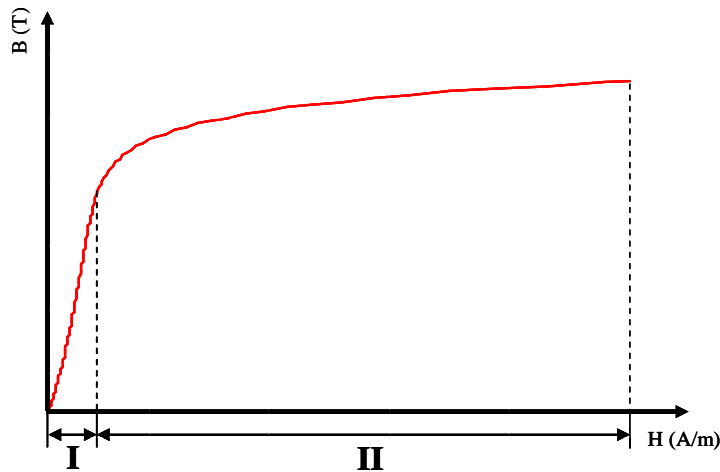


Figure 2.54 Caractéristique B(H) des matériaux magnétiques

La saturation magnétique est un problème complexe dans les machines électriques et difficile à modéliser analytiquement. Principalement deux méthodologies sont envisageables comme :

- la création d'un réseau de ré reluctances ou circuit magnétique équivalent (modèle 2D) ;
- l'utilisation du théorème d'Ampère sur une ligne de champ donnée (modèle 1D).

Il est ensuite possible d'introduire un coefficient de saturation dans le modèle, qui agit comme le coefficient de Carter et qui rend compte simplement de la saturation dans un modèle analytique existant.

Nous avons appliqué la deuxième méthode au cas de la machine pleine échelle du projet Archybal (70 kW) et au cas du prototype de 7 kW (échelle 1/10^{ème} par rapport à la machine du projet Archybal).

Pour modéliser les caractéristiques magnétiques H(B) de l'acier de la culasse rotorique et des tôles statoriques, nous utilisons la forme générale suivante :

$$Y(X) = \left| k_1 \cdot (X)^{k_2} + \frac{(e^{X-k_3})^{k_4}}{1 + (e^{X-k_3})^{k_4}} \cdot k_{hr5} \cdot (X)^{k_6} \right| \quad (2.114)$$

Dans cette fonction, les coefficients k_1 , k_2 , k_3 , k_4 , k_5 , k_6 sont constants et sont déterminés par la méthode des moindres carrés pour minimiser l'erreur entre la courbe interpolée et la courbe réelle.

2.5.1. Calcul du flux magnétique créé par un aimant en fonctionnement à vide

Ce calcul est la base de la méthodologie permettant de prendre en compte la saturation dans la machine électrique.

Le flux magnétique créé par un aimant lors d'un fonctionnement à vide (pas de courant statorique, donc pas de source de champ au stator) est exprimé comme suit :

$$\Phi_{\text{pole}}(\theta) = \int_0^{\theta_p} B_g(\theta) \cdot dS \quad (2.115)$$

où θ désigne la position angulaire électrique d'un point dans l'entrefer et θ_p l'ouverture d'un pôle angulaire.

Or, nous connaissons aussi l'induction d'entrefer en fonction de la position angulaire :

$$B_g(\theta) = B_{fg \text{ max}} \cdot \sin(p \cdot \theta) \quad (2.116)$$

où $B_{fg \text{ max}}$ est le fondamental de l'induction d'entrefer tenant compte de la saturation ; ce paramètre sera déduit par le théorème d'Ampère, pour les différents fonctionnement (à vide, aimants désaimantés, en charge).

Et la section que le flux traverse vaut par ailleurs :

$$dS = r_s \cdot l_r \cdot d\theta \quad (2.117)$$

A partir des équations ci-dessus, nous déduisons le flux créé par un aimant à vide :

$$\Phi_{\text{pole}}(B_{fg \text{ max}}) = \frac{2 \cdot B_{fg \text{ max}} \cdot r_s \cdot l_r}{p} \quad (2.118)$$

2.5.2. Calcul des Ampère-tours consommés dans le rotor

L'objectif de cette section est de calculer les Ampère-tours consommés dans le rotor, qui sont liés au champ magnétique dans le rotor et à la longueur que le champ traverse.

2.5.2.1. Caractéristique H(B) du rotor

En appliquant la forme générale introduite précédemment, le champ magnétique dans la culasse rotorique peut s'exprimer en fonction de l'induction dans le rotor par :

$$H_{\text{rotor}}(B_{\text{rotor}}) = \left| k_{hr1} \cdot (B_{\text{rotor}})^{k_{hr2}} + \frac{(e^{B_{\text{rotor}} - k_{hr3}})^{k_{hr4}}}{1 + (e^{B_{\text{rotor}} - k_{hr3}})^{k_{hr4}}} \cdot k_{hr5} \cdot (B_{\text{rotor}})^{k_{hr6}} \right| \quad (2.119)$$

Le Tableau 2.19 précise les valeurs numériques des coefficients utilisés dans la formule d'interpolation de la courbe H(B). La comparaison des caractéristiques tracées dans la Figure 2.55, confirme que les courbes B(H) ou H(B) utilisées dans les modèles analytiques et numériques sont cohérentes.

Tableau 2.19 Les coefficients intervenant dans la caractéristique H(B) du rotor

k_{hr1}	k_{hr2}	k_{hr3}	k_{hr4}	k_{hr5}	k_{hr6}
833.406	2.119	2.988	4.692	89720	5.815

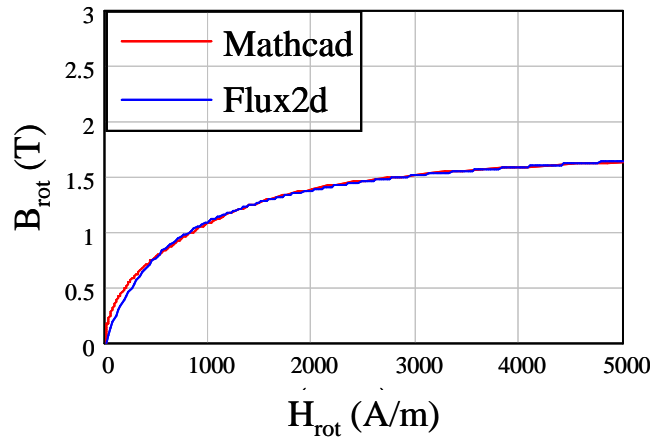


Figure 2.55 Comparaison des caractéristiques B(H) interpolées du rotor pour le modèle analytique (Mathcad) et pour le modèle numérique (Flux2d)

2.5.2.2. Calcul de l'induction maximale dans le rotor

L'induction maximale dans le rotor s'exprime simplement en fonction du flux dans l'entrefer, en utilisant une loi de conservation du flux magnétique :

$$B_{rot}(B_{fg\ max}) = \frac{\Phi_{pole}(B_{fg\ max})}{2 \cdot e_{cr} \cdot l_r} \quad (2.120)$$

2.5.2.3. Calcul de l'intégrale du champ magnétique dans le rotor

La Figure 2.56 décrit la variation de l'induction magnétique dans la culasse rotorique. On constate qu'il existe deux parties : une première partie où l'induction est croissante et une seconde où l'induction est maximale et constante.

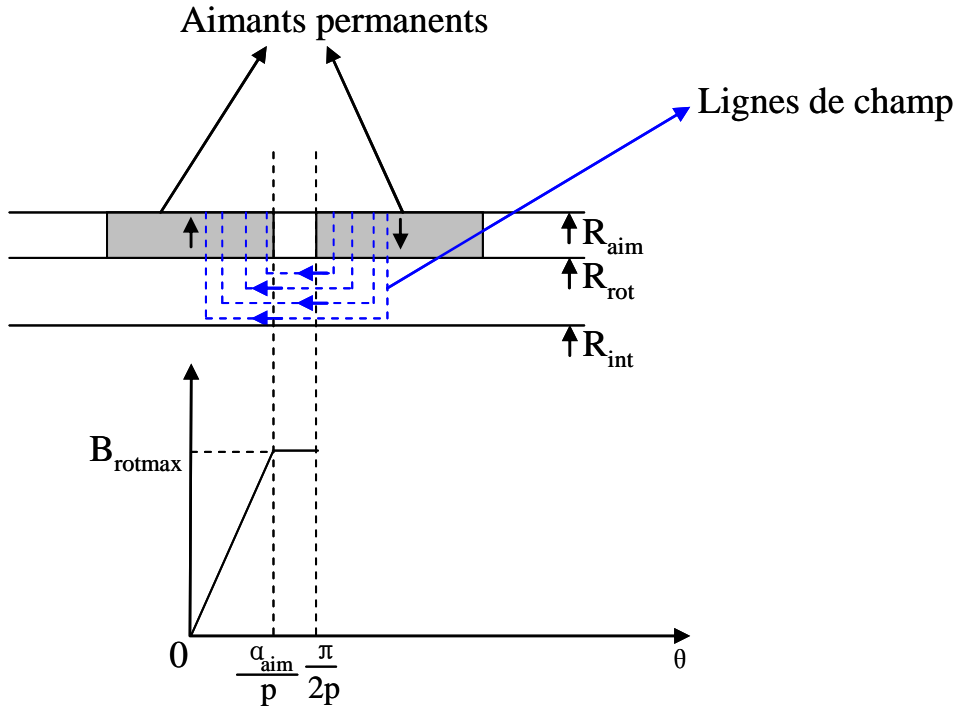


Figure 2.56 Évolution de l'induction et distribution des lignes de champ dans le rotor

L'intégrale du champ magnétique du rotor est donc calculée comme suit :

$$\int H_{\text{rot}} \cdot dl = 2 \cdot \left[\int_0^{\frac{\alpha_{\text{aim}}}{p}} H_{\text{rotor}}(B_{\text{rot}}) \cdot R_{\text{int}} \cdot d\theta + \int_{\frac{\alpha_{\text{aim}}}{p}}^{\frac{\pi}{2p}} H_{\text{rotor}}(B_{\text{rot}}(B_{\text{fg max}})) \cdot R_{\text{int}} \cdot d\theta \right] \quad (2.121)$$

- Calcul du 1^{er} terme

Le 1^{er} terme dans cette équation correspond à l'intervalle $[0, \alpha_{\text{aim}}/p]$ dans la Figure 2.56. Le calcul sera réalisé en utilisant la formule approximative de Simpson :

$$\int_{x_1}^{x_2} f(x) \cdot dx = (x_2 - x_1) \cdot \frac{f(x_2) + 4 \cdot f\left(\frac{x_1 + x_2}{2}\right) + f(x_1)}{6} \quad (2.122)$$

En appliquant cette formule, nous en déduisons que :

$$\int_0^{\frac{\alpha_{\text{aim}}}{p}} H_{\text{rotor}}(B_{\text{rot}}) \cdot R_{\text{int}} \cdot d\theta = R_{\text{int}} \cdot \frac{\alpha_{\text{aim}}}{p} \cdot \frac{H_{\text{rotor}}(B_{\text{rot}}(B_{\text{fg max}})) + 4 \cdot H_{\text{rotor}}\left(\frac{B_{\text{rot}}(B_{\text{fg max}})}{2}\right)}{6} \quad (2.123)$$

- Calcul du 2^{ème} terme

Le 2^{ème} terme de l'équation (2.120), correspond à l'intervalle $[\alpha_{\text{aim}}, \pi/2p]$ dans la Figure 2.56. Cette intégrale est plus simple car l'induction et donc le champ sont constants sur tout l'intervalle :

$$\int_{\frac{\alpha_{aim}}{p}}^{\frac{\pi}{2 \cdot p}} H_{rotor}(B_{rot}(B_{fg \max})) \cdot R_{int} \cdot d\theta = H_{rotor}(B_{rot}(B_{fg \max})) \cdot R_{int} \cdot \left(\frac{\pi}{2 \cdot p} - \frac{\alpha_{aim}}{p} \right) \quad (2.124)$$

A partir des équations précédentes, nous déduisons finalement que :

$$\int H_{rot}(B_{fg \max}) \cdot dl = 2 \cdot [R_{int} \cdot \frac{\alpha_{aim}}{6 \cdot p} \cdot (H_{rotor}(B_{rot}(B_{fg \max}))) + 4 \cdot H_{rotor}(\frac{B_{rot}(B_{fg \max})}{2}) + H_{rotor}(B_{rot}(B_{fg \max})) \cdot R_{int} \cdot (\frac{\pi}{2 \cdot p} - \frac{\alpha_{aim}}{p})] \quad (2.125)$$

2.5.3. Calcul des Ampère-tours consommés dans le stator

L'objectif de cette section est de calculer les Ampère-tours consommés dans le stator, c'est-à-dire dans la culasse statorique et les dents.

2.5.3.1. Caractéristique H(B) du stator

En appliquant une nouvelle fois la forme générale introduite précédemment, le champ magnétique statorique s'exprime en fonction de l'induction par :

$$H_{stator}(B_{stator}) = \left| k_{hs1} \cdot (B_{stator})^{k_{hs2}} + \frac{(e^{B_{stator} - k_{hs3}})^{k_{hs4}}}{1 + (e^{B_{stator} - k_{hs3}})^{k_{hs4}}} \cdot k_{hs5} \cdot (B_{stator})^{k_{hs6}} \right| \quad (2.126)$$

Le Tableau 2.20 précise les valeurs numériques des coefficients utilisés dans la formule d'interpolation de la courbe H(B). La comparaison des caractéristiques tracées Figure 2.57 confirme que les courbes B(H) ou H(B) utilisées dans les modèles analytiques et numériques sont cohérentes.

Tableau 2.20 Les coefficients intervenant dans la caractéristique H(B) du stator

k_{hs1}	k_{hs2}	k_{hs3}	k_{hs4}	k_{hs5}	k_{hs6}
104.223	0.572	2.438	5.007	17840	6.712

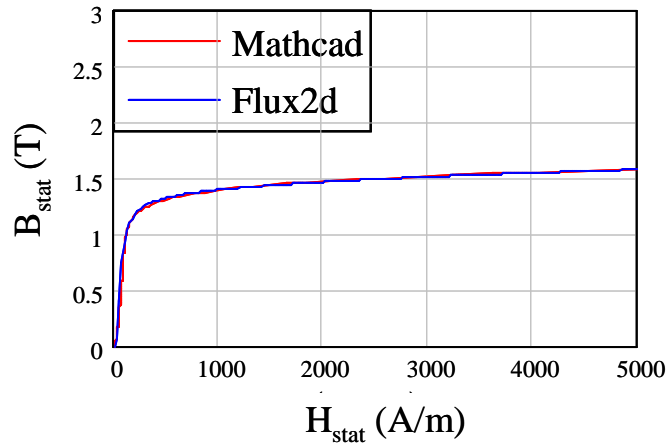


Figure 2.57 Comparaison des caractéristiques $B(H)$ interpolées du stator pour le modèle analytique (Mathcad) et pour le modèle numérique (Flux2d)

2.5.3.2. Calcul du flux de fuites dans le stator

Afin d'évaluer plus précisément l'induction dans la culasse statorique, les calculs concernant le flux de fuites dans les encoches du stator sont importants à mettre en œuvre.

Nous calculons d'abord la réductance de fuites R_{el} dans les encoches statoriques :

$$R_{el} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{b_1 + b_3}{l_r \cdot h_1} \quad (2.127)$$

Nous en déduisons alors le flux de fuites :

$$\Psi_{fuite}(I_d, I_q) = \frac{N_{ce} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_d^2 + I_q^2}}{R_{el}} \quad (2.128)$$

2.5.3.3. Calcul de l'induction maximale dans la culasse statorique

L'induction maximale dans le stator s'exprime simplement en fonction du flux dans l'entrefer, en tenant compte du flux de fuites et en utilisant une loi de conservation du flux magnétique :

$$B_{cs}(B_{fg \max}, I_d, I_q) = \frac{\Phi_{pole}(B_{fg \max}) - \Psi_{fuite}(I_d, I_q)}{2 \cdot e_{cs} \cdot l_r} \quad (2.133)$$

2.5.3.4. Calcul de l'intégrale du champ magnétique de la culasse statorique

En appliquant la même formule que nous avons utilisée pour le rotor et en remarquant que dans la culasse stator il n'existe pas (comme dans le rotor) de zone où l'induction est constante, nous pouvons écrire que :

$$\int H_{cs}(B_{fg \max}, I_d, I_q) \cdot dl = 2 \cdot R_{ext} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p} \cdot \frac{H_{stator}(B_{cs}(B_{fg \max}, I_d, I_q)) + 4 \cdot H_{stator}\left(\frac{B_{cs}(B_{fg \max}, I_d, I_q)}{2}\right)}{6} \quad (2.134)$$

2.5.3.5. Induction maximale dans les dents statoriques

Dans la mesure où les dents ne sont pas droites (largeur non constante), nous séparons les dents en 3 parties afin que les calculs soient plus précis.

1). Calcul de l'induction maximale au pied des dents

Calcul de la largeur au pied des dents :

$$l_{bd} = (r_s + h_3 + h_2) \cdot \theta_{pd} \quad (2.135)$$

Cela nous permet d'en déduire l'induction maximale au pied des dents :

$$B_{bd}(B_{fg \max}) = \frac{\Phi_{pole}(B_{fg \max})}{l_{bd} \cdot (3 \cdot N_{epp} - 1) \cdot l_r} \quad (2.136)$$

Nous supposons qu'il n'y a pas de fuites au pied des dents.

2). Calcul de l'induction maximale au milieu des dents

Calcul de la largeur au milieu des dents :

$$l_{md} = w_t \cdot \frac{r_s + \frac{d_s}{2}}{r_s} \quad (2.137)$$

Cela nous permet d'en déduire l'induction maximale au milieu des dents :

$$B_{md}(B_{fg \max}, I_d, I_q) = \frac{\Phi_{pole}(B_{fg \max}) - \frac{\Psi_{fuite}(I_d, I_q)}{2}}{l_{md} \cdot l_r} \quad (2.138)$$

Nous supposons que le flux de fuites au milieu d'une dent correspond à la moitié du flux de fuites total.

3). Calcul de l'induction maximale en haut des dents

Calcul de la largeur en haut des dents :

$$l_{hd} = w_t \cdot \frac{R_{cs}}{r_s} \quad (2.139)$$

Cela nous permet d'en déduire l'induction maximale en haut des dents :

$$B_{hd}(Bfg \max, I_d, I_q) = \frac{\frac{\Phi_{pole}(Bfg \max)}{(3 \cdot N_{epp} - 1)} - \Psi_{fuite}(I_d, I_q)}{l_{hd} \cdot l_r} \quad (2.140)$$

Nous supposons que le flux de fuites en haut d'une dent est égal au flux de fuites total.

2.5.3.6. Calcul du champ magnétique dans les différentes parties des dents

1). Calcul du champ magnétique au pied des dents

$$H_{bd}(Bfg \max) = H_{stator}(B_{bd}(Bfg \max)) \quad (2.141)$$

2). Calcul du champ magnétique au milieu des dents

$$H_{md}(Bfg \max, I_d, I_q) = H_{stator}(B_{md}(Bfg \max, I_d, I_q)) \quad (2.142)$$

3). Calcul du champ magnétique en haut des dents

$$H_{hd}(Bfg \max, I_d, I_q) = H_{stator}(B_{hd}(Bfg \max, I_d, I_q)) \quad (2.143)$$

2.5.3.7. Calcul de l'intégrale du champ magnétique dans la dent statorique

En appliquant toujours la formule approchée de Simpson, nous obtenons :

$$\int H_{dent}(Bfg \max, I_d, I_q) \cdot dl = 2 \cdot d_s \cdot \frac{H_{bd}(Bfg \max) + 4 \cdot H_{md}(Bfg \max, I_d, I_q) + H_{hd}(Bfg \max, I_d, I_q)}{6} \quad (2.144)$$

2.5.3.8. Calcul de l'intégrale du champ magnétique du stator

Il suffit de faire la somme des Ampère-tours consommés dans les dents et dans la culasse :

$$\int H_{stat}(Bfg \max) \cdot dl = \int H_{cs}(Bfg \max) \cdot dl + \int H_{dent}(Bfg \max) \cdot dl \quad (2.145)$$

2.5.4. Calcul des Ampère-tours totaux consommés dans le fer

Il suffit de faire la somme des Ampère-tours consommés dans le stator et le rotor :

$$\int H_{fer}(Bfg \max) \cdot dl = \int H_{rot}(Bfg \max) \cdot dl + \int H_{stat}(Bfg \max) \cdot dl \quad (2.146)$$

2.5.5. Calcul des Ampères-tours consommés dans l'entrefer

Si on admet que l'induction est constante le long de l'entrefer (en suivant un rayon), le calcul intégral est très simple :

$$\int H_{\text{entrefer}}(\text{Bfg max}) \cdot dl = 2 \cdot \frac{\text{Bfg max}}{\mu_0} \cdot g_c \quad (2.147)$$

2.5.6. Calcul de l'intégrale du champ magnétique totale dans l'aimant

Si, comme pour l'entrefer, on admet que l'induction est constante le long de l'aimant (en suivant un rayon), le calcul intégral (des Ampère-tours consommés en excluant ceux créés par l'induction rémanente) est également très simple :

$$\int H_{\text{aim}}(\text{Bfg max}) \cdot dl = 2 \cdot \frac{\text{Bfg max}}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \cdot e_m \quad (2.148)$$

2.5.7. Calcul de la force magnétomotrice (f.m.m.) résultante

Afin d'appliquer le théorème d'Ampère, et sachant que nous venons de calculer les Ampère-tours consommés le long d'une ligne de champ moyenne faisant le tour de la machine, nous devons calculer le terme correspondant aux courants enlacés au stator et à l'induction rémanente au rotor, c'est-à-dire les forces magnétomotrices statoriques et rotoriques qui sont à l'origine du champ magnétique dans la machine. Nous allons successivement calculer la f.m.m. pour 3 fonctionnements.

2.5.7.1. Calcul de l'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice (f.m.m.) lors d'un fonctionnement à vide

Lors d'un fonctionnement à vide, il n'y a pas de champ magnétique créé par les courants du bobinage statorique ; ce sont uniquement les aimants qui créent le champ magnétique. La forme idéalisée de la f.m.m. est présentée Figure 2.58.

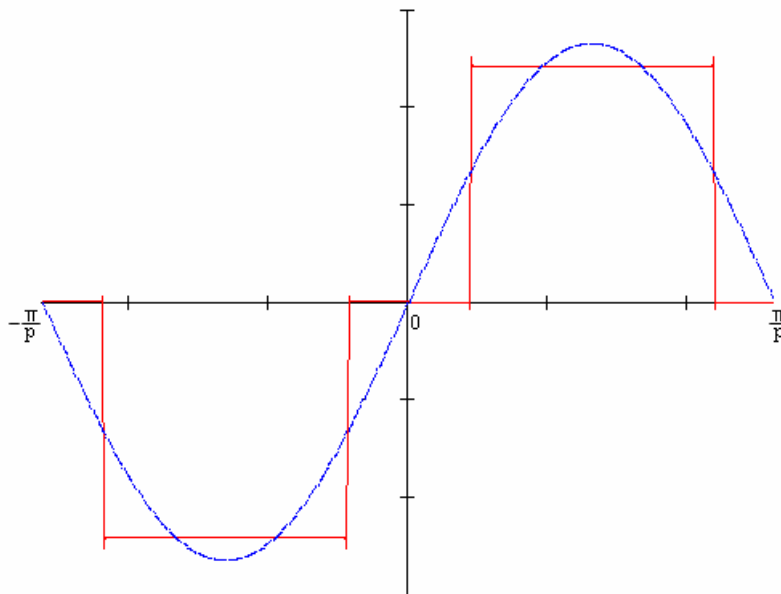


Figure 2.58 Forme de la f.m.m. et son fondamental créé par les aimants

En supposant l'allure rectangulaire de la f.m.m. créée par les aimants et représentés dans la Figure 2.58, nous pouvons calculer le fondamental de l'induction rémanente des aimants :

$$B_{rf} = 4 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\left(\frac{\pi}{2 \cdot p} - \frac{\alpha_{aim}}{p}\right)}^{\frac{\pi}{2 \cdot p}} B_r \cdot \sin(p \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (2.149)$$

Tous calculs faits, nous obtenons :

$$B_{rf} = \frac{2 \cdot B_r}{\pi} \cdot \sin(\alpha_{aim}) \quad (2.150)$$

Nous pouvons ainsi obtenir l'amplitude du fondamental de la f.m.m. des aimants :

$$FMM_{aimvi_dl} = \frac{2 \cdot B_r}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_{ra}} \cdot e_m \quad (2.151)$$

2.5.7.2. Calcul de l'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice (f.m.m.) lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés

Nous considérons maintenant un fonctionnement qui n'a pas vraiment de sens physique mais qui permet de bien comprendre la méthode proposée : il s'agit d'un fonctionnement où les aimants seraient désaimantés (pas de FMM créée par les aimants) et où seuls les courants statoriques seraient à l'origine du champ.

La f.m.m. est créée par les courants circulant dans le bobinage statorique qui est à pas diamétral et à une encoche par pôle et par phase. Donc nous pouvons exprimer le fondamental de la f.m.m. créée par le courant de la 1^{ère} phase :

$$FMM_{ni1f_dl}(\theta_s, t) = \frac{2 \cdot N_{ce} \cdot i_1(t)}{\pi} \cdot \sin(p \cdot \theta_s) \quad (2.152)$$

Nous pouvons également exprimer le fondamental de la f.m.m. créée par le courant de la 2^{ème} phase :

$$FMM_{ni2f_dl}(\theta_s, t) = \frac{2 \cdot N_{ce} \cdot i_1(t)}{\pi} \cdot \sin\left(p \cdot \theta_s - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (2.153)$$

Et le fondamental de la f.m.m. créée par le courant de la 3^{ème} phase :

$$FMM_{ni3f_dl}(\theta_s, t) = \frac{2 \cdot N_{ce} \cdot i_1(t)}{\pi} \cdot \sin\left(p \cdot \theta_s - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \quad (2.154)$$

avec :

$$\begin{cases} i_{1_ni}(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ i_{2_ni}(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ i_{3_ni}(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \\ i_{1_ni}(t) + i_{2_ni}(t) + i_{3_ni} = 0 \end{cases} \quad (2.155)$$

où φ représente le déphasage du courant en charge avec la force électromotrice (f.é.m.) à vide. La valeur maximale du courant de phase peut être exprimée par le courant efficace I_{eff} ou par les courants I_d et I_q , tels que :

$$I_{\max} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{eff}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.156)$$

La Figure 2.59 présente la f.m.m. et son fondamental créé par les courants circulant dans les 3 phases lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés.

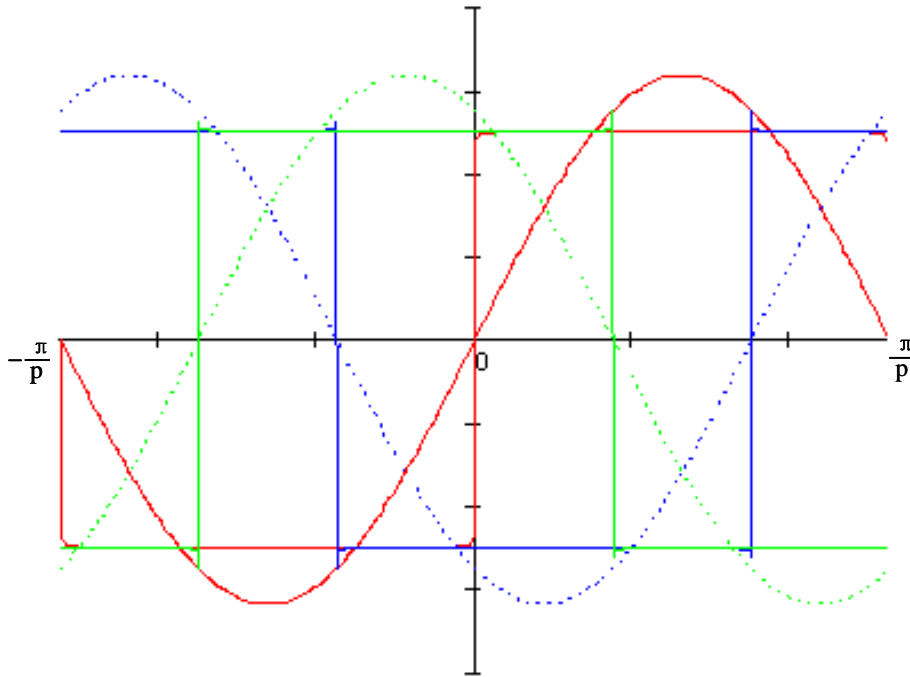


Figure 2.59 La f.m.m. et son fondamental créée par les courants circulant dans les 3 phases lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés

Ainsi, nous pouvons calculer la f.m.m. totale créée par les courants circulant dans les 3 phases :

$$\begin{aligned} FMM_{nif_dl}(\theta_s, t) &= FMM_{ni1f_dl}(\theta_s, t) \\ &+ FMM_{ni2f_dl}(\theta_s, t) + FMM_{ni3f_dl}(\theta_s, t) \end{aligned} \quad (2.157)$$

Des équations (2.152) - (2.157), nous déduisons que :

$$\begin{aligned} \text{FMM}_{\text{nif_dl}}(\theta_s, t) = & \frac{2 \cdot N_{\text{ce}}}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\text{eff}} \cdot [\sin(\omega \cdot t - \phi) \cdot \sin(p \cdot \theta_s) \\ & + \sin(\omega \cdot t - \phi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \cdot \sin(p \cdot \theta_s - \frac{2 \cdot \pi}{3}) + \sin(\omega \cdot t - \phi - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \cdot \sin(p \cdot \theta_s - \frac{4 \cdot \pi}{3})] \end{aligned} \quad (2.158)$$

Finalement, nous obtenons le fondamental de la f.m.m. totale créée par les courants des 3 phases :

$$\text{FMM}_{\text{nif_dl}}(\theta_s, t) = 2 \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot N_{\text{ce}} \cdot I_{\text{eff}}}{\pi} \cdot \cos(\omega \cdot t - \phi - p \cdot \theta_s) \quad (2.159)$$

La Figure 2.60 donne la f.m.m. totale et son fondamental créés par les courants des 3 phases lors d'un fonctionnement en charge avec les aimants désaimantés (champ de réaction d'induit seul).

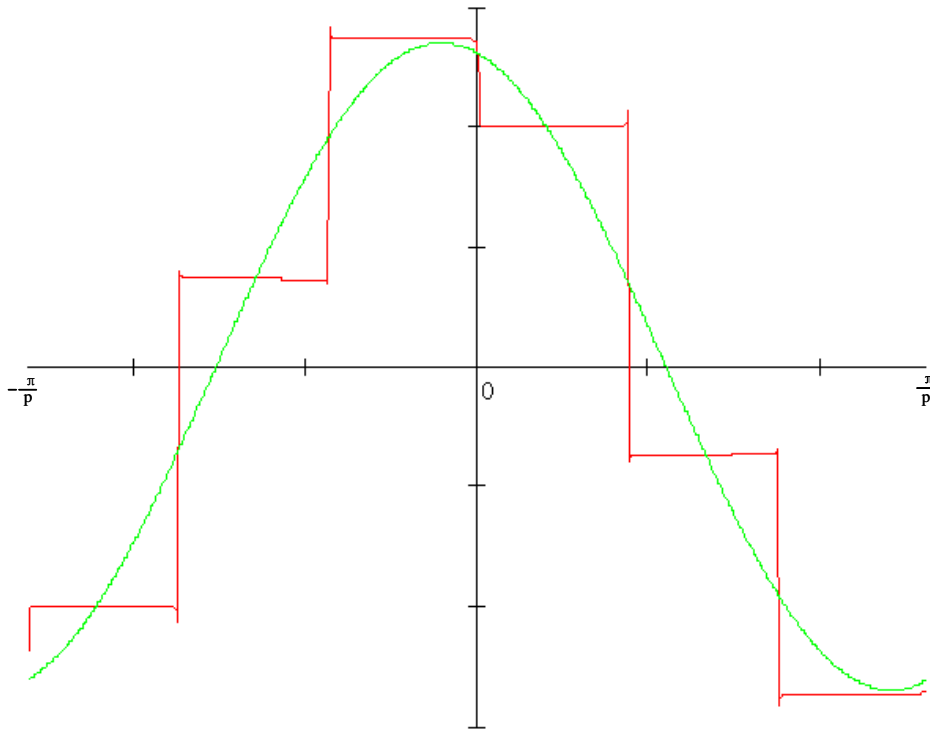


Figure 2.60 La f.m.m. totale et son fondamental créé par les courants de 3 phases lors de fonctionnement en charge avec aimants désaimantés

Nous pouvons ensuite calculer l'amplitude du fondamental de la f.m.m. totale créé par les courants des 3 phases lors d'un fonctionnement en charge avec les aimants désaimantés :

$$\text{FMM}_{\text{ni_dl}}(I_d, I_q) = 2 \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot N_{\text{ce}} \cdot \sqrt{I_d^2 + I_q^2}}{\pi} \quad (2.160)$$

2.5.7.3. Calcul de l'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice (f.m.m.) lors de fonctionnement en charge avec aimants aimantés

Le fonctionnement complet correspond à un fonctionnement en charge avec les aimants aimantés. Dans ce cas, le champ magnétique résultant est créé par les aimants et par les courants des bobinages statoriques et nous décomposons la f.m.m. résultante selon les axes d et q : la f.m.m. dans l'axe d résulte de la f.m.m. créé par aimants (fonctionnement à vide) et de la f.m.m. créé par le courant dans l'axe d ; la f.m.m. dans l'axe q résulte de la f.m.m. créé par le courant dans l'axe q. Donc l'amplitude du fondamental de la f.m.m. résultante (en fonctionnement complet) est exprimé en fonction des courant d'axe direct d, I_d , et d'axe transverse q, I_q :

$$FMM_{ch_dl}(I_d, I_q) = \sqrt{\left(2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \cdot e_m - 2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot N_{ce} \cdot I_d \cdot \sqrt{2}\right)^2 + \left(2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot N_{ce} \cdot I_q \cdot \sqrt{2}\right)^2} \quad (2.161)$$

2.5.8. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère

Nous allons appliquer le théorème d'Ampère pour les 3 fonctionnements décrits précédemment : fonctionnement à vide ; fonctionnement en charge avec aimants désaimantés ; fonctionnement en charge avec aimants aimantés.

2.5.8.1. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement à vide

1). Sans l'effet de saturation

Nous pouvons exprimer l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique à vide dans l'entrefer sans l'effet de saturation magnétique en fonction de la f.m.m. créée par les aimants à vide :

$$B_{fg\ max_vi} = \mu_0 \cdot \frac{FMM_{aimvi_dl}}{2 \cdot \left(g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}}\right)} \quad (2.162)$$

Cette expression peut être déduite aussi par le théorème d'Ampère. En appliquant le théorème à vide, nous pouvons écrire que :

$$\int \sum H_{vi} \cdot dl = 0 \quad (2.163)$$

Cela nous permet d'obtenir :

$$2 \cdot (H_{g_vi} \cdot g_c + H_{aim_vi} \cdot e_m + H_{stat_vi} \cdot l_r + H_{rot_vi} \cdot l_r) = 0 \quad (2.164)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{g_vi} = \frac{B_{fg\ max_vi}}{\mu_0} \\ H_{aim_vi} = \frac{B_{fg\ max_vi} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \\ H_{stat_vi} = \frac{B_{stat_vi}}{\mu_{fer}} \\ H_{rot_vi} = \frac{B_{rot_vi}}{\mu_{fer}} \end{array} \right. \quad (2.165)$$

où $\mu_{fer} = +\infty$. A partir des équations précédentes nous pouvons écrire que :

$$2 \cdot \left(\frac{B_{fg\ max_vi}}{\mu_0} \cdot g_c + \frac{B_{fg\ max_vi} - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \cdot e_m \right) = 0 \quad (2.166)$$

Finalement, l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer sans l'effet de saturation magnétique vaut :

$$B_{fg\ max_vi} = B_r \cdot \frac{\frac{e_m}{\mu_{ra}}}{g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}}} \quad (2.167)$$

Avec l'équation (2.151) et (2.162), nous obtenons la même expression donnée par l'équation (2.167).

2). Avec l'effet de saturation

Le théorème d'ampère est appliqué et chaque terme est exprimé en fonction de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer, de telle sorte que :

$$\begin{aligned} \text{theoreme_Ampere_vi}(B_{fg\ max}) &= \int H_{fer}(B_{fg\ max}) \cdot dl \\ &+ \int H_{entrefer}(B_{fg\ max}) \cdot dl + \int H_{aim}(B_{fg\ max}) \cdot dl - FMM_{aimvi_dl} = 0 \end{aligned} \quad (2.168)$$

À partir de cette équation, et avec une valeur initiale de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer, nous pouvons en déduire l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en tenant compte de l'effet de saturation magnétique lors du fonctionnement à vide. Ce calcul consiste à résoudre l'équation implicite ci-dessus.

2.5.8.2. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés

1). Sans l'effet de saturation

Les aimants sont désaimantés, ainsi ce sont uniquement les courants des bobinages du stator qui créent le champ magnétique.

Nous pouvons exprimer l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique en charge avec aimants désaimantés dans l'entrefer sans l'effet de saturation magnétique en fonction de la f.m.m. créée par les courants du stator :

$$B_{fg_{max_ni}}(I_d, I_q) = \mu_0 \cdot \frac{FMM_{ni_dl}(I_d, I_q)}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \quad (2.169)$$

Cette expression peut être déduite aussi par le théorème d'Ampère. L'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer sans l'effet de saturation magnétique sera calculée en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés.

En appliquant le théorème d'ampère, on a :

$$\int \sum H_{ni} \cdot dl = \sum N_{ce} \cdot I \quad (2.170)$$

Cela nous permet d'écrire que :

$$2 \cdot (H_{g_ni} \cdot g_c + H_{aim_ni} \cdot e_m + H_{stat_ni} \cdot l_r + H_{rot_ni} \cdot l_r) = N_{ce} \cdot I_{max} \quad (2.171)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{g_ni} = \frac{B_{g_{max_ni}}}{\mu_0} \\ H_{aim_ni} = \frac{B_{g_{max_ni}}}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \\ H_{stat_ni} = \frac{B_{stat_ni}}{\mu_{fer}} \\ H_{rot_ni} = \frac{B_{rot_ni}}{\mu_{fer}} \end{array} \right. \quad (2.172)$$

où $\mu_{fer} = +\infty$. À partir des équations précédentes nous déduisons que :

$$2 \cdot \left(\frac{B_{g_{max_ni}}}{\mu_0} \cdot g_c + \frac{B_{g_{max_ni}}}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \cdot e_m \right) = N_{ce} \cdot i \quad (2.173)$$

Finalement nous obtenons l'expression générale de l'induction de l'entrefer en charge avec aimants désaimantés sans l'effet de la saturation :

$$B_{g_{max_ni}} = \mu_0 \cdot \frac{N_{ce} \cdot i}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \quad (2.174)$$

Ce calcul peut être effectué pour les trois phases :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{g_{\max_ni1}} = \mu_0 \cdot \frac{N_{ce} \cdot i_1}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \\ B_{g_{\max_ni2}} = \mu_0 \cdot \frac{N_{ce} \cdot i_2}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \\ B_{g_{\max_ni3}} = \mu_0 \cdot \frac{N_{ce} \cdot i_3}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \end{array} \right. \quad (2.175)$$

où les trois courants de phases sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = I_{\max} \cdot \sin(\omega t) \\ i_2 = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ i_3 = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{array} \right. \quad (2.176)$$

En appliquant le développement en série de Fourier, nous en déduisons le fondamental de l'induction de l'entrefer en charge avec aimants désaimantés pour les 3 phases :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{i1_ni}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot B_{g_{\max_ni1}} \cdot \sin(p \cdot \theta) \\ B_{i2_ni}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot B_{g_{\max_ni2}} \cdot \sin(p \cdot \theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ B_{i3_ni}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot B_{g_{\max_ni3}} \cdot \sin(p \cdot \theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{array} \right. \quad (2.177)$$

Le fondamental de l'induction résultante créé par les courants des 3 phases vaut alors :

$$B_{i_ni}(\theta) = B_{i1_ni}(\theta) + B_{i2_ni}(\theta) + B_{i3_ni}(\theta) \quad (2.178)$$

A partir des équations précédentes, nous pouvons en déduire que :

$$\begin{aligned} B_{i_ni}(\theta) = & \frac{4}{\pi} \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{ce}}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \cdot I_{\max} \cdot [\sin(p \cdot \theta) \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ & + \sin(p \cdot \theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3}) + \sin(p \cdot \theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4 \cdot \pi}{3})] \end{aligned} \quad (2.179)$$

Finalement nous déduisons le fondamental de l'induction résultante tel que :

$$B_{i_ni}(\theta) = \frac{3}{\pi} \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{ce}}{g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}}} \cdot I_{max} \cdot \cos(p \cdot \theta - \omega \cdot t + \varphi) \quad (2.180)$$

Donc, lors d'un fonctionnement en charge avec aimants désaimantés, l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer sans l'effet de saturation vaut :

$$B_{fg_max_ni}(I_d, I_q) = 2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_{ce}}{g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.181)$$

Avec l'équation (2.160) et (2.170), nous obtenons la même expression de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer donnée par l'équation (2.181).

2). Avec l'effet de saturation

On procède comme pour le fonctionnement à vide en appliquant le théorème d'ampère et en exprimant chaque terme en fonction de l'induction dans l'entrefer :

$$\begin{aligned} \text{theoreme_Ampere_ni}(B_{fg_max}, I_d, I_q) &= \int H_{fer}(B_{fg_max}, I_d, I_q) \cdot dl \\ &+ \int H_{entrefer}(B_{fg_max}) \cdot dl + \int H_{aim}(B_{fg_max}) \cdot dl - FMM_{ni_dl}(I_d, I_q) = 0 \end{aligned} \quad (2.182)$$

L'induction dans l'entrefer est obtenue par résolution de l'équation implicite ci-dessus.

2.5.8.3. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors d'un fonctionnement en charge avec aimants aimantés

1). Sans l'effet de saturation

Nous pouvons exprimer l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer sans l'effet de saturation magnétique en fonction de la f.m.m. en charge avec aimants aimantés, tel que :

$$B_{fg_max_ch}(I_d, I_q) = \mu_0 \cdot \frac{FMM_{ch_dl}(I_d, I_q)}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \quad (2.183)$$

Avec l'équation (2.161) et (2.185), nous obtenons la même expression donnée par l'équation (2.186), tel que :

$$B_{fg_max_ch}(I_d, I_q) = \mu_0 \cdot \frac{\sqrt{(2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{ra}} \cdot e_m - 2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot N_{ce} \cdot I_d \cdot \sqrt{2})^2 + (2 \cdot \frac{3}{\pi} \cdot N_{ce} \cdot I_q \cdot \sqrt{2})^2}}{2 \cdot (g_c + \frac{e_m}{\mu_{ra}})} \quad (2.184)$$

2). Avec l'effet de saturation

Dans ce cas, le théorème d'ampère est calculé en fonction de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer, de telle sorte que :

$$\begin{aligned} \text{theoreme_Ampere_ch}(B_{fg\ max}, I_d, I_q) &= \int H_{fer}(B_{fg\ max}, I_d, I_q) \cdot dl \\ &+ \int H_{entrefer}(B_{fg\ max}) \cdot dl + \int H_{aim}(B_{fg\ max}) \cdot dl - FMM_{ch_dl}(I_d, I_q) = 0 \end{aligned} \quad (2.185)$$

A partir de cette équation, et avec une valeur initiale $B_{fg\ max_ini}$ de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer, nous pouvons en déduire l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer $B_{fg\ max_ch_sat}(I_d, I_q)$ en tenant compte de l'effet de saturation magnétique lors du fonctionnement en charge avec aimants aimantés :

$$B_{fg\ max_ch_sat}(I_d, I_q) = \text{racine}(\text{theoreme_Ampere_ch}(B_{fg\ max_ini}, I_d, I_q), B_{fg\ max_ini}) \quad (2.186)$$

Rappelons que ce modèle de saturation magnétique est basé sur l'hypothèse que l'induction d'entrefer est sinusoïdale ; a priori, il n'est pas valable pour les autres formes de l'induction, mais en première approximation, il est possible d'utiliser le fondamental des inductions non sinusoïdales, ce qui revient à négliger le flux lié aux harmoniques.

2.5.8.4. Calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en appliquant le théorème d'ampère lors de fonctionnement à vide en tenant compte de la saturation magnétique et de l'effet des courants du stator

Dans cette partie, l'objectif est de calculer l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer lors de fonctionnement à vide en tenant compte à la fois de la saturation magnétique et de l'effet des courants du stator. Ces calculs permettent de distinguer précisément la source qui provoque la saturation magnétique de la machine. Nous savons que la source de la saturation doit être plutôt les aimants que les courants statoriques. Ce calcul sera basé sur l'hypothèse suivante.

Hypothèse

En fonctionnement saturé, en charge, l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer en tenant compte de la saturation, sera plus faible par rapport à celle où le modèle ne tient pas compte de la saturation. Nous supposons que ce rapport de réduction a la même valeur dans le cas du fonctionnement à vide. Nous nommons ce rapport de réduction 'coefficient de saturation'.

Coefficient de saturation

Le coefficient de saturation est le rapport de l'induction dans l'entrefer en charge (aimant + courant statorique) calculée avec saturation sur la même induction calculée sans saturation, tel que :

$$k_{sat}(I_d, I_q) = \frac{B_{fg\ max_ch_sat}(I_{d_2}, I_{q_2})}{B_{fg\ max_ch}(I_{d_2}, I_{q_2})} \quad (2.187)$$

A l'aide du coefficient de saturation et l'hypothèse ci-dessus, nous déduisons l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer en tenant compte de l'effet de saturation et de l'effet des courants du stator (car le coefficient de saturation dépend aussi des courants du stator) lors d'un fonctionnement à vide :

$$B_{\text{fgmax_vi_ni_sat}}(I_d, I_q) = k_{\text{sat}}(I_d, I_q) \cdot B_{\text{fgmax_vi}} \quad (2.188)$$

2.5.9. Validation du modèle de saturation avec la machine de 70kW

Afin de valider le modèle analytique, nous considérons d'abord la machine de 70 kW qui est présentée Figure 2.61. Cette machine est basée sur la machine de 70 kW dimensionnée plus haut, mais elle a été modifiée afin d'accentuer l'effet de la saturation. La validation du modèle de saturation magnétique sera étudiée en s'intéressant à l'induction d'entrefer et au couple ; les valeurs calculées par le modèle analytique prenant en compte la saturation devrait être plus proches des résultats du modèle numérique que celles données par le modèle analytique simple présenté au début de ce chapitre.

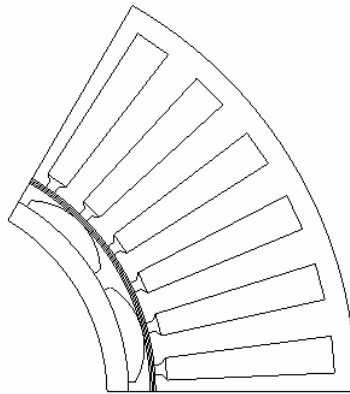


Figure 2.61 Machine de 70kW très saturée

2.5.9.1. Évaluation des inductions d'entrefer avec effet de la saturation pour la machine de 70 kW

Dans un premier temps, nous avons comparé les valeurs fondamentales des inductions d'entrefer en fonction des différents courants d'alimentation pour le fonctionnement en charge sans défluxage. Les résultats sont donnés par le modèle numérique, le modèle analytique sans tenir compte de la saturation et le modèle analytique prenant en compte la saturation. Nous avons également calculé l'erreur entre le modèle analytique sans tenir compte de la saturation et le modèle numérique, ainsi que l'erreur entre le modèle analytique tenant compte de la saturation et le modèle numérique.

Cette comparaison a été présentée dans le Tableau 2.21. La Figure 2.62 nous montre les résultats donnés par ces 3 modèles, dans laquelle nous constatons que les résultats donnés par le modèle analytique tenant compte de la saturation sont plus proches des résultats du modèle numérique, comme espéré.

Tableau 2.21 Fondamental de l'induction d'entrefer pour différents courants d'alimentation pour la machine de 70 kW

	Courant (A)	Fondamental de Bg du modèle numérique (T)	Fondamental de Bg du MA sans saturation (T)	Fondamental de Bg du MA avec saturation (T)	Erreur du MA sans saturation (%)	Erreur du MA avec saturation (%)
A vide	0	0,8765	0,9650	0,7745	10,1	11,6
En charge 1	57,46	0,8780	0,9697	0,781	10,4	11,0
En charge 2	114,91	0,8803	0,9838	0,7928	11,8	9,9
En charge 3	229,82	0,8842	1,038	0,8357	17,4	5,5
En charge 4	344,73	0,8841	1,1229	0,8998	27,0	1,8
En charge 5	459,64	0,8844	1,2319	0,9734	39,3	10,1
En charge 6	574,55	0,8874	1,3592	1,0406	53,2	17,3
En charge 7	689,46	0,8923	1,5002	1,0925	68,1	22,4

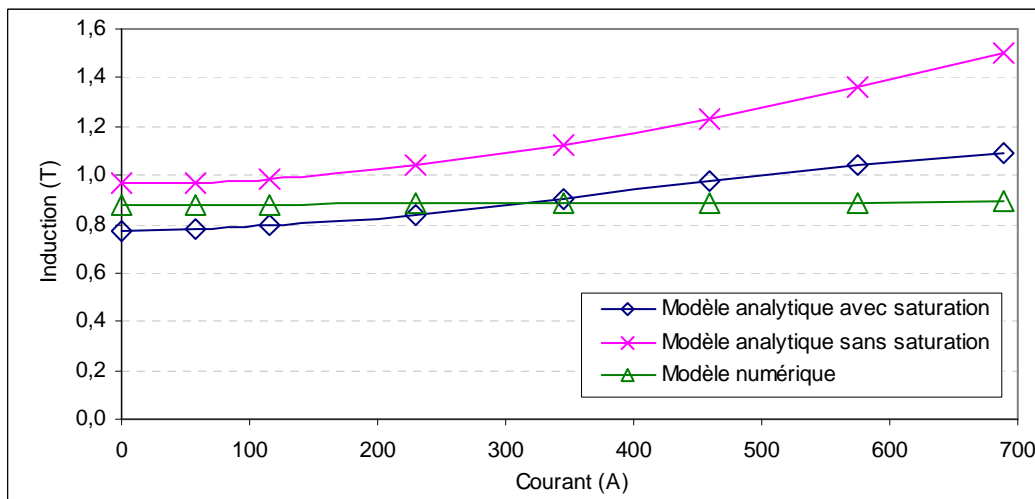


Figure 2.62 Fondamental de l'induction d'entrefer en fonction des courants d'alimentation pour la machine de 70 kW

2.5.9.2. Évaluation des couples avec effet de la saturation pour la machine de 70 kW

Nous avons également comparé les valeurs moyennes des couples en fonction des différents courants d'alimentation pour le fonctionnement en charge sans défluxage. Les résultats sont donnés aussi par le modèle numérique, le modèle analytique sans tenir compte de la saturation et le modèle analytique tenant compte de la saturation. Nous avons également calculé l'erreur entre les modèles analytiques et le modèle numérique. Cette comparaison est présentée dans le Tableau 2.22. La Figure 2.63 nous montre les résultats donnés par ces 3 modèles, dans laquelle nous constatons, comme pour l'induction dans l'entrefer, que les résultats donnés par le modèle analytique tenant compte de la saturation sont plus proches des résultats du modèle numérique.

Par ailleurs, nous pouvons observer les limites de notre modélisation : lors d'une alimentation avec un courant faible, le couple est surévalué, alors qu'il est sous-évalué lors d'une alimentation avec un courant élevé.

Tableau 2.22 Couple avec différents courants d'alimentation pour la machine de 70 kW

	Courant (A)	Couple du modèle numérique (N.m)	Couple du MA sans saturation (N.m)	Couple du MA avec saturation (N.m)	Erreur du MA sans saturation (%)	Erreur du MA avec saturation (%)
En charge 1	57,46	248	286	231	15	7
En charge 2	114,91	487	572	461	18	5
En charge 3	229,82	909	1145	922	26	1
En charge 4	344,73	1227	1717	1376	40	12
En charge 5	459,64	1466	2289	1809	56	23
En charge 6	574,55	1664	2862	2191	72	32
En charge 7	689,46	1836	3434	2501	87	36

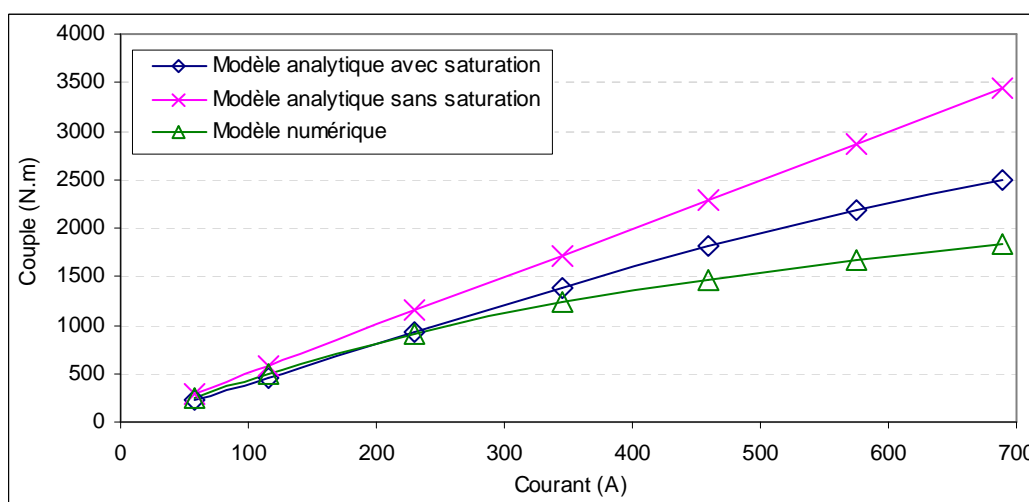


Figure 2.63 Couple en fonction des courants d'alimentation en vue de la saturation des modèles théoriques

2.5.10. Validation du modèle de saturation avec la machine de 7 kW

Avec le même objectif de valider le modèle analytique, nous considérons ensuite la machine de 7 kW qui est représentée Figure 2.64. Là aussi la géométrie a été légèrement modifiée pour accentuer la saturation.

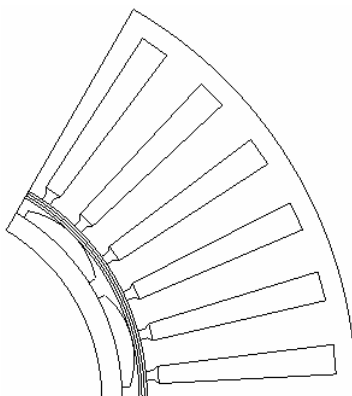


Figure 2.64 Machine de 7 kW très saturée

2.5.10.1. Évaluation des inductions d'entrefer avec effet de la saturation pour la machine de 7 kW

Comme pour la machine 70kW, nous avons comparé les valeurs fondamentales des inductions d'entrefer en fonction des différents courants d'alimentation pour le fonctionnement en charge sans défluxage. La comparaison a été présentée dans le Tableau 2.23. La Figure 2.65 nous montre les résultats donnés par ces 3 modèles. Comme pour le moteur 70 kW, nous constatons l'intérêt de la modélisation de la saturation.

Tableau 2.23 Fondamental de l'induction d'entrefer avec différents courants d'alimentation pour la machine de 7 kW

	Courant (A)	Fondamental de Bg du modèle numérique (T)	Fondamental de Bg du MA sans saturation (T)	Fondamental de Bg du MA avec saturation (T)	Erreur du MA sans saturation (%)	Erreur du MA avec saturation (%)
A vide	0	0,7692	0,8531	0,6886	10,9	10,5
En charge 1	16,17	0,7723	0,8616	0,6964	11,6	9,8
En charge 2	32,33	0,7762	0,8866	0,7167	14,2	7,7
En charge 3	64,66	0,7823	0,9802	0,7919	25,3	1,2
En charge 4	96,99	0,7902	1,1189	0,8969	41,6	13,5
En charge 5	129,32	0,8043	1,2883	1,0021	60,2	24,6
En charge 6	161,65	0,8222	1,4778	1,0771	79,7	31,0
En charge 7	193,98	0,8424	1,6806	1,1253	99,5	33,6

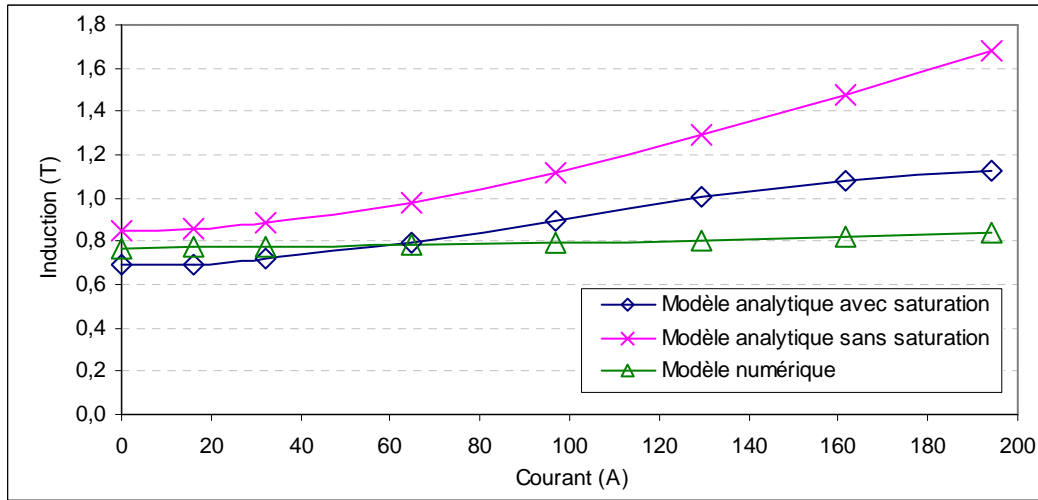


Figure 2.65 Fondamental d'induction d'entrefer en fonction des courants d'alimentation en vue de la saturation des modèles théoriques pour la machine de 7kW

2.5.10.2. Evaluation des couples en vue de l'effet de saturation pour la machine de 7 kW

Comme pour la machine 70 kW, nous avons comparé les couples calculés par les deux modèles analytiques et par le modèle numérique dans le Tableau 2.24. La Figure 2.66 présente les résultats donnés par ces 3 modèles, conduisant aux mêmes conclusions que celles obtenues pour le moteur 70 kW.

Tableau 2.24 Couple avec différents courants d'alimentation pour la machine de 7 kW

	Courant (A)	Couple du modèle numérique (N.m)	Couple du MA sans saturation (N.m)	Couple du MA avec saturation (N.m)	Erreur du MA sans saturation (%)	Erreur du MA avec saturation (%)
En charge 1	16,17	60	69	56	15	7
En charge 2	32,33	113	138	111	22	2
En charge 3	64,66	189	276	223	46	18
En charge 4	96,99	238	414	332	74	39
En charge 5	129,32	279	551	429	98	54
En charge 6	161,65	316	689	502	118	59
En charge 7	193,98	349	827	554	137	59

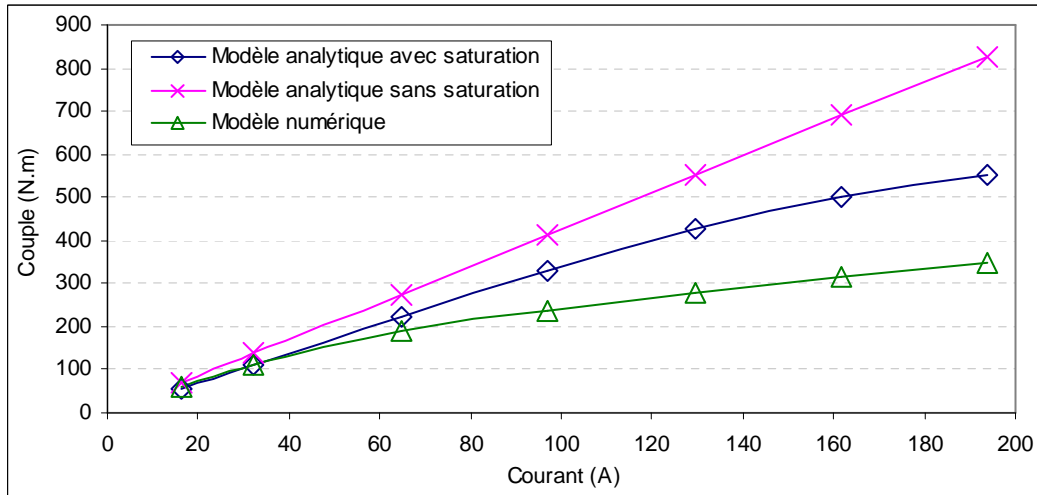


Figure 2.66 Couple en fonction des courants d'alimentation pour la machine de 7 kW

Conclusion

Dans la première partie du chapitre, nous avons établi un modèle compatible avec le dimensionnement optimal de l'ensemble machine et convertisseur sur la base du cahier des charges défini dans le projet ARCHYBALD. La saturation de la machine n'est pas prise en compte et les modèles sont surtout orientés sur le calcul des pertes de la machine et de l'onduleur.

Ensuite une démarche d'optimisation a été mise en œuvre afin d'optimiser l'ensemble onduleur et machine. L'optimisation a été réalisée à la base du modèle analytique « linéaire », en nous limitant à la partie linéaire des caractéristiques $B(H)$. Ainsi une machine optimale de 70 kW, conforme au cahier des charges du projet ARCHYBALD, a été dimensionnée, mais deux problèmes principaux sont apparus :

- l'ondulation de couple dû au couple de réluctance ;
- l'existence d'un couple de détente de forte amplitude.

Les deux problèmes ont été résolus grâce au changement de la forme des aimants permanents ; cela a permis de réduire très nettement le couple de réluctance et le couple de détente.

Enfin, un modèle de saturation relativement simple a été élaboré. Il repose sur l'application du théorème d'Ampère sur une ligne de champ particulière. Cette méthode a montré son intérêt sur deux cas particuliers correspondant à des machines de 7 kW et 70 kW.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la co-conception de la transmission mécanique et de l'ensemble machine et convertisseur, de façon à rechercher un optimum global du système.

Chapitre 3 Stratégie d'optimisation globale de la chaîne de traction du véhicule

3.1. Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons dimensionné et optimisé la machine électrique et le convertisseur associé. Ces derniers sont optimisés en considérant les contraintes maximales admissibles pour la machine électrique et son convertisseur associé. Toutes les contraintes sur la machine et son convertisseur sont définies localement à priori sans tenir compte des paramètres partagés avec les autres composants de la chaîne de traction. Aussi, même si l'optimisation porte sur une machine et son convertisseur, nous pouvons donc qualifier cette optimisation de locale à l'échelle du véhicule. C'est cette stratégie d'optimisation locale qui a été appliquée pour la réalisation du prototype d'échelle réduite.

Les paramètres communs au moteur et à l'onduleur associé jouent un rôle de liaison entre ces deux composants et ont pu être optimisés lors de la conception, ce qui n'est pas le cas des paramètres les liant aux autres composants de la traction hybride tels que les batteries, les supercondensateurs et leurs convertisseurs associés. Après avoir présenté le principe d'optimisation globale de la chaîne de traction, nous décrirons dans ce chapitre la mise en équations des modèles des différents composants qui la constituent et nous proposerons une optimisation globale de la chaîne de traction. La comparaison des résultats obtenus par optimisation locale de chacun des composants avec ceux obtenus lors de l'optimisation simultanée de plusieurs composants de la chaîne de traction nous permettra ensuite de mettre en évidence les avantages de l'optimisation globale.

3.2. Principe d'optimisation globale de la chaîne de traction

3.2.1. Problématique

La conception des chaînes de traction consiste la plupart du temps à optimiser séparément ses composants. Cette optimisation est basée sur la formulation des contraintes maximales fournis par le cahier des charges. Le principal avantage de cette stratégie d'optimisation locale est, en découplant les différents dimensionnements, de permettre un dimensionnement simplifié des composants respectant les contraintes maximales locales et pouvant être réalisé séparément par des bureaux d'étude distincts. A titre d'exemple, la stratégie d'optimisation locale d'une machine électrique et de son convertisseur est présentée dans la Figure 3.1. La machine électrique ne peut pas être conçue de manière cohérente sans tenir compte des limitations intrinsèques de l'onduleur de pilotage. C'est pourquoi ces deux

composants ne seront pas dissociés, même dans la démarche d'optimisation locale. L'optimisation tient compte à la fois des pertes dans la machine électrique et dans son onduleur associé. Les contraintes devant être prises en compte, sont la tension continue du réseau de bord V_{bus} , le couple électromagnétique maximal C_{max} et la vitesse de rotation maximale Ω_{max} . L'optimisation de l'ensemble convertisseur machine nécessite donc d'évaluer ces contraintes maximales à priori, en se basant sur des critères d'expérience ou qualitatifs, parfois très approximatifs.

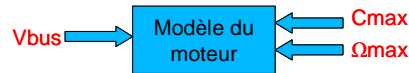


Figure 3.1 Exemple d'optimisation locale de l'ensemble machine électrique onduleur

Si l'on considère maintenant la problématique de conception des composants de stockage, les batteries ainsi que les supercondensateurs et leur convertisseur associé admettent également la tension continue du réseau de bord V_{bus} comme une contrainte externe à définir à priori. La tension V_{bus} est donc une variable de liaison entre ces différents composants : les deux ensembles convertisseur-machine électrique, l'ensemble convertisseur-batteries et l'ensemble convertisseur-supercondensateurs. Cependant, l'influence de la tension V_{bus} sur l'amélioration ou la dégradation du comportement de chacun de ces éléments est beaucoup trop complexe et dépendante du mode de pilotage du véhicule pour que ce paramètre puisse être choisi de manière optimale à priori. Ainsi, l'association des modèles de ces quatre composants dans un même processus d'optimisation permettra de formuler la tension V_{bus} comme un paramètre commun, sans avoir à définir à priori sa valeur. Il en est de même des paramètres partagés par les autres composants de la traction comme la transmission mécanique et le moteur thermique. L'algorithme d'optimisation globale aura la possibilité d'adapter les paramètres de couplage des différents composants afin de rendre optimaux les critères de performance de la traction complète et non plus des composants pris séparément.

3.2.2. Optimisation globale de la chaîne de traction

La stratégie d'optimisation globale est basée sur la conception simultanée de tous les composants de la chaîne de traction du véhicule. L'architecture de l'optimisation globale est illustrée dans la Figure 3.2. Nous pouvons distinguer deux catégories d'éléments :

- **Éléments imposés :** Le moteur thermique et les roues du véhicule sont dans notre cas prédéfinis, leurs couples et vitesses de rotations sont des variables de liaison imposées par l'élément lui-même ;
- **Éléments à optimiser :** Les batteries, les supercondensateurs les deux machines électriques et leur convertisseur associé, le train Ravigneaux, les autres transmissions mécaniques comme le doubleur de gamme, le coupleur hydraulique, le réducteur, le différentiel. Les couples et les vitesses de rotation sont des variables de liaison à optimiser puisque liées à des composants à concevoir et non prédéfinis.

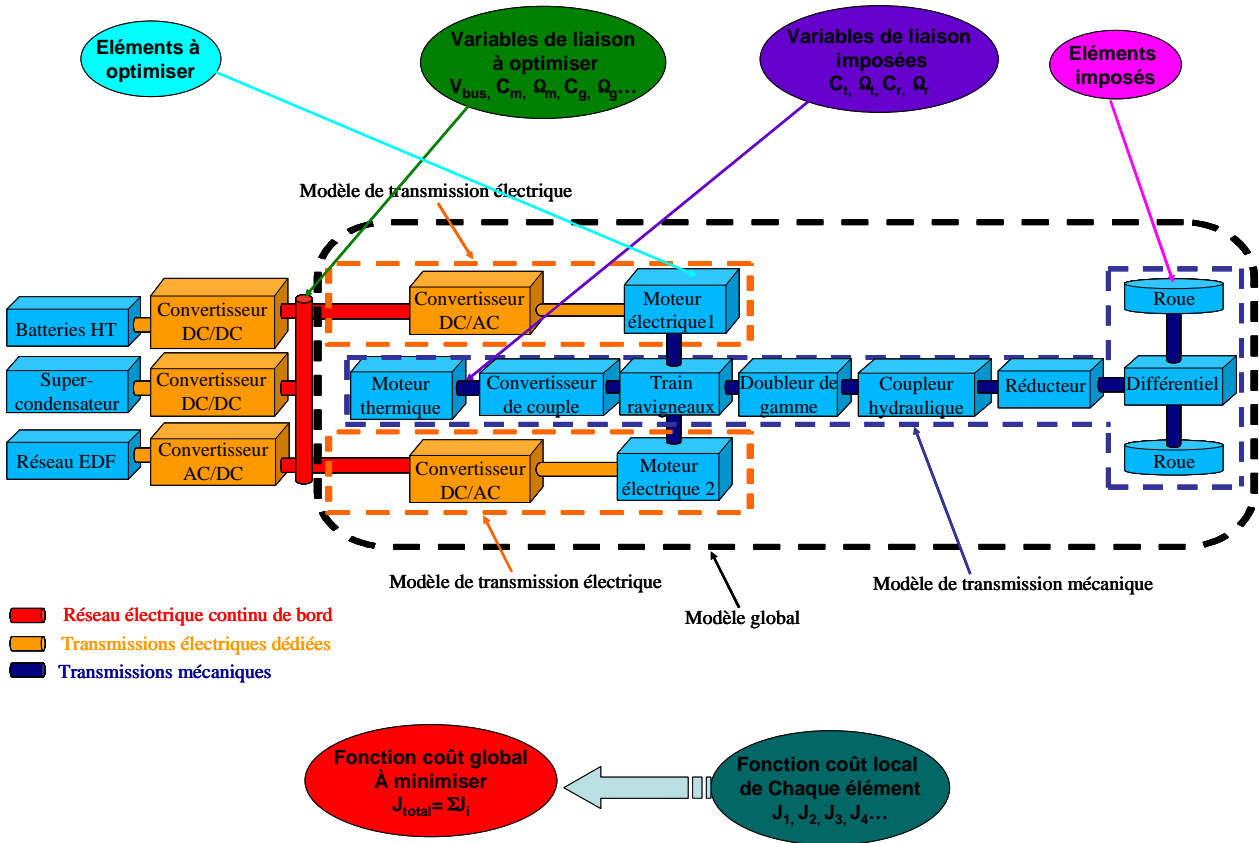


Figure 3.2 Architecture de l'optimisation globale de la chaîne de traction du véhicule

Après avoir déterminé les éléments imposés, les éléments à optimiser, les variables de liaisons imposées, les variables de liaison à optimiser, nous pouvons établir une fonction coût globale décrite par l'équation suivante :

$$J_{total} = \sum J_i \quad (3.1)$$

Cette fonction décrit l'objectif global d'optimisation, dans laquelle J_1, J_2, \dots, J_i représentent les fonctions coût de chaque composant prenant en compte des critères tels que l'encombrement, la masse, les pertes, les rendements, selon le choix du concepteur. Ces fonctions intègrent la prise en compte du mode d'utilisation prévisionnelle du véhicule en déterminant des facteurs de pondération à partir d'une pré-étude statistique des profils de mission décrite dans le paragraphe suivant.

3.2.3. Interprétation statistique des profils de missions

Afin d'optimiser les composants du système, les profils de missions doivent être introduits [Fish01]. Ils permettent de minimiser des paramètres au niveau du cycle global du système comme par exemple l'énergie consommée, et donc de rendre optimale la traction pour l'utilisation prévue. Cela peut se mettre en œuvre en privilégiant, lors de l'optimisation, les zones d'utilisation effectives des composants par rapport à celles qui apparaissent minoritairement.

Dans cette partie, nous introduirons les deux types de profils de mission : civil et militaire. Dans la suite de l'étude, seul le profil militaire sera pris en compte pour illustrer la méthode.

3.2.3.1. Profils mission civil

La Figure 3.3 présente le profil mission civil pour un véhicule benne à ordures ménagères. Ce profil est constitué d'une phase dite de liaison (accès à la zone de ramassage) et d'une phase de collecte des ordures ménagères. Le profil mission a été simulé pour une distance de 4,4 km et une durée de 20 minutes 42 secondes. La vitesse moyenne du véhicule est de 12,7 km/h. La masse du véhicule est 10 tonnes sans charge et 19 tonnes avec charge maximale. Ce profil de mission permet de mettre en œuvre une application civile en vue de caractériser la chaîne de traction du véhicule hybride électrique.

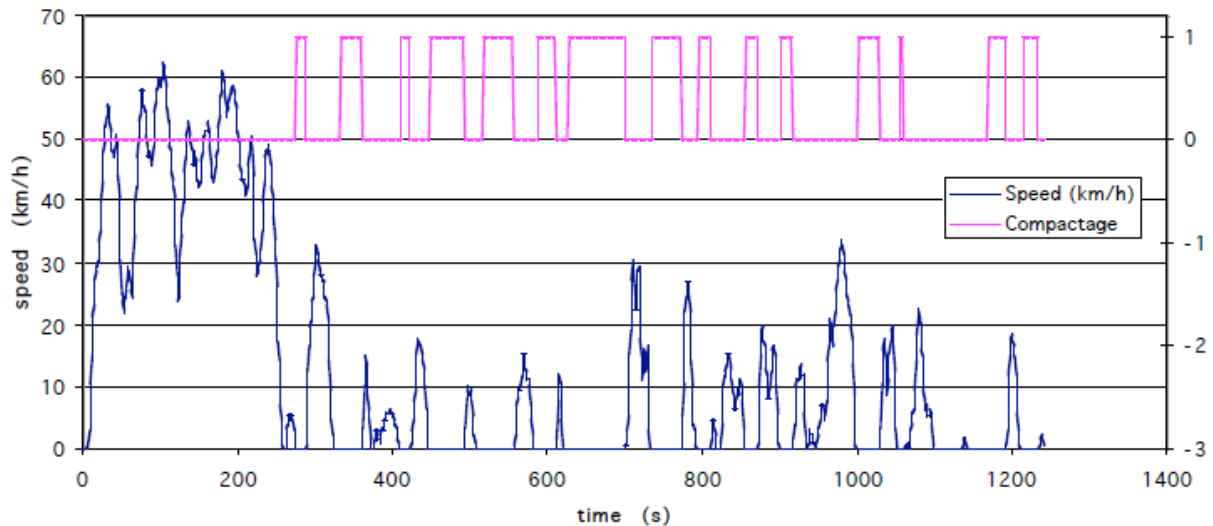


Figure 3.3 Profil de mission civil pour un véhicule benne à ordures ménagères (source : IFSTTAR)

3.2.3.2. Profils mission militaire

Nous allons dans notre cas introduire le profil de mission d'un véhicule de type « combat » fourni par Nexter Systems [ARCHYBALD]. La Figure 3.4 et la Figure 3.5 décrivent l'évolution en fonction du temps de la vitesse du véhicule et de la puissance transmise aux roues. Les caractéristiques de fonctionnement de chacun des composants de la traction peuvent être déduites de ces profils de mission en tenant compte de la stratégie de pilotage précisant quels sont les chemins de puissance mis en jeu à chaque instant. Ainsi, il est possible de définir les profils de pilotage des principaux composants de la traction : les deux ensembles machine électrique/onduleur, l'ensemble batteries/hacheur, l'ensemble supercondensateurs/hacheur, le moteur thermique, le train épicycloïdal de type Ravigneaux et les différents organes mécaniques de réduction. Ce sont ces profils de mission qui permettront de déterminer des points de fonctionnement caractéristiques pour chaque composant à concevoir par optimisation, ainsi que les proportions d'apparition de ces points, traduit en facteurs de pondération.

Si dans le cas présent la stratégie de pilotage est connue a priori et permet de définir les profils de fonctionnement de chaque élément de la traction, on peut tout de même envisager à l'avenir une extension du processus d'optimisation permettant de déterminer la stratégie de pilotage optimale en laissant variables les facteurs de pondération liés au profil de mission et à la stratégie de pilotage.

Nous pouvons définir 4 points de fonctionnement qui représentent majoritairement l'état de fonctionnement du véhicule. Les régimes transitoires qui apparaissent de manière très brève mettent en jeu une quantité d'énergie qui peut être négligée dans le bilan énergétique global du profil de mission. Par contre ils sont pris en compte lors de l'optimisation sous forme de contraintes de dimensionnement (vitesse et couple maximum des machines électriques par exemple).

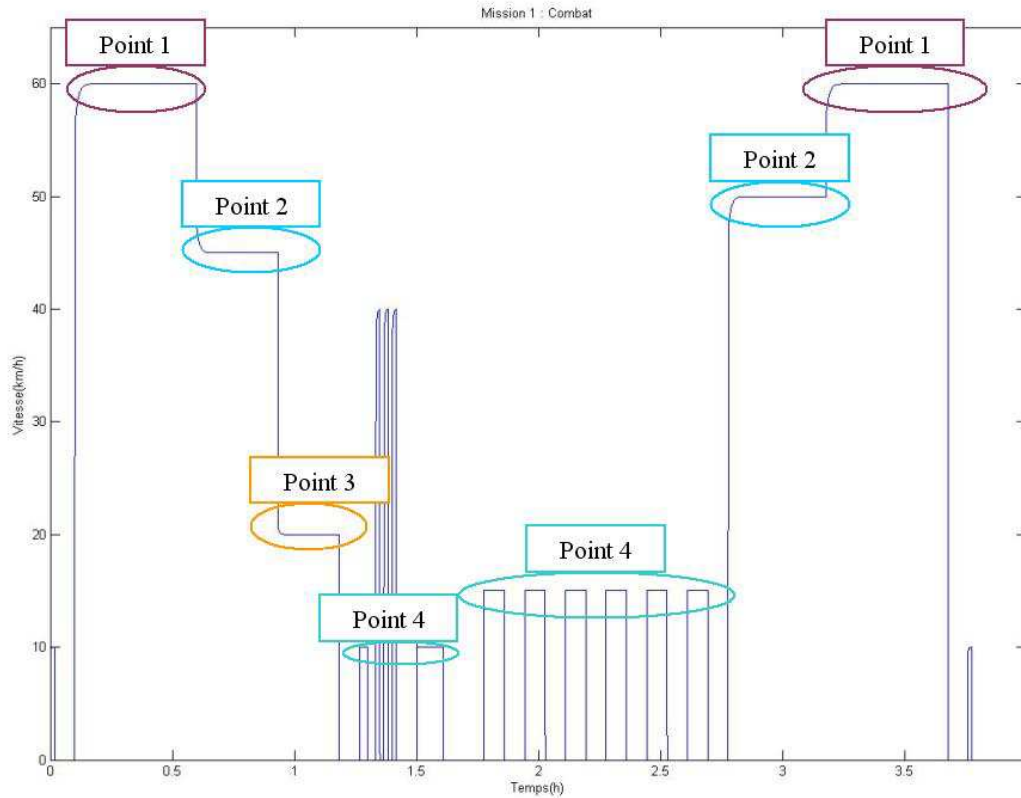


Figure 3.4 Profil de mission Nexter Systems de type « combat » : vitesse du véhicule en fonction du temps

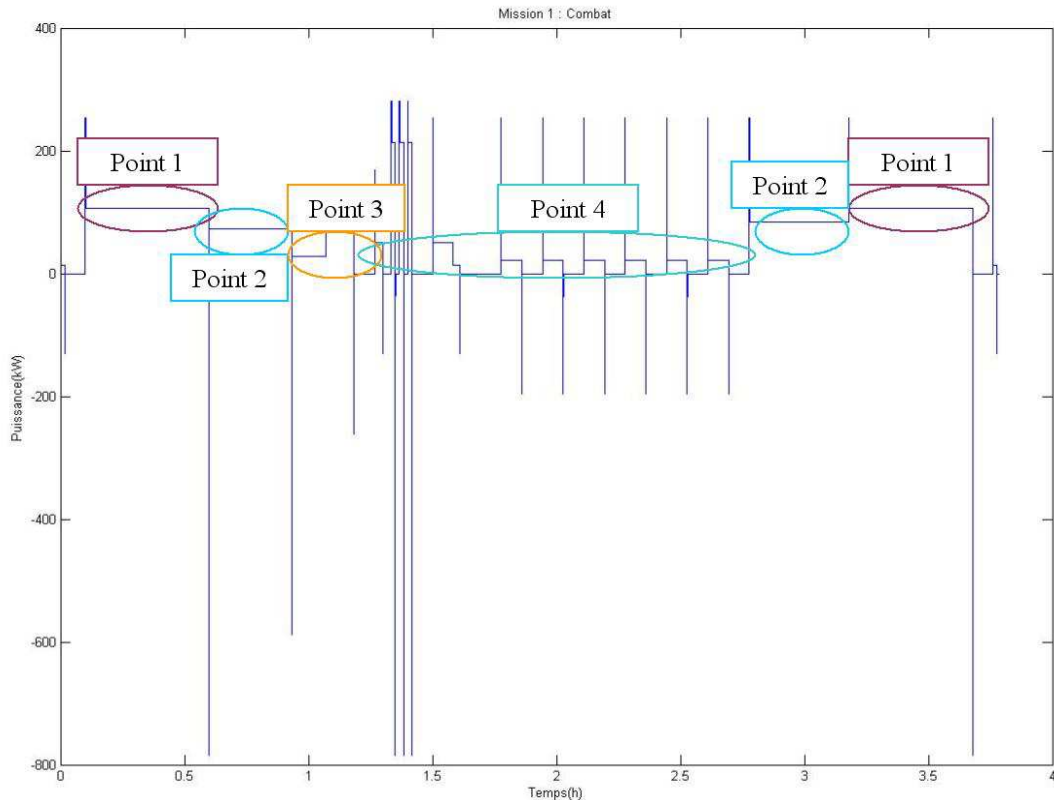


Figure 3.5 Profil de mission Nexter Systems de type « combat » : puissances aux roues du véhicule en fonction du temps

Description du profil de mission militaire

Avant de commencer les cycles de fonctionnement, une phase de transfert préliminaire doit être effectuée. Comme le poids du véhicule blindé considéré dans le Projet ARCHYBALD est de 25 tonnes, il doit être transporté par un camion afin d'économiser son utilisation jusqu'à 50 km dans la zone de combat militaire. Cette phase correspond au trajet jusqu'à la zone de déploiement initiale où le début du cycle commence (point de fonctionnement 1) [SautterAC10].

- Point de fonctionnement 1 : Trajet jusqu'à la zone de déploiement opérationnel

Cette phase peut avoir lieu une fois par semaine à une fois par mois, les besoins de puissances électriques sont faibles. Le véhicule rejoint la zone de déploiement opérationnel distant d'une cinquantaine de kilomètres, à une vitesse stabilisée de 60 km/h en moyenne.

- Point de fonctionnement 2 : Ennemi peu probable

Au début de la prise de contact avec l'ennemi, sa probabilité de présence est assez faible. L'équipage observe afin de détecter tout ennemi éventuel. Les besoins de puissances électriques sont faibles. Il y a peu d'arrêt sur ce cycle de fonctionnement. Le véhicule roule environ 10 à 15 kilomètres à une vitesse moyenne de 40-50 km/h.

- Point de fonctionnement 3 : Ennemi possible

Lorsque la probabilité de présence de l'ennemi devient plus importante, on limite la vitesse de progression des véhicules. Le roulage reste principalement continu, c'est-à-dire sans arrêt, mais la vitesse descend à 20 km/h. Les besoins en puissances électriques restent faibles.

- Point de fonctionnement 4 : Ennemi probable et ennemi ou cible en vue
 - Ennemi probable

Lorsque la probabilité de présence de l'ennemi est importante, il est nécessaire de pouvoir ouvrir le feu dès que celui-ci est repéré. Si le véhicule ne peut pas tirer en roulant, il est nécessaire d'avoir au moins 2 véhicules qui puissent s'appuyer mutuellement. L'un avance lorsque l'autre est à l'arrêt. Dans notre cas, nous considérons que le véhicule peut tirer en roulant. Cette phase se déroulera différemment. Le véhicule roulera à vitesse modérée, entre 10 et 20 km/h afin de pouvoir tirer et surveiller. Les pilotes doivent aménager leur trajectoire afin de pouvoir se poster en cas d'attaque. Dans cette phase, les besoins de puissances électriques sont importants et la furtivité est primordiale.

- Ennemi ou cible en vue

Lorsqu'on aperçoit la cible, une manœuvre de déploiement se met en place dans une zone de 3 à 4 km sur 1 à 2 km. Cette phase se fait à vitesse lente, si possible furtivement, avec de fréquents arrêts et le besoin de pouvoir engager le combat à tout instant. L'approche se fait souvent en tout-terrain (forte demande de puissance).

Dans cette phase et la phase précédente, le besoin en autonomie n'excède pas 15 km, et 3 à 4 km de furtivité est une valeur qui semble intéressante en première approche vue le besoin opérationnel.

A partir de ces profils de mission, nous pouvons obtenir les proportions des durées de chaque mode de fonctionnement. Chaque proportion définit le coefficient de pondération des critères liés au point de fonctionnement considéré. Ces coefficients de pondération k_1 , k_2 , k_3 et k_4 sont constants pour tous les composants liés avec les points de fonctionnement de la chaîne de traction et sont propres au profil de mission considérée. Ils décrivent le rapport de la durée de chaque point de fonctionnement par rapport au temps global du cycle, soit le pourcentage d'apparition de chaque mode défini par la loi de pilotage. La somme des quatre coefficients est donc égale à 1. Les valeurs k_1 , k_2 , k_3 et k_4 obtenues pour le profil considéré dans notre cas sont :

$$\begin{cases} k_1 = 0.3757 \\ k_2 = 0.2652 \\ k_3 = 0.0939 \\ k_4 = 0.2652 \end{cases} \quad (3.2)$$

Ces quatre valeurs de coefficients de pondération sont les mêmes pour le train Ravigneaux, la génératrice et le moteur électrique dans les parties suivantes du chapitre.

Les 4 modes de pilotage du véhicule identifiés pour les points de fonctionnement du profil simplifié permettent de déterminer les flux énergétiques, et donc les points de fonctionnement correspondants de chacun des composants de la traction :

- Point de fonctionnement 1 : mode hybride (puissance thermique + puissance électrique) ;
- Point de fonctionnement 2 : mode hybride (puissance thermique + puissance de recharge des batteries) ;
- Point de fonctionnement 3 : mode hybride (puissance thermique + puissance de recharge des batteries) ; ce point de fonctionnement diffère du deuxième au niveau des puissances.
- Point de fonctionnement 4 : mode tout électrique (puissance électrique).

Le Tableau 3.1 résume les caractéristiques mécaniques qui seront utilisées comme paramètres d'entrée pour le calcul des fonctions coût liées au profil de mission, en négligeant les pertes de la transmission mécanique.

La répartition des puissances pour ces 4 cycles de fonctionnement est présentée dans la Tableau 3.2. Cette répartition des puissances entre les roues du véhicule, le moteur thermique et les deux machines électriques permettra d'exprimer les couples et les vitesses de ces quatre éléments via le modèle cinématique du train Ravigneaux qui sera présenté dans les parties suivantes.

On peut noter que le fonctionnement du moteur thermique interagit avec la conception optimale, puisqu'il influence la stratégie de pilotage et la répartition des puissances entre les composants de la chaîne de traction du véhicule.

Tableau 3.1 Caractéristiques mécaniques aux roues en différents points de fonctionnement

Point de fonctionnement (mode)	Vitesse moyenne du véhicule (km/h)	Puissance aux roues (W)	Vitesse du porte satellite 6 lié aux roues (rad/s)	Couple porte satellite 6 lié aux roues (N.m)
P1 (hybride)	60	106608	-71,12	1499
P2 (hybride)	47,5	78737	-56,3	1398
P3 (hybride)	20	63122	-52,68	1198
P4 (électrique)	13,2	26605	-75,1	354

Tableau 3.2 Répartition de puissance basée sur la stratégie de pilotage

Point de fonctionnement (mode)	Puissance Porte satellite 6 (roues)	Puissance moteur thermique	Puissance moteurs électriques
P1 (hybride)	106608 W	90000 W	16608 W
P2 (hybride)	78737 W	90000 W	-11264 W
P3 (hybride)	63122 W	90000 W	-26878 W
P4 (électrique)	26605 W	0 W	26605 W

3.2.4. Construction des fonctions d'optimisations

La fonction coût globale est déterminée à partir de chacune des fonctions locales des composants de la traction. Les coefficients de pondération déduits des profils de missions simplifiés peuvent être appliqués aux différents critères à minimiser choisis par le concepteur, qui dépendent du profil de mission. Les autres critères qui sont indépendants des profils de mission ne sont pas affectés par ces coefficients. Ensuite les fonctions coût de chaque composant sont construites en sommant les différents critères à minimiser et en affectant des coefficients de normalisation des grandeurs d'unités différentes.

– Construction des fonctions coût de chaque composant :

Nous construisons les fonctions d'optimisation locales en considérant le moteur électrique et son convertisseur associé, la génératrice et son convertisseur associé, ainsi que le train Ravigneaux. Pour chacun de ces éléments nous choisissons de minimiser la masse et les pertes. Les pertes dans chaque composant sont liées au profil de mission et s'expriment donc de la manière suivante :

- Moteur électrique et son convertisseur associé :

$$P_{\text{motond}} = P_{\text{motond}_1} \cdot k_1 + P_{\text{motond}_2} \cdot k_2 + P_{\text{motond}_3} \cdot k_3 + P_{\text{motond}_4} \cdot k_4 \quad (3.3)$$

où P_{motond_1} , P_{motond_2} , P_{motond_3} , P_{motond_4} décrivent respectivement les pertes dans le moteur électrique et le convertisseur aux 4 points de fonctionnement. Les coefficients de pondération k_1 , k_2 , k_3 et k_4 sont donnés par l'équation (3.2).

- Génératrice et son convertisseur associé :

$$P_{\text{geneond}} = P_{\text{geneond}_1} \times k_1 + P_{\text{geneond}_2} \times k_2 + P_{\text{geneond}_3} \times k_3 + P_{\text{geneond}_4} \times k_4 \quad (3.4)$$

où P_{geneond_1} , P_{geneond_2} , P_{geneond_3} , P_{geneond_4} décrivent respectivement les pertes de la génératrice et du convertisseur aux 4 points de fonctionnement.

- Train Ravigneaux :

$$P_{\text{train}} = P_{\text{train}_1} \times k_1 + P_{\text{train}_2} \times k_2 + P_{\text{train}_3} \times k_3 + P_{\text{train}_4} \times k_4 \quad (3.5)$$

où P_{train_1} , P_{train_2} , P_{train_3} , P_{train_4} décrivent respectivement les pertes du train Ravigneaux aux 4 points de fonctionnement.

En n'intégrant pas la masse des convertisseurs dans le processus d'optimisation, nous pouvons alors exprimer les fonctions coûts associées à chacun des éléments considérés :

$$\begin{cases} J_{\text{motond}} = F_1 \cdot M_{\text{mot}} + F_2 \cdot P_{\text{motond}} \\ J_{\text{geneond}} = F_1 \cdot M_{\text{gene}} + F_2 \cdot P_{\text{geneond}} \\ J_{\text{train}} = F_1 \cdot M_{\text{train}} + F_2 \cdot P_{\text{train}} \end{cases} \quad (3.6)$$

où M_{mot} , M_{gene} , M_{train} représentent respectivement la masse du moteur électrique, de la génératrice électrique et du train Ravigneaux.

L'utilisation des coefficients de pondérations F_1 et F_2 permet de normaliser ces fonctions qui possèdent des unités différentes afin que leur contribution s'équilibre dans la fonction du coût global. La détermination de ces coefficients est réalisée à partir d'une évaluation à priori des différentes fonctions coûts afin de déterminer leur ordre de grandeur. Ces valeurs peuvent être affinées au cours d'un processus itératif pour compenser les éventuelles erreurs d'évaluation par rapport aux résultats d'optimisation ou pour favoriser la minimisation d'une fonction coût par rapport à une autre. En particulier ici, il sera possible de privilégier la minimisation de la masse ou des pertes en adaptant les coefficients de pondération F_1 et F_2 .

- Construction de la fonction d'optimisation globale

La fonction d'optimisation globale J_{total} est obtenue en combinant simplement les fonctions coûts des différents éléments. Elle s'exprime donc de la manière suivante :

$$J_{\text{total}} = J_{\text{motond}} + J_{\text{geneond}} + J_{\text{train}} \quad (3.7)$$

3.3. Principe de modélisation des composants de la chaîne de traction

3.3.1. Généralité

La construction du modèle de chacun des composants de la chaîne de traction du véhicule série-parallèle hybride électrique consiste dans un premier temps à définir les équations fonctionnelles qui régissent les phénomènes prépondérants comme cela a déjà été décrit dans le chapitre précédent. Il est alors possible de lier ces phénomènes aux dimensions géométriques des différents constituants du composant considéré. L'emploi de ces équations et la formulation des contraintes de dimensionnement permettent alors de certifier la validité du composant et sa pertinence dans les zones de fonctionnement extrêmes prévues par le cahier des charges. L'expression des critères à minimiser tels que la masse, le volume et les pertes permet quant à elle la recherche d'une solution optimale (vis-à-vis d'un ou plusieurs critères) du composant dans l'espace des solutions possibles.

L'optimisation étant appliquée dans notre cas à un ensemble regroupant le train épicycloïdal et les deux motorisations électriques et leur onduleur, nous décrivons d'abord dans ce paragraphe le principe de modélisation du train épicycloïdal. La modélisation des ensembles machine électrique/onduleur a été présentée dans le chapitre précédent. Les deux motorisations électriques sont conçues selon le même principe, elles seront donc caractérisées par des modèles identiques, exprimées à l'aide de paramètres distincts.

- Moteur thermique : Il n'est pas notre objectif d'inclure le moteur thermique dans le système à optimiser, aussi il est inutile d'élaborer une modélisation analytique du moteur thermique. Nous ne nous intéresserons qu'aux caractéristiques mécaniques telles que le couple et la vitesse de rotation. Le couple et la vitesse de rotation sont imposés dans notre procédure d'optimisation. Le choix des valeurs peut, par exemple, provenir d'une optimisation du fonctionnement du moteur thermique dans ses meilleures zones de fonctionnement ;

- Roues du véhicule

Les paramètres utiles liés aux roues sont les paramètres cinématiques tels que les couples et les vitesses de rotation des roues, qui seront issus des profils de mission fournis par Nexter Systems ;

- Autres paramètres de transmissions mécaniques

Ils correspondent au doubleur de gamme, au coupleur hydraulique, au réducteur et au différentiel. Les modélisations de ces dispositifs ont été développées par Nexter Systems.

La modélisation de la machine électrique et de son convertisseur ayant déjà été abordée dans le chapitre 2, nous traitons maintenant la modélisation du train épicycloïdal Ravigneaux.

3.3.2. Modèle mécanique du train Ravigneaux

Le train Ravigneaux permet de distribuer la puissance mécanique entre les roues du véhicule, le moteur thermique, le moteur électrique et la génératrice électrique. Ce train Ravigneaux qui est développé par Nexter Systems présente les différences suivantes par rapport au train épicycloïdal classique :

- C'est un train double composé, alors que le train classique est simple. Les différences ont été présentées dans le Chapitre 1 Section 1.5.

- Il supporte des contraintes mécaniques supérieures à celles du train épicycloïdal classique, ce qui le rend plus adapté aux véhicules lourds.

La modélisation du train Ravigneaux est basée sur la mise en équations des propriétés géométriques, des relations cinématiques, des résistances des matériaux et des pertes mécaniques comme l'illustre la Figure 3.6.

Dans cette partie, nous allons décrire le principe du dispositif mécanique constitué du train Ravigneaux double et sa modélisation analytique basée sur les travaux de [SautterAC10]. Nous avons vu dans le chapitre 1, la structure du train Ravigneaux. Ce dernier est composé de quelques engrenages et de leur support.

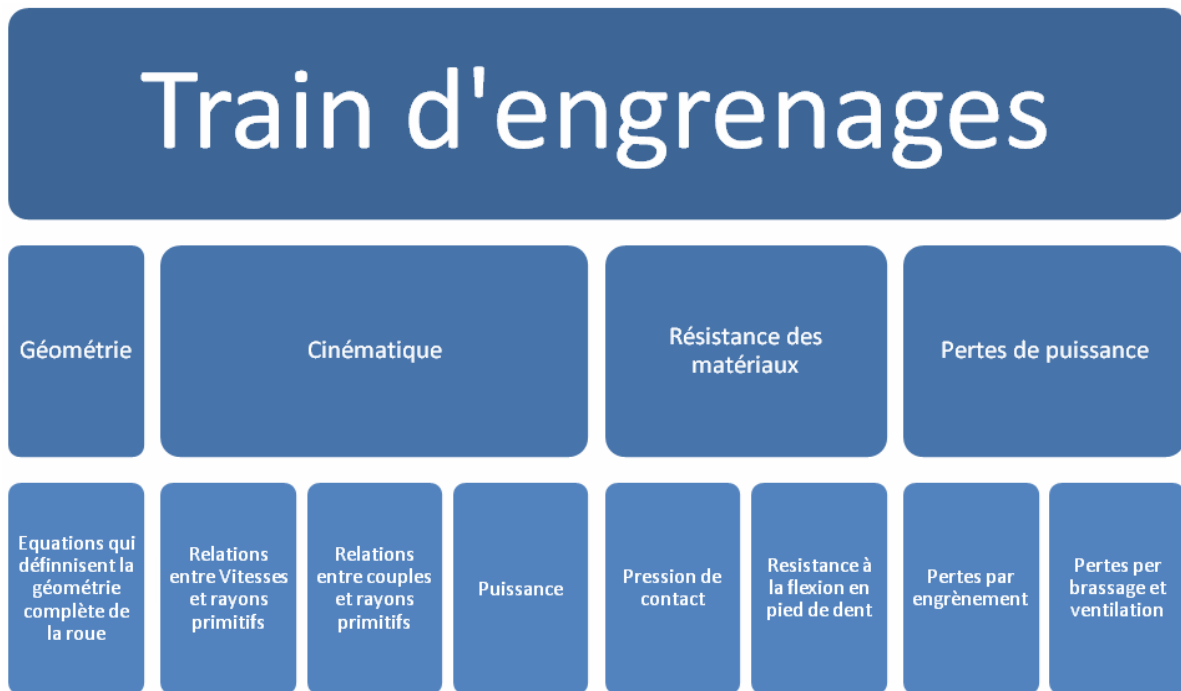


Figure 3.6 Stratégie de modélisation d'un train d'engrenages [SautterAC10]

3.3.2.1. Dimensions géométriques du train Ravigneaux

Nous allons définir les dimensions géométriques du train épicycloïdal en exprimant les paramètres des différents pignons. Un modèle simplifié de la géométrie du train Ravigneaux permet de donner une première vue approximative. La Figure 3.7 présente la forme des dents et des encoches d'engrenages, dans lesquels les sommets des dents sont de forme droite. La Figure 3.8 montre la dimension géométrique des engrenages, notamment les rayons d'engrenages. Les appellations et les liaisons mécaniques des engrenages sont rappelés dans le Tableau 3.3.

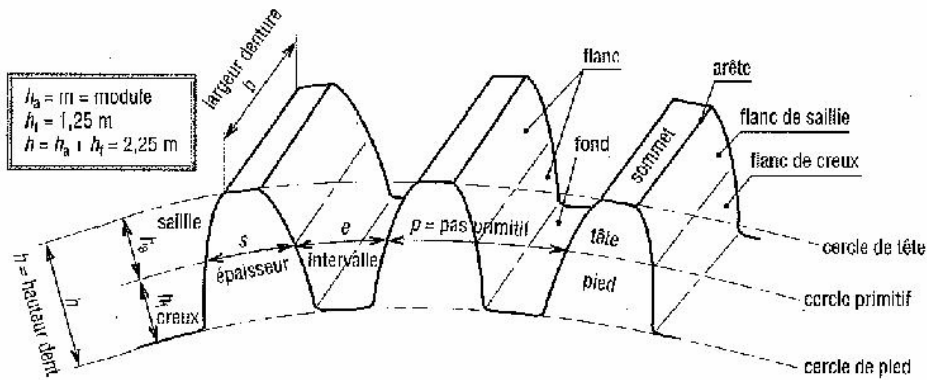


Figure 3.7 Structure d'un engrenage [Fanchon01]

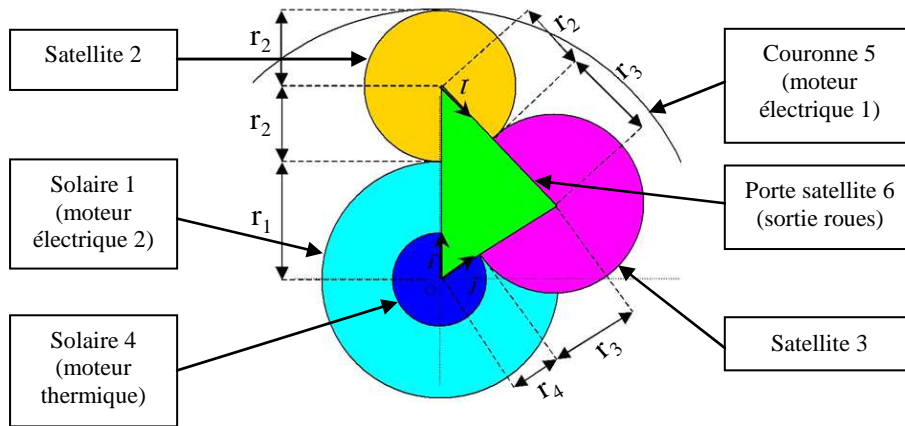


Figure 3.8 Dimension géométrique des engrenages [Fanchon01]

Tableau 3.3 Liaison mécanique des composants du train Ravigneaux

Numéro d'engrenage	Liaison avec le composant du train Ravigneaux	Liaison avec le composant du véhicule
1	Solaire	Rotor de la génératrice
2	Satellite	----
3	Satellite	----
4	Solaire	Moteur thermique
5	Couronne	Rotor du moteur électrique
6	Porte satellite	Roues du véhicule

Contraintes géométriques

Au vue de la géométrie de l'ensemble du train d'engrenages, il y a plusieurs contraintes à intégrer au modèle.

Tableau I.2 Contraintes géométriques de l'ensemble du train d'engrenages

Contrainte	Formule mathématique
Module	$m > 1$
Nombre de dent du pignon 2	$z_2 \geq 16$
Nombre de dent pignon 2/roue 1	$z_1 > z_2$
Nombre de dent du pignon 3	$z_3 > 13$
Nombre de dent pignon 3/roue 4	$z_4 > z_3$
Rayon de la couronne 5	$r_5 = r_1 + 2r_2$
	$r_5 > r_4 + 2r_3$
Rayon du satellite 3	$2r_3 > r_1 - r_4$
Rayons de la roue 1 et 4	$r_1 - r_4 > 0$
Tous les rayons sont positifs	$r_1 > 0 ; r_2 > 0 ; r_3 > 0 ; r_4 > 0 ; r_5 > 0$
Rapport de largeur de b_{12}	$16 \geq k_{b12} \geq 5$
Rapport de largeur de b_{34}	$16 \geq k_{b34} \geq 5$
Diamètre de l'arbre d'entrée 1	$d_{\text{arbre1}} \geq \left[\frac{16 \times C_1 \times s}{\pi \times R_{\text{pg}}} \right]^{1/3}$ Acier : $R_{\text{pg}} = 250 \text{ MPa}$ et $s = 2$
Diamètre de l'arbre sortie 4	$d_{\text{arbre4}} \geq \left[\frac{16 \times C_6 \times s}{\pi \times R_{\text{pg}}} \right]^{1/3}$ Acier : $R_{\text{pg}} = 250 \text{ MPa}$ et $s = 2$
Rapport pignon 2/roue 1	$u_{12} > 1$
Rapport pignon 3/roue 4	$u_{34} > 1$

3.3.2.2. Relations cinématiques du train Ravigneaux

Les relations cinématiques décrivent le couple et la vitesse de rotation des composants du train Ravigneaux. Afin d'éviter toutes confusions entre les paramètres du train Ravigneaux, du moteur électrique et de la génératrice, nous utilisons les préfixes respectifs T, m et g dans les noms des paramètres de ces 3 composants. Tout d'abord nous allons calculer les vitesses de rotation, les couples et les puissances des différents engrenages.

Nous adoptons les notations suivantes :

- T $_{\omega_1}$: vitesse angulaire de rotation de l'engrenage solaire 1
- T $_{\omega_2}$: vitesse angulaire de rotation de l'engrenage satellite 2
- T $_{\omega_3}$: vitesse angulaire de rotation de l'engrenage satellite 3
- T $_{\omega_4}$: vitesse angulaire de rotation de l'engrenage solaire 4
- T $_{\omega_5}$: vitesse angulaire de rotation de l'engrenage couronne 5
- T $_{\omega_6}$: vitesse angulaire de rotation du porte satellite 6

T_{r_1} : rayon de l'engrenage solaire 1
 T_{r_2} : rayon de l'engrenage satellite 2
 T_{r_3} : rayon de l'engrenage satellite 3
 T_{r_4} : rayon de l'engrenage solaire 4
 T_{r_5} : rayon de l'engrenage couronne 5
 T_{r_6} : rayon du porte satellite 6

T_{C_1} : couple de l'engrenage solaire 1
 T_{C_4} : couple de l'engrenage solaire 4
 T_{C_5} : couple de la couronne 5
 T_{C_6} : couple du porte satellite 6

1). Relations entre les vitesses de rotation et les rayons des engrenages du train Ravigneaux

La vitesse de rotation T_{ω_1} de l'engrenage solaire 1 du train Ravigneaux peut être exprimée de la manière suivante :

$$T_{\omega_1} = \frac{T_{\omega_6}(T_{r_1} + T_{r_4}) - T_{\omega_4} \cdot T_{r_4}}{T_{r_1}} \quad (3.8)$$

L'engrenage satellite 2 n'est pas lié mécaniquement avec l'un des composants de la traction. Il supporte néanmoins les frottements et rotations des autres engrenages. La vitesse de rotation de l'engrenage satellite 2 du train Ravigneaux T_{ω_2} peut être exprimée de la manière suivante :

$$T_{\omega_2} = \frac{T_{\omega_6} \cdot (T_{r_2} - T_{r_4}) + T_{\omega_4} \cdot T_{r_4}}{T_{r_2}} \quad (3.9)$$

L'engrenage satellite 3 n'est pas lié mécaniquement avec un composant non plus. La vitesse de rotation de l'engrenage satellite 3 du train Ravigneaux T_{ω_3} peut être exprimée de la manière suivante :

$$T_{\omega_3} = \frac{T_{\omega_6} \cdot (T_{r_3} + T_{r_4}) - T_{\omega_4} \cdot T_{r_4}}{T_{r_3}} \quad (3.10)$$

La vitesse de rotation de l'engrenage couronne 5 du train Ravigneaux T_{ω_5} peut être exprimée de la manière suivante :

$$T_{\omega_5} = \frac{2 \cdot T_{\omega_6} \cdot (T_{r_5} - T_{r_4}) + T_{\omega_4} \cdot T_{r_4}}{T_{r_5}} \quad (3.11)$$

2). Limitation des vitesses de rotation des engrenages du train Ravigneaux

Lors de la modélisation du train Ravigneaux, les limitations de vitesse et de couple des engrenages doivent être prises en compte sous forme de contraintes afin de s'assurer que les matériaux puissent supporter les contraintes cinétiques maximales.

- Vitesse de rotation de l'engrenage solaire 1

Comme $T_{\omega_6} < 0$ et $T_{\omega_4} > 0$, les quatre valeurs extrêmes possibles des vitesses de rotation de l'engrenage solaire 1 sont bornées uniquement par deux d'entre-elles. Ce sont ces valeurs qui devront être prises en compte dans le modèle pour formuler la contrainte sur la vitesse T_{ω_1} :

$$\begin{cases} T_{\omega_{1\min}} = \frac{T_{\omega_{6\min}}(T_{r_1} + T_{r_4}) - T_{\omega_{4\max}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_1}} \\ T_{\omega_{1\max}} = \frac{T_{\omega_{6\max}}(T_{r_1} + T_{r_4}) - T_{\omega_{4\min}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_1}} \end{cases} \quad (3.12)$$

- Vitesse de rotation de l'engrenage satellite 2

Comme il est impossible de prévoir le signe de $(T_{r_2} - T_{r_4})$ il est nécessaire d'évaluer les quatre valeurs extrêmes suivantes pour définir les limites de vitesse du satellite 2 :

$$\begin{cases} T_{\omega_{2\max1}} = \frac{T_{\omega_{6\min}} \cdot (T_{r_2} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\min}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_2}} \\ T_{\omega_{2\max2}} = \frac{T_{\omega_{6\min}} \cdot (T_{r_2} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\max}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_2}} \\ T_{\omega_{2\max3}} = \frac{T_{\omega_{6\max}} \cdot (T_{r_2} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\min}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_2}} \\ T_{\omega_{2\max4}} = \frac{T_{\omega_{6\max}} \cdot (T_{r_2} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\max}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_2}} \end{cases} \quad (3.13)$$

- Vitesse de rotation de l'engrenage satellite 3

De la même manière, comme $T_{\omega_6} < 0$ et $T_{\omega_4} > 0$, les limitations des vitesses de rotation de l'engrenage satellite 3 sont exprimées par les deux relations :

$$\begin{cases} T_{\omega_{3\min}} = \frac{T_{\omega_{6\min}} \cdot (T_{r_3} + T_{r_4}) - T_{\omega_{4\max}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_3}} \\ T_{\omega_{3\max}} = \frac{T_{\omega_{6\max}} \cdot (T_{r_3} + T_{r_4}) - T_{\omega_{4\min}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_3}} \end{cases} \quad (3.14)$$

- Vitesse de rotation de l'engrenage couronne 5

Comme il n'est pas possible de conclure à priori sur le signe des valeurs extrêmes de T_{ω_5} , il est nécessaire de prendre en considération dans le modèle les quatre possibilités :

$$\begin{cases} T_{\omega_{5\max1}} = \frac{T_{\omega_{6\min}} \cdot (T_{r_5} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\min}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_5}} \\ T_{\omega_{5\max2}} = \frac{T_{\omega_{6\min}} \cdot (T_{r_5} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\max}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_5}} \\ T_{\omega_{5\max3}} = \frac{T_{\omega_{6\max}} \cdot (T_{r_5} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\min}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_5}} \\ T_{\omega_{5\max4}} = \frac{T_{\omega_{6\max}} \cdot (T_{r_5} - T_{r_4}) + T_{\omega_{4\max}} \cdot T_{r_4}}{T_{r_5}} \end{cases} \quad (3.15)$$

3). Calculs des couples d'engrenages du train Ravigneaux

Le couple T_{C_1} de l'engrenage solaire 1 du train Ravigneaux est défini par l'équation suivante :

$$T_{-C_1} = \frac{T_{-r_1}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot \left(\frac{T_{-r_1} - T_{-r_4} + 2 \cdot T_{-r_2}}{T_{-r_4}} \cdot T_{-C_4} - T_{-C_6} \right) \quad (3.16)$$

où T_{-C_4} représente le couple de l'engrenage solaire 4 du train Ravigneaux et T_{-C_6} représente le couple du porte satellite 6.

Le couple de l'engrenage de la couronne 5 du train Ravigneaux T_{-C_5} est défini par la relation :

$$T_{-C_5} = T_{-r_5} \cdot \left(\frac{-T_{-r_1} - T_{-r_4}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2}) \cdot T_{-r_4}} \cdot T_{-C_4} - \frac{1}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot T_{-C_6} \right) \quad (3.17)$$

4). Limitation des couples d'engrenages du train Ravigneaux

- Couple de l'engrenage solaire 1

Les limitations de couple de l'engrenage solaire 1 sont définies par les quatre valeurs extrêmes possibles suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{-C_{1\max}} = \frac{T_{-r_1}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot \left(\frac{T_{-r_1} - T_{-r_4} + 2 \cdot T_{-r_2}}{T_{-r_4}} \cdot T_{-C_{4\min}} - T_{-C_{6\min}} \right) \\ T_{-C_1} = \frac{T_{-r_1}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot \left(\frac{T_{-r_1} - T_{-r_4} + 2 \cdot T_{-r_2}}{T_{-r_4}} \cdot T_{-C_{4\min}} - T_{-C_{6\max}} \right) \\ T_{-C_1} = \frac{T_{-r_1}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot \left(\frac{T_{-r_1} - T_{-r_4} + 2 \cdot T_{-r_2}}{T_{-r_4}} \cdot T_{-C_{4\max}} - T_{-C_{6\min}} \right) \\ T_{-C_1} = \frac{T_{-r_1}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot \left(\frac{T_{-r_1} - T_{-r_4} + 2 \cdot T_{-r_2}}{T_{-r_4}} \cdot T_{-C_{4\max}} - T_{-C_{6\max}} \right) \end{array} \right. \quad (3.18)$$

- Couple de l'engrenage couronne 5

Les quatre valeurs extrêmes du couple de l'engrenage de la couronne 5 sont bornées par deux d'entre-elles uniquement et, devront être prises en compte dans la modélisation pour exprimer la contrainte de couple :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{-C_{5\min}} = T_{-r_5} \cdot \left(\frac{-T_{-r_1} - T_{-r_4}}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2}) \cdot T_{-r_4}} \cdot T_{-C_{4\max}} - \frac{1}{2 \cdot (T_{-r_1} + T_{-r_2})} \cdot T_{-C_{6\max}} \right) \\ T_{-C_{5\max}} = 0 \end{array} \right. \quad (3.19)$$

5). Calculs des puissances d'engrenages du train Ravigneaux

La puissance de l'engrenage solaire 1 T_{-P_1} est définie par :

$$T_{-P_1} = T_{-C_1} \cdot T_{-\omega_1} \quad (3.20)$$

La puissance de l'engrenage solaire 4 T_{-P_4} est définie par :

$$T_{-P_4} = T_{-C_4} \cdot T_{-\omega_4} \quad (3.21)$$

La puissance de l'engrenage de la couronne 5 T_{-P_5} est définie par :

$$T_{-P_5} = T_{-C_5} \cdot T_{-\omega_5} \quad (3.22)$$

La puissance du porte satellite T_{P_6} est définie par :

$$T_{P_6} = T_{C_6} \cdot T_{\omega_6} \quad (3.23)$$

3.3.2.3. Résistance des matériaux du train Ravigneaux

Cette partie concerne l'évaluation de la faisabilité et de la sûreté des matériaux, qui est basée sur la norme ISO 6336 « Calcul de la capacité de charge des engrenages cylindriques à dentures droite et hélicoïdale ». La Figure 3.9 présente le contact entre les dents de deux engrenages. Les deux paramètres : la pression de contact entre deux engrenages et la résistance à la flexion au pied de dent, permettent de contraindre le diamètre primitif d'engrenages, la largeur de dent et le module d'engrenages.

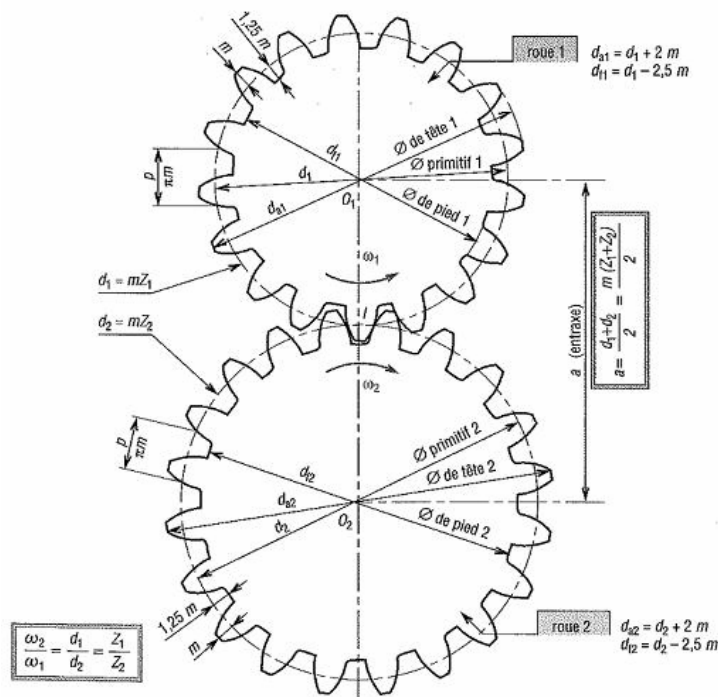


Figure 3.9 Les contacts entre les dents des deux engrenages [Fanchon01]

Dans cette partie, nous allons présenter les contraintes concernant la résistance des matériaux du train Ravigneaux. Nous allons tout d'abord appliquer la méthode sur le solaire 1 (génératrice) et le satellite 2, puis le solaire 4 (moteur thermique) et le satellite 3. Les dimensions de la couronne 5 et du porte-satellite 6 seront déduites. Tous les indices des différentes variables correspondent aux différentes pièces de notre système à savoir: 1- Solaire, 2-Satellite, 3- Satellite, 4-Solaire, 5-Couronne et 6-Porte-satellite. Les longueurs (diamètre, rayon, largeur...) sont exclusivement exprimées en millimètres, sauf contre-indication.

Il en résulte les expressions suivantes à partir desquelles il sera possible de formuler lors de l'optimisation les contraintes permettant d'éviter les défaillances d'engrenages.

Facteur d'influence

Rapport de conduite :

$$\begin{aligned} 1 < \varepsilon_{\alpha_{12}} &\leq 2 \\ 1 < \varepsilon_{\alpha_{34}} &\leq 2 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Facteur de résonance :

$$\begin{aligned} N_{12} &< 0.85 \\ N_{34} &< 0.85 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Tolérance de rodage :

$$\begin{aligned} y_{\alpha_{12}} &\leq 0,003\text{mm} \\ y_{\alpha_{34}} &\leq 0,003\text{mm} \\ y_{f_{34}} &\leq 0,003\text{mm} \end{aligned} \tag{3.26}$$

Résistance à la pression de contact

La "pression de contact" dans un engrenage correspond à la contrainte engendrée par le contact de deux roues dentées sur leur flanc lors de la phase d'engrènement. La pression de contact est une des principales causes de la création de piqûres, c'est-à-dire de trous peu profonds en forme d'éventail, qui fragilisent la dent.

Condition de fonctionnement

La norme ISO 6336 préconise les conditions de fonctionnement:

$$\begin{aligned} \sigma_{HP12} &> \sigma_{H12} \\ \sigma_{HP34} &> \sigma_{H34} \end{aligned} \tag{3.27}$$

où

σ_{HP} : Pression de contact admissible (N/m²);

σ_H : Pression de contact (N/m²).

Coefficient de sécurité pour la résistance à la pression superficielle (contre la formation des piqûres) S_H

$$\begin{aligned} S_{H12} &= \frac{\sigma_{HG12}}{\sigma_{H12}} > S_{H\min} \\ S_{H34} &= \frac{\sigma_{HG34}}{\sigma_{H34}} > S_{H\min} \end{aligned} \tag{3.28}$$

où

$S_{H\min}$: Coefficient de sécurité minimal;

σ_{HG} : Limite de pression de piqûre;

σ_H : Pression de contact.

Résistance à la flexion en pied de dent

La contrainte en pied de dent correspond à la contrainte engendrée par la flexion de l'ensemble de la dent de façon cyclique, et est située au niveau de la zone de raccordement. La contrainte en pied de dent peut être la cause de création de fissures par effet de fatigue, et ainsi causer la rupture totale de la dent.

Condition de fonctionnement

La norme ISO 6336 préconise les conditions de fonctionnement suivant:

$$\begin{aligned}\sigma_{F1} &\leq \sigma_{FP1} \\ \sigma_{F2} &\leq \sigma_{FP2} \\ \sigma_{F3} &\leq \sigma_{FP3} \\ \sigma_{F4} &\leq \sigma_{FP4}\end{aligned}\tag{3.29}$$

où

σ_{FP} : Contrainte de flexion admissible en pied de dent (N/m²);

σ_F : Contrainte effective en pied de dent (N/m²).

Coefficient de sécurité pour la résistance à la pression superficielle (contre la formation des piqûres) S_F

$$\begin{aligned}S_{F1} &= \frac{\sigma_{FG1}}{\sigma_{F1}} > S_{Fmin} = 1.25 \\ S_{F2} &= \frac{\sigma_{FG2}}{\sigma_{F2}} > S_{Fmin} = 1.25 \\ S_{F3} &= \frac{\sigma_{FG3}}{\sigma_{F3}} > S_{Fmin} = 1.25 \\ S_{F4} &= \frac{\sigma_{FG4}}{\sigma_{F4}} > S_{Fmin} = 1.25\end{aligned}\tag{3.30}$$

où

S_{Fmin} : Coefficient de sécurité minimal;

σ_{FG} : Contrainte limite de flexion;

σ_F : Contrainte en pied de dent.

3.3.2.4. Pertes de puissance du train Ravigneaux

Les pertes de puissance dans les transmissions par engrenages ont plusieurs causes (état de surface, lubrifiant...). Les pertes de puissance peuvent être déterminées par calculs ou par essais. On distingue plusieurs causes de dissipations d'énergie : frottement entre les dents, procédé de lubrification. Actuellement il y a encore de nombreuses recherches dans ce domaine et de nombreuses

formules existent. Pour développer la partie sur les pertes de puissance, nous nous appuyons sur la théorie développée par [Henriot99].

Dans l'équation ci-dessous, la perte de puissance totale (P_V) est égale à la somme de la perte de puissance (P_N) qui ne dépend pas de la charge, et de la perte de puissance (P_L) qui dépend de la charge :

$$P_V = P_N + P_L \quad (3.31)$$

Dans notre cas, la puissance perdue dépendant de la charge (P_L) correspond aux pertes dans l'engrènement. En ce qui concerne la puissance perdue ne dépendant pas de la charge (P_N), elle correspond aux pertes par brassage et ventilation dans les engrenages.

1). Pertes dans l'engrènement

La Figure 3.10 représente l'engrènement de deux profils conjugués dans la période d'approche et la période de retraite selon la formulation développée par [Henriot99].

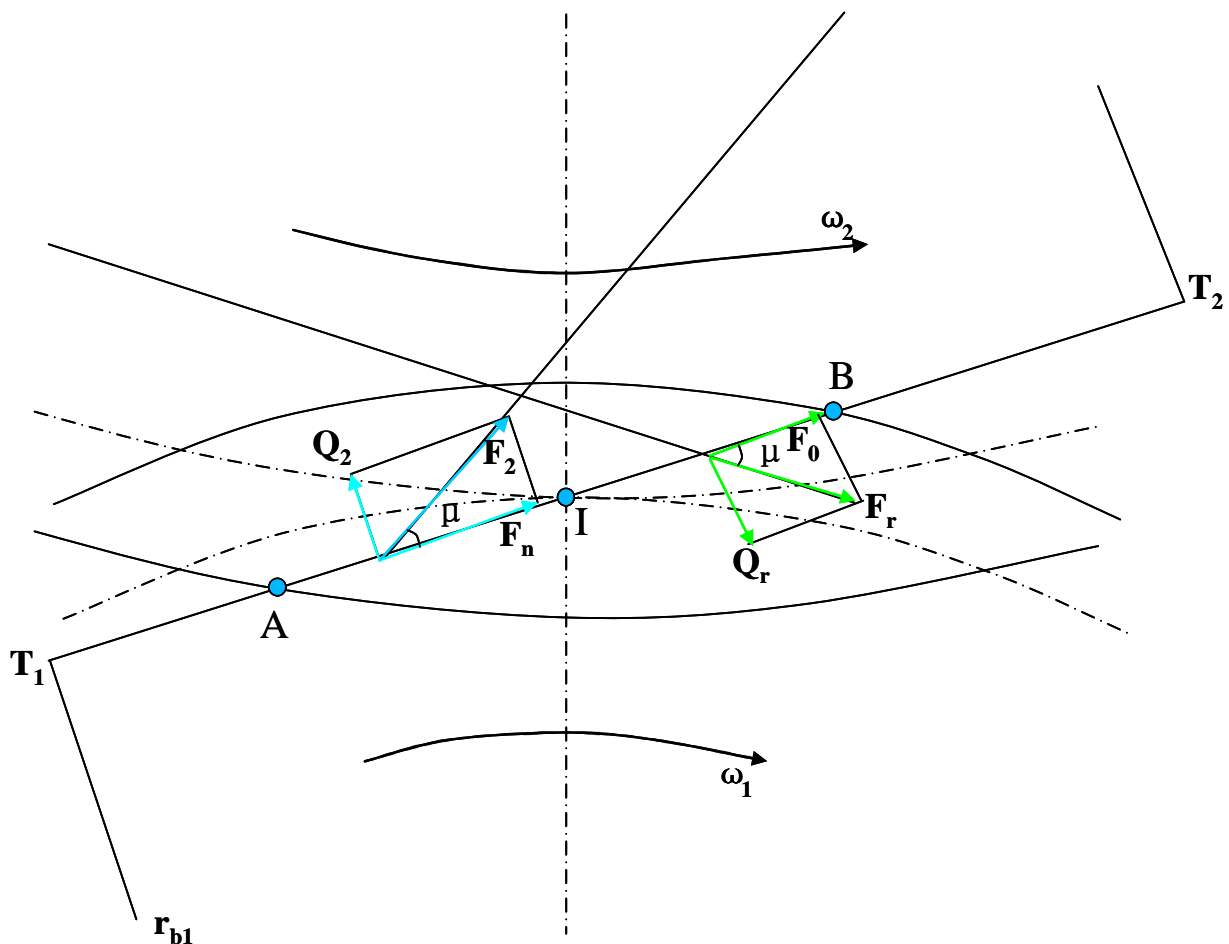


Figure 3.10 Etude de l'engrènement et influence du frottement [Henriot99]

AI: Longueur d'approche g_f :

$$g_f = \sqrt{(r_{a2}^2 - r_{b2}^2)} - r_2 \sin \alpha \quad (3.32)$$

IB: Longueur de retraite g_a :

$$g_a = \sqrt{(r_{a1}^2 - r_{b1}^2)} - r_1 \sin \alpha \quad (3.33)$$

En supposant le pignon moteur, et sans frottement, la réaction de contact serait l'effort normal :

$$F_n = \frac{F_t}{\cos \alpha} \quad (3.34)$$

Du fait de l'existence du frottement de part et d'autre du point primitif, l'action de contact est en réalité F , inclinée de l'angle μ tel que :

$$\mu = \arctan f \quad (3.35)$$

où f est le coefficient de frottement. La composante tangentielle de F est :

$$Q = F_n f \quad (3.36)$$

Le coefficient de frottement f n'est pas uniforme. Il dépend d'un grand nombre de facteurs tels que la charge, la vitesse de glissement ou la viscosité d'huile. La valeur moyenne se situe aux environs de 0.04, peut descendre jusqu'à 0.02 mais peut atteindre 0.07 pour les faibles vitesses et les faibles viscosités. Dans notre cas, nous allons utiliser comme valeur moyenne $f_m = 0.04$.

Le travail perdu par frottement depuis le début jusqu'à la fin de l'action a pour valeur:

$$t_\mu = Q \times G_\alpha \quad (3.37)$$

G_α étant le glissement total des profils conjugués, d'où :

$$t_\mu = F_n \times f_m \times \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \frac{g_f^2 + g_a^2}{2 \cos \alpha} \quad (3.38)$$

Pendant toute la durée de l'engrènement, la rotation de la roue, exprimée en radians, est $(g_f + g_a)/(r_2 \cos \alpha)$.

Le travail perdu par frottement pour un tour de roue est donc :

$$\zeta_\mu = F_n f_m \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \frac{g_f^2 + g_a^2}{2 \cos \alpha} \frac{2\pi}{(g_f + g_a)/r_2 \cos \alpha} = \pi r_2 F_n f_m \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \frac{g_f^2 + g_a^2}{g_f + g_a} \quad (3.39)$$

Pendant ce temps, le pignon moteur a fourni à la roue un travail :

$$\zeta_m = F_t \cdot 2\pi \cdot r_2 = F_n \cdot \cos \alpha \cdot 2\pi \cdot r_2 \quad (3.40)$$

Le rendement est donc :

$$\eta = \frac{\zeta_m - \zeta_\mu}{\zeta_m} = 1 - f_m \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \frac{g_f^2 + g_a^2}{2(g_f + g_a) \cos \alpha} \quad (3.41)$$

La perte de puissance s'exprime selon la formule suivante :

$$P_{M(W)} = C_1 \times \omega_1 \times (1 - \eta) \quad (3.42)$$

où :

- C_1 : Couple d'entrée (Nm);
- ω_1 : Vitesse de rotation d'entrée (rad/s).

2). Pertes de puissance par brassage et ventilation dans les engrenages

Les engrenages tournent en étant plus ou moins plongés dans un bain d'huile pour la lubrification. Le brassage de l'huile crée un échauffement qui donne lieu à des pertes mécaniques. Les pertes de puissance par ventilation représentent quant à elles la puissance perdue du fait de la traînée aérodynamique de la denture dans le mélange air-huile d'un carter de réducteur. Cette perte, P_{WG} est estimée pour chaque roue ou pignon individuellement. Ces pertes de puissance par brassage et ventilation sont définies par [Henriot99].

$$P_{WG(W)} = \frac{d_w^2 \times n^2 \times b \times \cos^3 \beta \times m \times 1.42 \times 10^{-2}}{A} \quad (3.43)$$

où

- d_w : Diamètre primitif de fonctionnement de la roue (m) ;
- n : Vitesse de rotation en tr/min de la roue (tr/min) ;
- b : Largeur de denture (m) ;
- β : Angle d'hélice - dans notre cas, $\beta = 0$;
- m : Module réel (m) ;
- A : Fonction de la viscosité absolue ζ du lubrifiant à 95°C avec $A \approx 22440/\zeta$.

La viscosité absolue (ξ) du lubrifiant à T°C peut-être exprimée comme [Dallemaigne99] :

$$\xi = \nu \times \rho \quad (3.44)$$

où

- ν : Viscosité cinématique à T°C ;
- ρ : Masse volumique à T°C.

Pour la lubrification, l'huile utilisée est de type O-226 du Service des Essences des Armées (SEA). D'après le Guide technique des produits distribués par le SEA, elle a une viscosité cinématique à 100°C de 13.9 mm²/s. En ce qui concerne la masse volumique, le Guide technique des produits distribués par le SEA la définit à 15°C : $\rho_{15} = 897 \text{ kg/m}^3$. Sous la pression atmosphérique normale et à la température T, la masse volumique est [Dallemaigne99] :

$$\rho = \frac{\rho_{15}}{1 + a \times (T - 15)} \quad (3.45)$$

où

- a: coefficient moyen de dilatation des huiles minérales $a = 7 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C}$;
- Pour 95°C , on obtient donc: $\rho = 849 \text{ kg/m}^3$;

D'où :

- $\xi = 11.8 \times 10^{-6} \text{ kg/(s.m)}$;
- $A \approx 1.9 \times 10^6 \text{ s.m/kg}$.

3.3.2.5. Masse du train Ravigneaux

Dans cette partie, nous nous intéressons à la masse totale du train d'engrenages. Elle est définie à partir des masses de chaque composant. Pour calculer les différentes masses des satellites, solaires et de la couronne, un modèle a été défini pour les dentures.

Pour définir une formule générale pour les satellites et les solaires de notre système, nous allons "diviser" la roue dentée en deux parties : le cylindre et les dents. On aura donc:

$$m_{\text{roue}} = V_{\text{cylindre}} \times \rho_{\text{acier}} + V_{\text{dents}} \times \rho_{\text{acier}} \quad (3.46)$$

1). Partie cylindre

Le cylindre d'une roue dentée peut-être plein ou avec un trou pour accueillir l'arbre.

Cas 1: La roue dentée est pleine

$$V_{\text{cylindre_plein}} = \pi \times r_f^2 \times b \quad (3.47)$$

où

- b : Largeur de la roue dentée ;
- r_f : Rayon de pied ($r_f = r - 1.25\text{m}$).

Cas 2: La roue dentée accueille un arbre

$$V_{\text{cylindre_trou}} = \pi \times r_f^2 \times b - \pi \times r_{\text{arbre}}^2 \times b \quad (3.48)$$

où

- b : Largeur de la roue dentée ;
- r_{arbre} : Rayon de l'arbre ;
- r_f : Rayon de pied ($r_f = r - 1.25\text{m}$).

2). Partie dents

Pour calculer approximativement le volume d'une dent (voir Figure 3.11), nous allons considérer qu'elles peuvent être divisées en deux : un trapèze + un rectangle. En effet, la partie supérieure jusqu'au diamètre de base est réalisée par développante de cercle. On approxime la partie basse comprise entre le rayon de base et le rayon de pied de dent par un rectangle. Sa longueur correspond à l'épaisseur de base et sa hauteur correspond à la différence entre le rayon du cercle de base et le rayon de pied de dent. La valeur de la masse de la partie dent sera donc minimisée par rapport à la réalité.

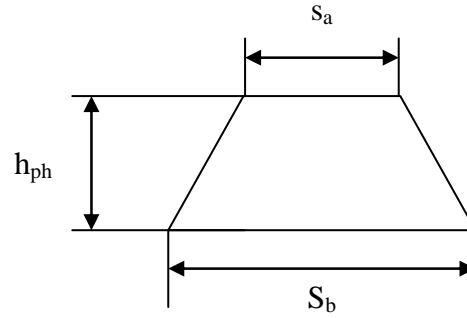


Figure 3.11 Représentation de la partie haute d'une dent sous la forme d'un trapèze

Hauteur de la partie haute de la dent h_{ph} :

$$h_{ph} = r_a - r_b \quad (3.49)$$

où

- r_a : Rayon de tête de dent où $r_a = r+m$;
- r_b : Rayon de base.

Épaisseur de tête de dent S_a :

$$s_a = r_a \left[\frac{s}{r} + 2(\text{inv}\alpha - \text{inv}\alpha_a) \right] \quad (3.50)$$

où

- r_a : Rayon de tête de dent où $r_a = r+m$;
- s : Epaisseur de la dent où $s = \pi m/2$;
- r : Rayon primitif ;
- α_a : angle d'incidence en tête de dent, tel que :

$$\alpha_a = \arccos\left(\frac{r}{r_a} \cos \alpha\right) \quad (3.51)$$

où α est l'angle de pression $\alpha = 20^\circ = \pi/9$.

Épaisseur de base S_b :

$$s_b = r_b \left[\frac{s}{r} + 2\text{inv}\alpha \right] \quad (3.52)$$

où

- r_b : Rayon de base, tel que :

$$r_b = r \times \cos \alpha \quad (3.53)$$

- s : Epaisseur de la dent où $s = \pi m/2$;
- r : Rayon primitif ;
- α : Angle de pression $\alpha = 20^\circ = \pi/9$.

Hauteur de la partie basse de la dent h_{pb} :

$$h_{pb} = r_b - r_f \quad (3.54)$$

Volume de la partie basse (rectangle) :

$$V_{rect} = s_b \times (r_b - r_f) \times b \quad (3.55)$$

Le volume de la dent est donc défini par la formule suivante :

$$V_{dent} = \left(\frac{(s_a + s_b) \times (r_a - r_b)}{2} \right) \times b + s_b \times (r_b - r_f) \times b \quad (3.56)$$

Le volume total de toutes les dents de la roue dentée est défini par:

$$V_{dents} = V_{dent} \times z \quad (3.57)$$

où z est le nombre de dents de la roue dentée.

3). La masse totale du train épicycloïdal

Le calcul de la masse totale est obtenu en faisant la somme des masses de chaque composant du train épicycloïdal. On a donc:

$$m_{totale} = m_{solaire_1} + 3 \times m_{satellite_2} + 3 \times m_{satellite_3} + m_{solaire_4} + m_{couronne_5} + m_{porte-satellite_6} \quad (3.58)$$

3.3.2.6. Encombrement du train Ravigneaux

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'encombrement total du train d'engrenages. L'encombrement total du train d'engrenages est défini à partir de la couronne 5, puisqu'elle entoure l'ensemble du système. On aura donc:

$$V_{totale} = \pi \times r_{5total}^2 \times b_5 \quad (3.59)$$

où

- r_{5total} : Rayon extérieur de la couronne 5 tel que :

$$r_{5total} = r_{f5} + 1.5 \times h \quad (3.60)$$

- b_5 : Largeur totale de la couronne 5 tel que :

$$b_5 = b_{12} + b_6 + b_{34} + b_{armature} \quad (3.61)$$

Optimisation de l'ensemble train Ravigneaux, machines électriques et onduleurs associés

Afin de mettre en évidence les avantages quantitatifs de l'optimisation globale sur l'optimisation locale, nous allons comparer les critères de performance globaux (la masse et les pertes de puissance ici) dans le cas où les composants ont été optimisés ensemble et dans le cas où ils ont été optimisés séparément. L'objectif est de montrer que l'optimisation des variables de liaison entre les composants et la connaissance globale du système durant l'optimisation, qui sont des éléments caractéristiques de

l'optimisation globale contribuent à faciliter le dimensionnement des composants et à améliorer leurs performances.

Dans le chapitre 2, nous avons dimensionné et optimisé la machine électrique et son convertisseur associé sous quelques hypothèses. Afin de tenir compte des souplesses qu'autorise l'optimisation globale, nous allons dans ce chapitre éliminer quelques hypothèses du chapitre 2:

- Les deux machines électriques ne sont plus identiques. Elles seront dimensionnées en utilisant des paramètres entièrement distincts.
- Les 3 points de fonctionnement seront remplacés par les 4 points de fonctionnement définis par le profil de mission utilisé pour évaluer le principe d'optimisation global et décrit précédemment.

Le modèle analytique du moteur électrique et de la génératrice est le même que celui que nous avons présenté dans le chapitre 2. Nous ne présenterons donc dans ce chapitre que les points différents qui concernent principalement la dissociation des paramètres cinématiques qui dépendent du train Ravigneaux.

3.3.3. Algorithme d'optimisation du logiciel CADES

Afin de mieux comprendre les résultats d'optimisation donnés par le logiciel CADES, nous analysons tout d'abord comment effectuer une optimisation à l'aide de CADES.

En effet, l'optimisation du critère est réalisée avec le logiciel CADES utilisant un algorithme SQP (Sequential quadratic programming). L'algorithme d'optimisation est de type gradient conjugué non linéaire, et il est programmé en langage JAVA. La matrice des dérivées partielles est automatiquement générée par CADES et permet d'optimiser différents paramètres.

La Figure 3.12 décrit l'algorithme d'optimisation par le logiciel CADES. Il est nécessaire de définir une valeur finale satisfaisante du critère, ainsi que la résolution à partir de laquelle la convergence peut être considérée comme atteinte. L'état des variables en fin de convergence définit alors le ou les composants optimaux. Lorsque des variables n'admettent que des valeurs discrètes pour solutions, une première optimisation est d'abord réalisée en les laissant entièrement libres et continument variables. L'optimisation est ensuite reprise après avoir fixé les variables discrètes à la valeur la plus proche autorisée. C'est le cas par exemple du nombre de paires de pôles magnétiques et du nombre de spires des bobinages des moteurs électriques à aimants permanents ou encore du module des pignons du train épicycloïdal.

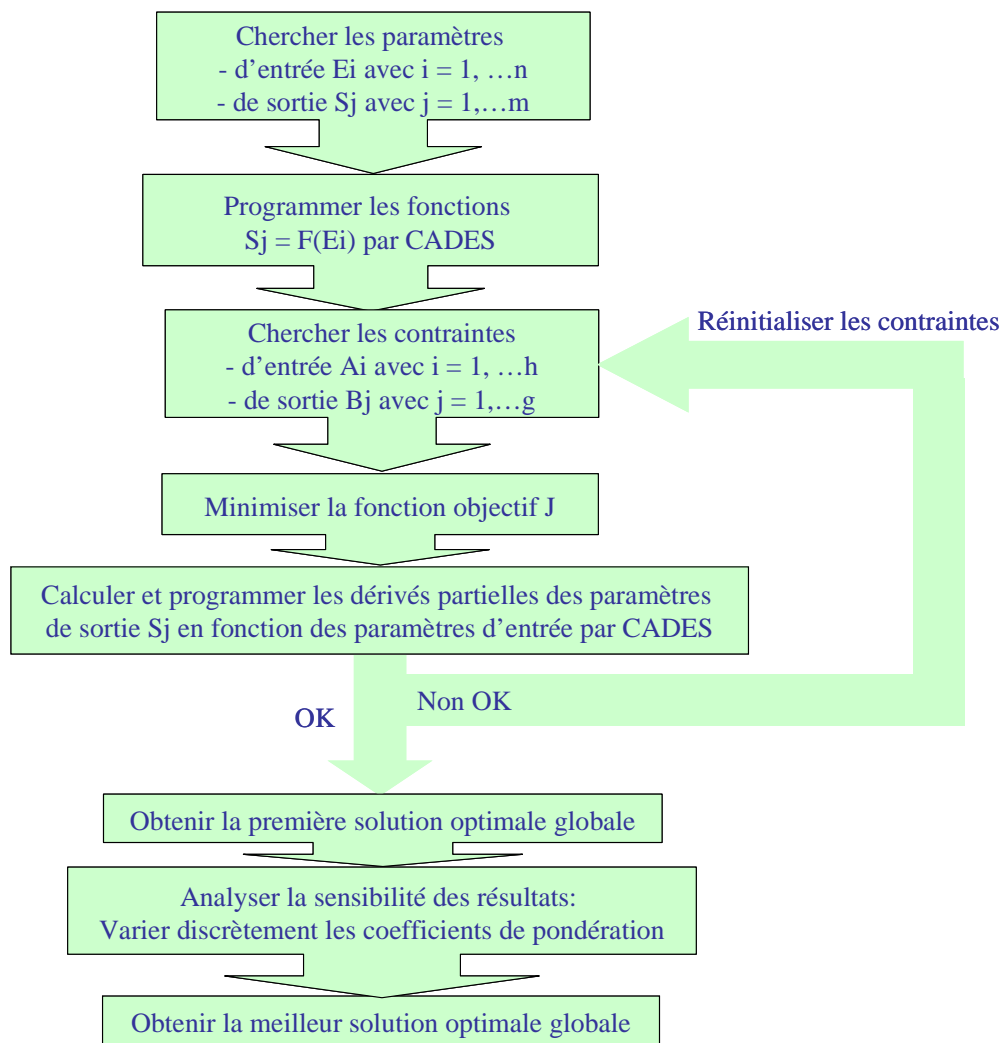


Figure 3.12 Algorithme d'optimisation

En ce qui concerne les contraintes, elles doivent être d'abord évaluées par le concepteur avant d'effectuer l'optimisation. Les contraintes peuvent être imposées par le cahier des charges, par exemple le rayon extérieur de la machine, ou imposées par une contrainte évaluée physiquement, par exemple la valeur maximale de l'induction dans la culasse du stator. Les paramètres peuvent être constants ou contraints dans un intervalle. Certains paramètres ne sont pas contraints et peuvent restés « libre ». Les paramètres d'entrée doivent être initialisés à des valeurs cohérentes.

Après avoir dérivé tous les paramètres de sortie par rapport aux paramètres d'entrée, la solution sera recherchée par CADES. Dans la Figure 3.13, le point 4 est la solution globale et les 3 autres points les solutions locales. Afin de trouver la solution globale, il est nécessaire d'effectuer plusieurs optimisations avec CADES.

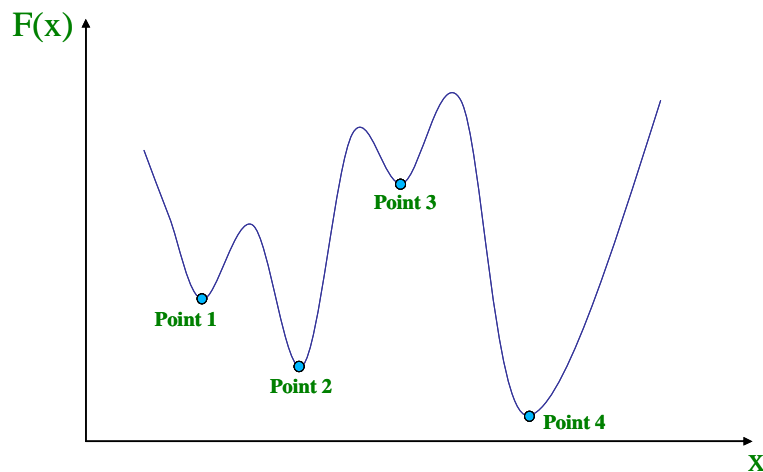


Figure 3.13 Solution globale et locale de l'optimisation

Une fois la convergence atteinte, les paramètres discrets sont modifiés à leur valeur valide la plus proche et définis comme fixes. L'optimisation est alors reprise à partir du dernier point de convergence pour affiner les résultats vers une nouvelle convergence tenant compte de cette nouvelle contrainte. Le résultat final est en général très proche du précédent, ce qui ne remet pas en cause les valeurs fixes considérées pour les paramètres discrets.

3.3.4. Optimisation locale du train Ravigneaux seul

Dans le cas de l'optimisation indépendante des composants, le train Ravigneaux doit être dimensionné le premier car c'est lui qui détermine les valeurs des vitesses et des couples des deux machines aux quatre points de fonctionnement du profil de mission. Ces valeurs doivent être connues pour permettre ensuite de procéder aux optimisations séparées des deux machines. La combinaison des différents flux de puissance est assurée par le train épicycloïdal comme illustré sur la Figure 3.14.

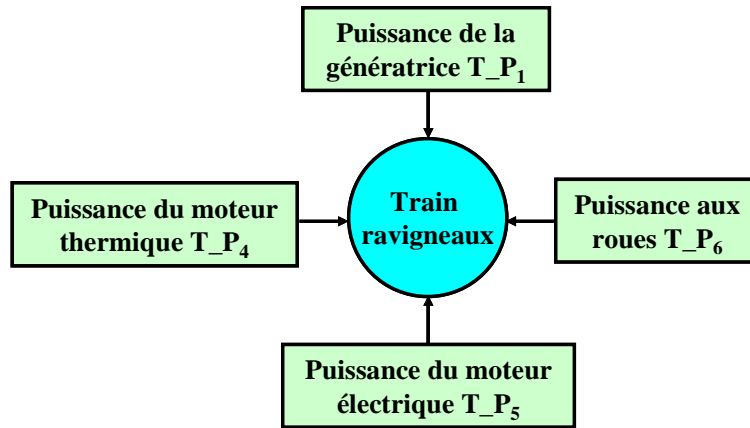


Figure 3.14 Distribution des puissances au train Ravigneaux

Conformément au principe de conservation de l'énergie, la somme des puissances est nulle :

$$T_P_4 + T_P_6 + T_P_1 + T_P_5 = 0 \quad (3.62)$$

Comme l'objectif est de déduire les couples et les vitesses du moteur électrique et ceux de la génératrice, nous considérons les couples et les vitesses du moteur thermique et ceux de roues du véhicule comme paramètres d'entrée du modèle d'optimisation. Ces derniers sont déduits des profils de mission du véhicule et de la cartographie du moteur thermique.

3.3.4.1. Contraintes cinématique d'optimisation

- Paramètres mécaniques des roues du véhicule

Les roues du véhicule et la sortie de la couronne du train Ravigneaux sont reliées par la transmission mécanique constituée des deux doubleurs de gamme, du coupleur hydraulique, du réducteur et du différentiel. Nous pouvons calculer la vitesse de rotation de la couronne du train Ravigneaux à partir de l'équation suivante [SautterAC10] :

$$T_ \omega_6 = \frac{1000}{3600} \cdot \frac{V_{roue}}{R_{roue}} \cdot R_{trans} \quad (3.63)$$

où V_{roue} représente la vitesse des roues du véhicule en km/h, R_{roue} le rayon des roues (0.58 m) et R_{trans} le rapport total de la transmission mécanique. Ainsi nous obtenons les vitesses de rotation aux 4 points de fonctionnement considérés dans le profil de mission simplifié :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_ \omega_{6_1} = 71.12 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ T_ \omega_{6_2} = 56.3 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ T_ \omega_{6_3} = 52.68 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ T_ \omega_{6_4} = 75.1 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \end{array} \right. \quad (3.64)$$

Si on néglige les pertes mécaniques pour la transmission mécanique, nous aurons aussi les puissances en 4 points de fonctionnement (voir Figure 3.4). Nous pouvons déduire les couples de l'engrenage de la couronne du train Ravigneaux par l'équation :

$$T_{-C_6} = \frac{P_6}{\omega_6} \quad (3.65)$$

Nous obtenons ainsi les couples de l'engrenage de la couronne du train Ravigneaux pour chaque point de fonctionnement :

$$\begin{cases} T_{-C_{6_1}} = 1499\text{N.m} \\ T_{-C_{6_2}} = 1398.5\text{N.m} \\ T_{-C_{6_3}} = 1198.2\text{N.m} \\ T_{-C_{6_4}} = 354.3\text{N.m} \end{cases} \quad (3.66)$$

- Paramètres mécaniques du moteur thermique

Afin de minimiser la consommation du moteur thermique, ses points de fonctionnement seront limités aux zones où la consommation de carburant est la moins importante.

Le moteur thermique peut fonctionner dans la zone où le couple et la vitesse sont limités :

$$\begin{cases} 0\text{N.m} \leq T_{-C_4} \leq 2600\text{N.m} \\ 0 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \leq T_{-\omega_4} \leq 2200 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \end{cases} \quad (3.67)$$

Cette limitation définit la plage totale de fonctionnement du moteur thermique, y compris la zone où il consomme le plus de carburant. Donc, afin de restreindre le fonctionnement du moteur thermique à la zone optimale, nous pouvons limiter le couple et la vitesse de rotation du moteur thermique pour les 4 points de fonctionnement de telle manière que :

$$\begin{cases} 500\text{N.m} \leq T_{-C_{4_1}} \leq 1000\text{N.m} \\ 500\text{N.m} \leq T_{-C_{4_2}} \leq 1000\text{N.m} \\ 500\text{N.m} \leq T_{-C_{4_3}} \leq 1000\text{N.m} \\ T_{-C_{4_4}} = 0\text{N.m} \end{cases} \quad (3.68)$$

et :

$$\begin{cases} 1000 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \leq T_{-\omega_{4_1}} \leq 2000 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \\ 1000 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \leq T_{-\omega_{4_2}} \leq 2000 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \\ 1000 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \leq T_{-\omega_{4_3}} \leq 2000 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \\ T_{-\omega_{4_4}} = 0 \frac{\text{tr}}{\text{min}} \end{cases} \quad (3.69)$$

Comme le 4^{ème} point de fonctionnement correspond au fonctionnement en mode tout électrique, le moteur thermique est arrêté et le couple et la vitesse de rotation sont donc nuls.

3.3.4.2. Résultats d'optimisation locale du train Ravigneaux

La méthode d'optimisation est identique à celle appliquée dans le chapitre 2. La fonction objectif à optimiser pour le train Ravigneaux J_{train} est exprimée de la manière suivante :

$$J_{\text{train}} = k_{\text{masse}} \cdot T_M_{\text{train}} + k_{\text{perte}} \cdot T_P_{\text{train}} \quad (3.70)$$

où k_{masse} est le coefficient de pondération pour la masse totale T_M_{train} du train Ravigneaux ; k_{perte} est le coefficient de pondération pour les pertes totales T_P_{train} du train Ravigneaux. La stratégie utilisée est de conserver les mêmes valeurs de k_{masse} et k_{perte} pour le moteur électrique, la génératrice et le train Ravigneaux, l'objectif étant de comparer ensuite le résultat d'optimisation locale à celui de l'optimisation globale.

T_P_{train} est composé par :

$$T_P_{\text{train}} = k_1 \cdot T_P_{\text{train}_1} + k_2 \cdot T_P_{\text{train}_2} + k_3 \cdot T_P_{\text{train}_3} + k_4 \cdot T_P_{\text{train}_4} \quad (3.71)$$

où k_1, k_2, k_3, k_4 sont les coefficients de pondération des pertes pour le train, le moteur électrique et son convertisseur, la génératrice et son convertisseur, aux 4 points de fonctionnement représentatifs du profil de mission. Après l'optimisation, nous obtenons les principales performances suivantes pour le train Ravigneaux. Ces résultats correspondent au train Ravigneaux optimal local sans tenir compte des autres composants de la chaîne de traction.

Tableau 3.4 Synthèse des résultats d'optimisation locale du train Ravigneaux

Performance	Optimisation locale du train Ravigneaux
Masse (kg)	18.9
Encombrement (litre)	4.7
Pertes totales sur la mission (W)	397
Critère local J_{train}	1551

3.3.5. Optimisation locale du moteur électrique et de son convertisseur

L'optimisation locale est réalisée de manière identique à ce qui a été présenté dans le chapitre 2 en considérant cette fois-ci le profil de mission simplifié constitué des 4 points de fonctionnement représentatifs. Le train Ravigneaux issu de l'optimisation locale présentée dans le paragraphe précédent permet de définir les couples et les vitesses de rotation du moteur électrique, à partir du profil de mission.

3.3.5.1. Contraintes cinétiques

Nous ne présentons que les contraintes cinématiques d'optimisation dans cette partie, les autres contraintes étant les mêmes que celles du chapitre 2. Les couples et les vitesses de la sortie du train Ravigneaux sont liés aux couple et aux vitesses des roues du véhicule et du moteur thermique qui sont connus puisque déduit des rapports du train Ravigneaux et du profil de mission.

L'introduction d'un réducteur entre le train Ravigneaux et le moteur électrique, qui est une solution technologique classiquement employée permet de définir un degré de liberté supplémentaire dans l'optimisation du moteur électrique et de son convertisseur. Le couple du moteur électrique m_C_5 est alors lié mécaniquement avec le couple de la sortie d'engrenage de la couronne 5 du train Ravigneaux T_C_5 , via un réducteur dont le rapport de réduction est m_k_{red} . Cela permet d'obtenir la relation suivante entre les couples :

$$m_C_5 = m_k_{red} \cdot |T_C_5| \quad (3.72)$$

La vitesse de rotation du moteur électrique m_w_5 est liée mécaniquement avec la vitesse de rotation T_w_5 de l'engrenage de la couronne 5 du train Ravigneaux suivant la relation :

$$m_w_5 = \frac{T_w_5}{m_k_{red}} \quad (3.73)$$

Compte tenu des résultats issus de l'optimisation du train Ravigneaux seul, les vitesses et couples du moteur électrique aux 4 points de fonctionnement sont :

$$\begin{cases} m_w_{5_1} = 21.68 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ m_w_{5_2} = 15.76 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ m_w_{5_3} = 43.89 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ m_w_{5_4} = 146.94 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \end{cases} \quad (3.74)$$

$$\begin{cases} m_C_{5_1} = 766.1 \text{N.m} \\ m_C_{5_2} = 714.8 \text{N.m} \\ m_C_{5_3} = 612.4 \text{N.m} \\ m_C_{5_4} = 75.9 \text{N.m} \end{cases}$$

- Vitesse maximale périphérique des aimants du moteur électrique

La vitesse maximale périphérique des aimants du moteur électrique est limitée à 110 m/s. Elle dépend de la vitesse maximale de rotation et du rayon du rotor. Cette contrainte limite la vitesse périphérique qui est déterminée de la manière suivante .:

$$\begin{cases} m_V_{peri} = m_w_{max} \cdot m_R_{rot} \\ 0 \frac{\text{m}}{\text{s}} \leq m_V_{peri} \leq 110 \frac{\text{m}}{\text{s}} \end{cases} \quad (3.75)$$

- Fonction objectif

Le principe et la stratégie de la construction de la fonction objectif ont été expliqués dans les sections précédentes de ce chapitre. La fonction objectif J_{motond} à minimiser pour optimiser le moteur électrique et son convertisseur est définie par l'expression suivante :

$$J_{motond} = k_{masse} \cdot m_M_{moteur} + k_{perte} \cdot m_P_{motond} \quad (3.76)$$

où k_{masse} est le coefficient de pondération de la masse $m_{M_{\text{moteur}}}$ du moteur électrique et k_{perte} est le coefficient de pondération des pertes totales, ces deux coefficients sont les mêmes pour le train Ravigneaux et la génératrice. Les pertes totales $m_{P_{\text{motond}}}$ du moteur électrique et de son convertisseur s'expriment par :

$$m_{P_{\text{motond}}} = k_1 \cdot m_{P_{\text{motond}_1}} + k_2 \cdot m_{P_{\text{motond}_2}} + k_3 \cdot m_{P_{\text{motond}_3}} + k_4 \cdot m_{P_{\text{motond}_4}} \quad (3.77)$$

Nous rappelons que k_1, k_2, k_3, k_4 sont les coefficients de pondération des pertes pour le train, le moteur électrique et son convertisseur, la génératrice et son convertisseur, aux 4 points de fonctionnement représentatifs du profil de mission.

3.3.5.2. Résultats d'optimisation

Les performances principales du moteur électrique et de son convertisseur obtenues après optimisation sont présentées dans le Tableau 3.5. Plus de caractéristiques ont détaillées dans le Tableau 3.11.

Nous constatons que la masse et l'encombrement sont élevés, cela est lié au couple maximal électromagnétique du moteur électrique qui est déduit du dimensionnement du train Ravigneaux.

Tableau 3.5 Synthèse des résultats d'optimisation locale du moteur électrique et onduleur associé

Performance	Optimisation locale du moteur électrique et onduleur associé
Masse (kg)	158.2
Encombrement (litre)	37.6
Pertes totales sur la mission (W)	1633.6
Critère local J_{motond}	9594.8

3.3.6. Optimisation locale de l'ensemble génératrice électrique convertisseur

Dans cette partie, nous allons optimiser la génératrice et son convertisseur en considérant toujours les 4 points de fonctionnements du profil de mission et le train Ravigneaux optimal.

3.3.6.1. Contraintes cinétiques

Les couples et les vitesses de sortie du train Ravigneaux sont fournis suite au dimensionnement du train Ravigneaux. Si on introduit un réducteur qui se trouve entre le train Ravigneaux et la génératrice, avec un rapport de réduction pour la génératrice, nous pouvons déduire les couples et les vitesses de la génératrice. Pour les même raisons que précédemment le réducteur n'est pas modélisé et le rapport de réduction est fixé à 1 dans cette étude.

Le couple de la génératrice g_{C_1} est lié mécaniquement avec l'engrenage solaire 1 du train Ravigneaux, via un réducteur dont le rapport de réduction est $g_{k_{\text{red}}}$. Cela se traduit par l'équation :

$$g_{C_1} = g_{k_{\text{red}}} \cdot |T_{C_1}| \quad (3.78)$$

La vitesse de rotation de la génératrice $g_{-}\omega_1$ est liée mécaniquement avec l'engrenage solaire 1 du train Ravigneaux, via le réducteur suivant la relation :

$$g_{-}\omega_1 = \frac{T_{-}\omega_1}{g_{-}k_{red}} \quad (3.79)$$

Les vitesses et couples du moteur électrique aux 4 points de fonctionnement sont là encore déterminées à partir de la solution issue de l'optimisation locale du train Ravigneaux :

$$\begin{cases} g_{-}\omega_{1_1} = 165.82 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ g_{-}\omega_{1_2} = 148.85 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ g_{-}\omega_{1_3} = 154.84 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \\ g_{-}\omega_{1_4} = 108.84 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \end{cases} \quad (3.80)$$

$$\begin{cases} g_{-}C_{1_1} = 0.002 \text{N.m} \\ g_{-}C_{1_2} = 0.004 \text{N.m} \\ g_{-}C_{1_3} = 1.3 \text{N.m} \\ g_{-}C_{1_4} = 142 \text{N.m} \end{cases}$$

Nous notons que les couples de la génératrice pour les 3 premiers points de fonctionnement sont autour de zéro N.m, cela signifie que la génératrice n'est pas activée en ces points de fonctionnement (c'est un choix fait par l'algorithme d'optimisation sur le système global).

- Vitesse maximale périphérique des aimants de la génératrice

Comme précédemment pour le moteur, la vitesse maximale périphérique des aimants de la génératrice est ici aussi limitée à 110 m/s :

$$\begin{cases} g_{-}V_{peri} = g_{-}\Omega_{max} \cdot g_{-}R_{rot} \\ 0 \frac{\text{m}}{\text{s}} \leq g_{-}V_{peri} \leq 110 \frac{\text{m}}{\text{s}} \end{cases} \quad (3.81)$$

- Fonction objectif

La fonction objective $J_{geneond}$ à optimiser relativement à la génératrice est donnée par la relation :

$$J_{geneond} = k_{masse} \cdot g_{-}M_{generatrice} + k_{perte} \cdot g_{-}P_{geneond} \quad (3.82)$$

où k_{masse} est le coefficient de pondération de la masse de la génératrice $g_{-}M_{generatrice}$; k_{perte} est le coefficient de pondération des pertes totales, ces deux coefficients sont les mêmes pour le train Ravigneaux et le moteur électrique. Les pertes totales de la génératrice et de son convertisseur $g_{-}P_{geneond}$, $g_{-}P_{geneond}$ est donné par la relation :

$$g_{-}P_{geneond} = k_1 \cdot g_{-}P_{geneond_1} + k_2 \cdot g_{-}P_{geneond_2} + k_3 \cdot g_{-}P_{geneond_3} + k_4 \cdot g_{-}P_{geneond_4} \quad (3.83)$$

Nous rappelons que k_1, k_2, k_3, k_4 sont les coefficients de pondération des pertes pour le train, le moteur électrique et son convertisseur, la génératrice et son convertisseur, aux 4 points de fonctionnement.

3.3.6.2. Résultats d'optimisation

Après l'optimisation, nous avons obtenu les performances principales de la génératrice et son convertisseur associé. Plus de caractéristiques ont été détaillés dans le Tableau 3.11.

Tableau 3.6 Synthèse des résultats d'optimisation locale de la génératrice et onduleur associé

Performance	Optimisation locale de la génératrice et onduleur associé
Masse (kg)	60.9
Encombrement (litre)	14.9
Pertes totales sur la mission (W)	573.4
Critère local J_{geneond}	3584.3

3.3.7. Optimisation globale du train Ravigneaux et des deux ensembles machine électrique et convertisseur

Dans cette partie, les modèles du train Ravigneaux, de l'ensemble moteur électrique et convertisseur et de l'ensemble génératrice électrique et convertisseur sont tous associés dans un unique processus d'optimisation. Ainsi, contrairement aux différentes optimisations locales, les variables d'entrée de certains composants ne sont plus imposées mais deviennent liées aux variables de sorties d'autres composants. à titre d'exemple, pendant le processus d'optimisation, le couple et la vitesse de l'arbre du moteur électrique aux 4 points de fonctionnement représentatifs du profil de mission ne sont pas prédéfinis comme précédemment lors de l'optimisation locale, mais évoluent au fur et à mesure de la convergence de l'algorithme, puisqu'ils dépendent du train Ravigneaux qui est lui-même en cours d'optimisation. Ceci est valable pour tous les composants qui partagent des variables.

3.3.7.1. Contraintes cinétiques

Les contraintes de couple et de vitesse liées aux résistances mécaniques des composants sont toujours inchangées. Par contre, concernant les vitesses de rotation et les couples imposés, seuls subsistent ceux qui sont liés d'une part à l'utilisation du moteur thermique dans sa zone de plus faible consommation et d'autre part ceux liés au rapport de la transmission entre les roues et la couronne du train Ravigneaux qui est considéré comme fixe. Les couples et vitesses au niveau des roues sont quant à eux imposés par le cycle de fonctionnement.

3.3.7.2. Fonction objectif

La fonction objectif J_{total} est définie comme la somme des fonctions objectif de chacun des composants à optimiser :

$$J_{\text{total}} = J_{\text{motond}} + J_{\text{geneond}} + J_{\text{train}} \quad (3.84)$$

3.3.7.3. Résultats d'optimisation globale de l'ensemble du système exploité

Après avoir analysé la sensibilité du critère minimisé à la pondération entre la minimisation de la masse totale (train+moteur électrique+génératrice) et des pertes totales (pertes totales de train+moteur électrique+génératrice des 4 points de fonctionnement), nous avons choisi une solution compromis entre les deux critères choisis. Une minimisation plus forte de la masse se fait évidemment au dépend des pertes. Cette évaluation est décrite par 5 points discrets représentés par le front Pareto dans la Figure 3.15.

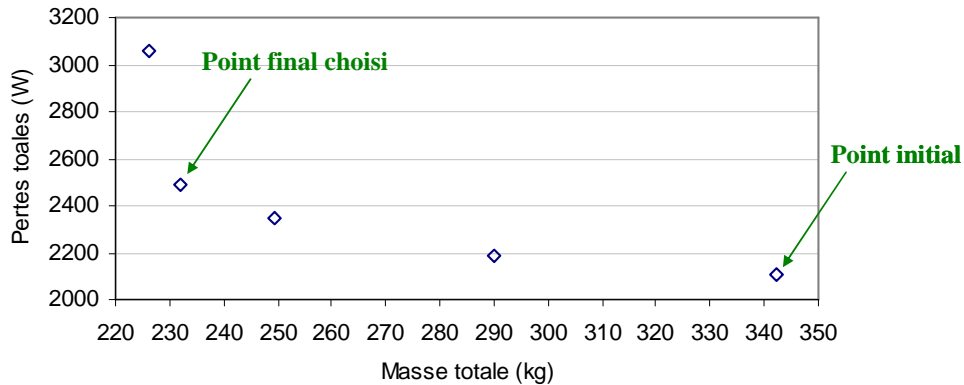


Figure 3.15 Pertes totales en fonction de la masse totale pour l'optimisation globale

Le Tableau 3.7 permet de comparer la masse totale, le volume total, les pertes totales pour la machine initiale (point 1) et la machine finale. Le point 1 correspondant à la 1^{ère} optimisation sans tenir compte des coefficients de pondération (la valeur de coefficient de pondération est 1 pour la masse totale et les pertes totales). Les résultats pour les autres points sont illustrés dans la Figure 3.15.

Tableau 3.7 Résultat d'optimisation globale

	Machine initiale	Machine finale
Masse totales du train+moteur électrique+génératrice (kg)	342,1	231,7
Volume total du train+moteur électrique+génératrice (l)	79,7	55,7
Pertes totales du train+moteur électrique+génératrice des 4 points de fonctionnement (W)	2111	2493,5

3.3.7.4. Comparaison des résultats d'optimisation globale et locale

Les Tableau 3.8 et Tableau 3.9 regroupent les résultats issus de l'optimisation globale et des optimisations locales respectivement. Les différents résultats associés aux composants pris individuellement ou globalement sont donnés afin d'analyser comparativement les variantes inhérentes à l'utilisation de la stratégie d'optimisation globale. Selon cette comparaison, nous constatons que les performances de la masse totale, les pertes totales et le critère sont plus faibles pour l'optimisation globale.

Tableau 3.8 Synthèse des résultats issus de l'optimisation globale

	Train	Moteur/onduleur	Génératrice/onduleur	Total
Masse (kg)	19,9	184,5	27,3	231,7
Volume (l)	5,2	43,1	7,4	55,7
Pertes (W)	389,2	1593,9	510,5	2493,5
Critère	1574	10568	2133	14255

Tableau 3.9 Synthèse des résultats issus des optimisations locales

	Train	Moteur/onduleur	Génératrice/onduleur	Total
Masse (kg)	18.9	158.2	60.9	238.0
Volume (l)	4.7	37.6	14.9	57.2
Pertes (W)	397	1633.6	573.4	2604.0
Critère	1551	9594.8	3584.3	14730.1

Les détails des caractéristiques des 2 machines électriques issues de l'optimisation globale et locale ont été énumérés dans le Tableau 3.11. Notons que certaines valeurs du couple de la génératrice sont faibles et autour de zéro, cela signifie que l'algorithme d'optimisation choisit cette répartition de puissance entre les machines électriques afin de minimiser les pertes énergétiques pour certains points de fonctionnement.

En ce qui concerne le temps de convergence, étant donné que le système global est plus complexe, donc la convergence est plus lente par rapport à celle de l'optimisation locale. Le Tableau 3.10 énumère cette comparaison en vue du temps de convergences issues de l'optimisation locale et globale. Nous constatons que le temps total pour les 3 optimisations locales est 163199 ms, et le temps pour l'optimisation du système global est 674494 ms.

Tableau 3.10 Temps de convergence issus de l'optimisation locale et globale

	Moteur local	Génératrice locale	Train local	Système local total	Système global
Temps (ms)	3831	87262	72106	163199	674494

Tableau 3.11 Caractéristiques des 2 machines électriques issues de l'optimisation globale et locale

	Moteur/ondeur global	Moteur/ondeur local	Génératrice/ondeur global	Génératrice/ondeur local
Longueur active (mm)	191,1	165,1	38,5	57,9
Rayon extérieur (mm)	260	260	219	260
Rayon intérieur (mm)	140,2	143,7	134,2	147
Masse d'aimants (kg)	3,5	3,1	1,1	1,7
Masse du cuivre (kg)	31,4	27,5	6,8	15,5
Masse de la culasse statorique (kg)	39	34,5	6,4	12,5
Masse des dents statorique (kg)	87,5	72,2	8,6	23,4
Masse de la culasse rotorique (kg)	23,1	20,9	4,3	7,8
Nombre de spires	12	12	12	15
Couple en boost (N.m)	2391	2021,5	222,1	678,7
Vitesse en boost (tr/min)	279,6	330,7	3009,6	985
Puissance en boost (W)	70000	70000	70000	70000
Vitesse maximale (tr/min)	4500	4500	4500	4500
Couple du point 1 (N.m)	-766,1	719,8	0	42,9
Couple du point 2 (N.m)	-714,8	700	0	0,12
Couple du point 3 (N.m)	-612,4	599,8	0	0,05
Couple du point 4 (N.m)	-75,9	69,7	-142	151,7
Vitesse du point 1 (tr/min)	-207	129,4	-1583,4	1526,3
Vitesse du point 2 (tr/min)	150,5	154	-1421,4	1326,3
Vitesse du point 3 (tr/min)	419,1	427,9	-1478,6	1371,8
Vitesse du point 4 (tr/min)	-1403,2	1432,7	-1039,4	1015,6
Puissance du point 1 (W)	16608,6	9752,4	0	6851
Puissance du point 2 (W)	-11265	11291	0	16,3
Puissance du point 3 (W)	-26878,8	26873	0	6,7
Puissance du point 4 (W)	11147,2	10464,7	15460,7	16137,1
Pertes du point 1 (W)	1761,4	1795,3	210,7	576,5
Pertes du point 2 (W)	1515,8	1691,7	183	400,6
Pertes du point 3 (W)	1405,6	1509,2	192,6	418,2
Pertes du point 4 (W)	1501,2	1390,4	1375,2	796,7
Rendement du point 1 (%)	90,4	84,5	0,14	92,2
Rendement du point 2 (%)	88,1	87	0,024	3,9
Rendement du point 3 (%)	95	94,7	0,019	1,6
Rendement du point 4 (%)	88,1	88,3	91,8	95,3

3.4. Validation numérique des deux machines électriques issues de l'optimisation globale

A ce stade, nous allons valider par FLUX2D les deux machines électriques issues de l'optimisation globale. Le principe de la validation numérique a été expliqué dans le chapitre 2. Comme le point de fonctionnement boost est le point le plus contraignant pour dimensionner une machine électrique, nous allons d'abord valider le fonctionnement en boost pour les machines électriques.

3.4.1. Validation des performances du moteur électrique

La structure du moteur électrique issue de l'optimisation globale est présentée dans la Figure 3.16.

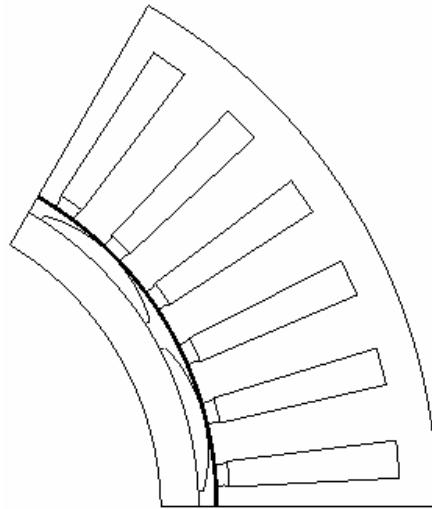


Figure 3.16 Vue de couple du moteur électrique issue de l'optimisation globale

3.4.1.1. Force électromotrice à vide (f.é.m)

La Figure 3.17 présente l'allure de la force électromotrice induite à vide dans une phase. La valeur fondamentale de la f.é.m donnée par le modèle numérique qui vaut 121,4 V, alors que celle donnée par modèle analytique est 120,8 V, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 0,5%. La comparaison est présentée dans le Tableau 3.12.

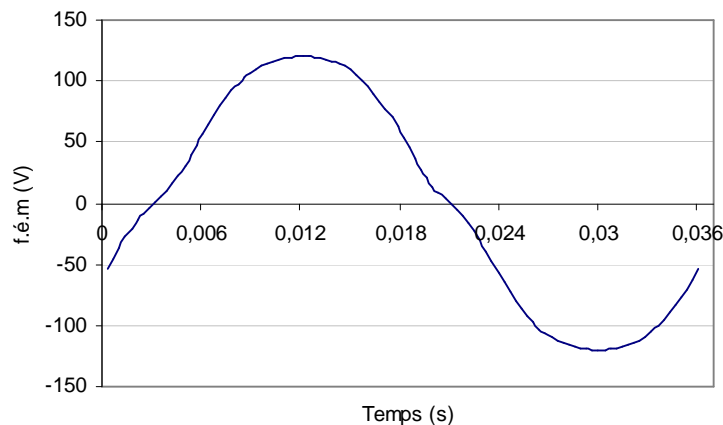


Figure 3.17 Force électromotrice à vide du moteur électrique issue de l'optimisation globale

Tableau 3.12 Comparaison de la f.é.m pour le moteur électrique issue de l'optimisation globale

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental de la f.é.m (V)	120,8	121,4	0,5

3.4.1.2. Couple mécanique en charge en boost

La Figure 3.18 présente l'allure du couple mécanique simulé en charge en boost. La valeur moyenne du couple donnée par le modèle numérique qui vaut 1996 N.m, alors que celle donnée par le modèle analytique est de 2391 N.m, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 16,5%. Cela est lié à la saturation magnétique, phénomène moins prononcé lors du fonctionnement nominal de la machine (voir Section 3.4.1.3). La comparaison est présentée dans le Tableau 3.13.

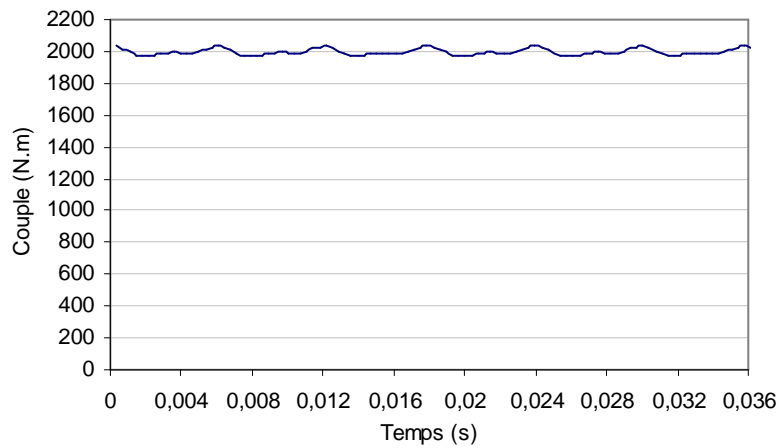


Figure 3.18 Couple en boost du moteur électrique issue de l'optimisation globale

Tableau 3.13 Comparaison du couple en boost pour le moteur électrique issue de l'optimisation globale

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Valeur moyenne du couple en boost (N.m)	2391	1996	16,5

3.4.1.3. Couple mécanique en charge en fonctionnement nominal

La Figure 3.19 présente l'allure du couple mécanique simulé en charge pour le fonctionnement nominal. La valeur moyenne du couple donnée par le modèle numérique vaut 1152 N.m, alors que celle donnée par le modèle analytique est de 1195 N.m, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 3,6%. Cela est lié à une faible saturation magnétique, phénomène moins prononcé par rapport au fonctionnement en mode boost de la machine. La comparaison est présentée dans le Tableau 3.14.

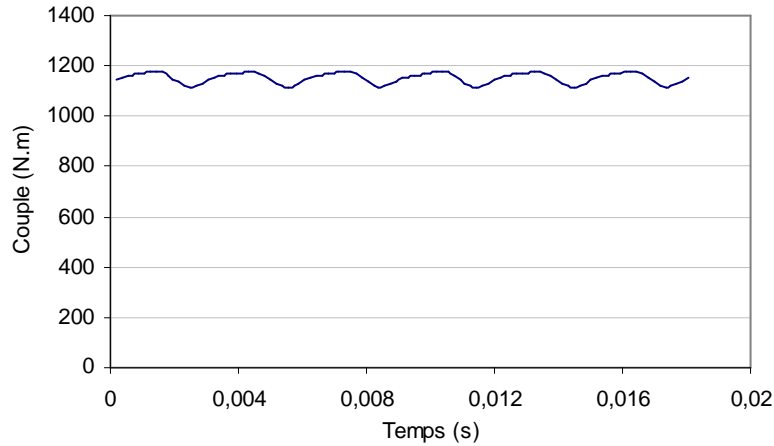


Figure 3.19 Couple en nominal du moteur électrique issue de l'optimisation globale

Tableau 3.14 Comparaison du couple en nominal pour le moteur électrique issue de l'optimisation globale

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Valeur moyenne du couple en nominal (N.m)	1195	1152	3.6

3.4.2. Validation des performances de la génératrice

La structure de la génératrice issue de l'optimisation globale est présentée dans la Figure 3.20.

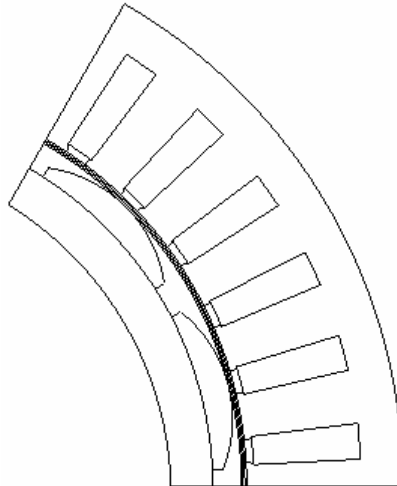


Figure 3.20 Vue de coupe de la génératrice issue de l'optimisation globale

3.4.2.1. Force électromotrice à vide (f.é.m)

La Figure 3.21 présente l'allure de la tension induite à vide dans une phase. La valeur fondamentale de la f.é.m donnée par le modèle numérique vaut 255,6 V, alors que celle donnée par modèle analytique est de 255,7 V, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 0,04%. La comparaison est présentée dans le Tableau 3.15.

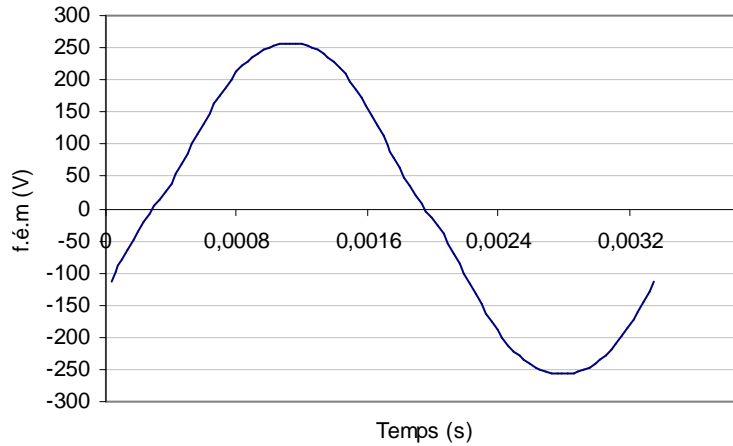


Figure 3.21 Force électromotrice à vide pour la génératrice issue de l'optimisation globale

Tableau 3.15 Comparaison de la f.é.m pour la génératrice issue de l'optimisation globale

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Fondamental de la f.é.m (V)	255,7	255,6	0,04

3.4.2.2. Couple mécanique en charge en boost

La Figure 3.22 présente l'allure du couple mécanique simulé en charge en boost. La valeur moyenne du couple donnée par le modèle numérique vaut 221,6 N.m, alors que celle donnée par modèle analytique est de 222,1 N.m, soit une erreur relative entre les deux méthodes de calculs de 0,23%. La comparaison est présentée dans le Tableau 3.16.

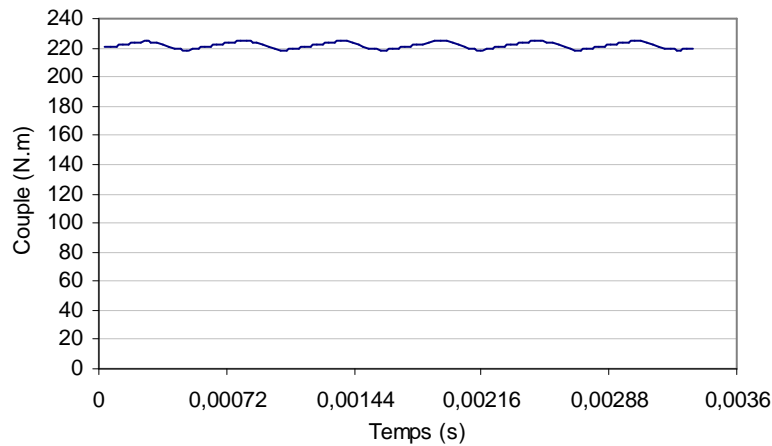


Figure 3.22 Couple en boost de la génératrice issue de l'optimisation globale

Tableau 3.16 Comparaison du couple en boost pour la génératrice issue de l'optimisation globale

	Modèle analytique	Modèle numérique	Erreur relative (%)
Valeur moyenne du couple en boost (N.m)	222,1	221,6	0,23

Selon les comparaisons ci-dessus pour les deux machines électriques en fonctionnement boost, les résultats nous montrent une cohérence entre le modèle analytique et le modèle numérique, et les erreurs relatives sont dans des intervalles admissibles.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une stratégie d'optimisation globale basée sur les contraintes multiphysique et multicritères d'une partie des composants de la chaîne de traction du véhicule série-parallèle hybride électrique. Cette stratégie d'optimisation permet de réaliser le dimensionnement simultané des composants en considérant toutes les contraintes globales de la chaîne de traction. L'idée sous-jacente est que l'optimisation n'est pas un opérateur 'distributif' : l'union de l'ensemble des optimisations de chaque composant ne donne pas l'optimum du système global. En fait, il est même possible de trouver une meilleure solution en prenant en compte la complexité des interactions dans l'algorithme d'optimisation.

Le train Ravigneaux, qui constitue l'interface cinématique entre les roues du véhicule, le moteur thermique, le moteur électrique et la génératrice électrique, a été introduit dans le processus d'optimisation. Son rôle d'interconnexion rend déterminant son dimensionnement pour les autres composants, étant donné l'impact de ses rapports de transmission sur la valeur des points de fonctionnement des moteurs électriques. Afin de mieux comprendre la stratégie d'optimisation globale, un exemple limité à l'optimisation globale de l'ensemble constitué du train Ravigneaux, du moteur électrique et de son onduleur, ainsi que de la génératrice électrique et de son onduleur a été détaillé. En outre, l'optimisation a été basée sur un profil de mission de type « Combat » fourni par Nexter Systems, et définissant les caractéristiques de vitesses et de puissances aux roues du véhicule. La modélisation du train Ravigneaux a été expliquée brièvement. Les optimisations locales, c'est-à-dire indépendantes des trois composants ont été présentées afin de définir une base de comparaison avec les résultats de l'optimisation globale. Nous avons montré de cette façon une réduction à la fois de la masse (-2,5%) et du volume du système, en même temps qu'une réduction des pertes (-4,7%). En outre, cette approche permet un dimensionnement en une étape, réduisant ainsi les temps de dimensionnement.

Dans le chapitre 4, nous allons présenter la partie relative aux essais expérimentaux de la machine prototype conçues dans le cadre de ce travail et issue de l'étude présentée au chapitre 2.

Chapitre 4 Mise en œuvre expérimentale et validation des modèles théoriques

4.1. Introduction

Les modélisations analytiques et numériques ont été présentées dans les chapitres précédents. Dans le chapitre 4, il convient de valider ces modèles théoriques, ce qui sera réalisé grâce aux résultats d'essais expérimentaux qui seront obtenus à l'aide d'un banc d'essai développé particulièrement pour cette machine. Pour ces essais, la machine sera alimentée par une électronique de puissance dédiée : il s'agit d'un onduleur triphasé Leroy Somer SP27T.

Nous allons décrire dans ce chapitre les dispositifs expérimentaux constituant le banc d'essai : les machines, leurs alimentations, ainsi que les instruments de mesure. Puis nous allons présenter les résultats d'essais expérimentaux pour différents modes de fonctionnement et nous les comparerons avec les résultats donnés par le modèle analytique et le modèle numérique. Les objectifs finaux sont de valider les modèles développés d'une part et de vérifier que les performances de la machine dimensionnées sont bien conformes avec celles prévues dans le cahier des charges.

4.2. Mise en œuvre des dispositifs expérimentaux

Cette partie est consacrée à la mise en œuvre des composants qui constituent le banc d'essai, ainsi que les dispositifs utilisés pour effectuer l'acquisition des données expérimentales.

4.2.1. Composants du banc d'essai

La réalisation du banc d'essai (Figure 4.1) et de la machine prototype (machine synchrone à aimants permanents) a été menée au sein de la société Novelté Système. Le châssis est conçu à partir de profilés en aluminium dimensionnés pour permettre de résister en torsion aux couples prévus. Il permet d'autre part un réglage aisé autorisant l'ajout ou non d'un capteur de couple ou l'utilisation de machines d'essai différentes.

La machine de charge (machine asynchrone à cage d'écureuil) et une armoire d'alimentation (deux variateurs de fréquence sont intégrés) ont été réalisées par la société Leroy-Somer.

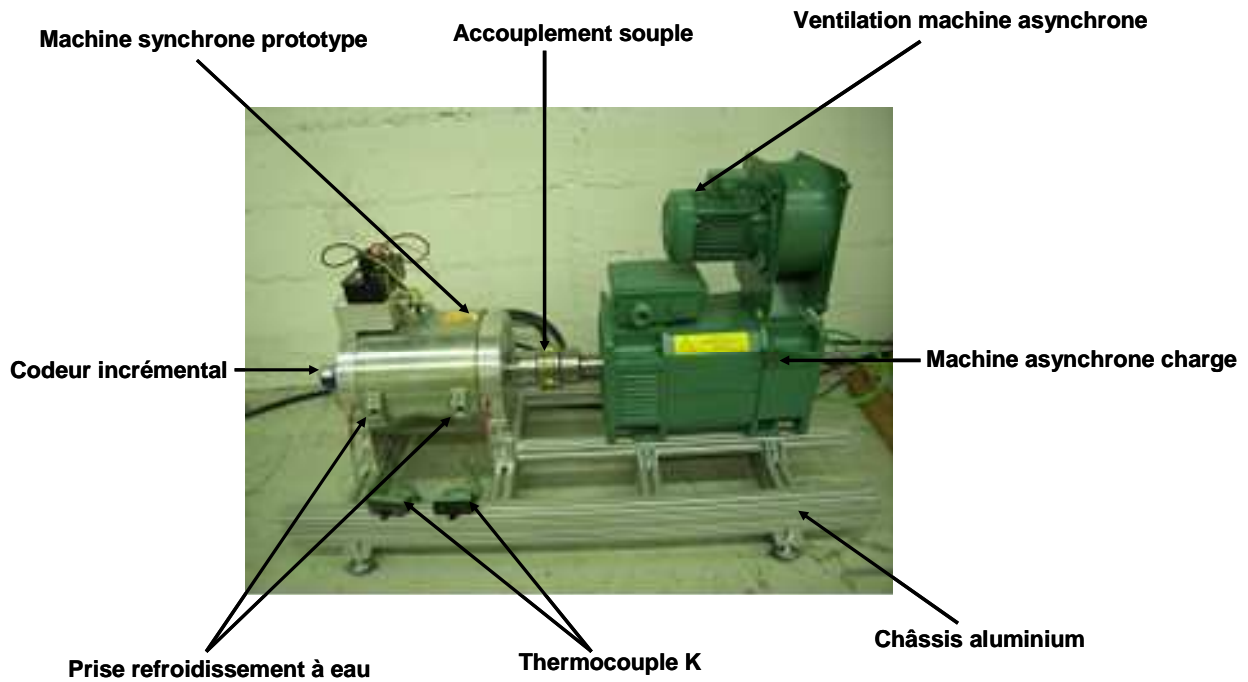


Figure 4.1 Le banc d'essai

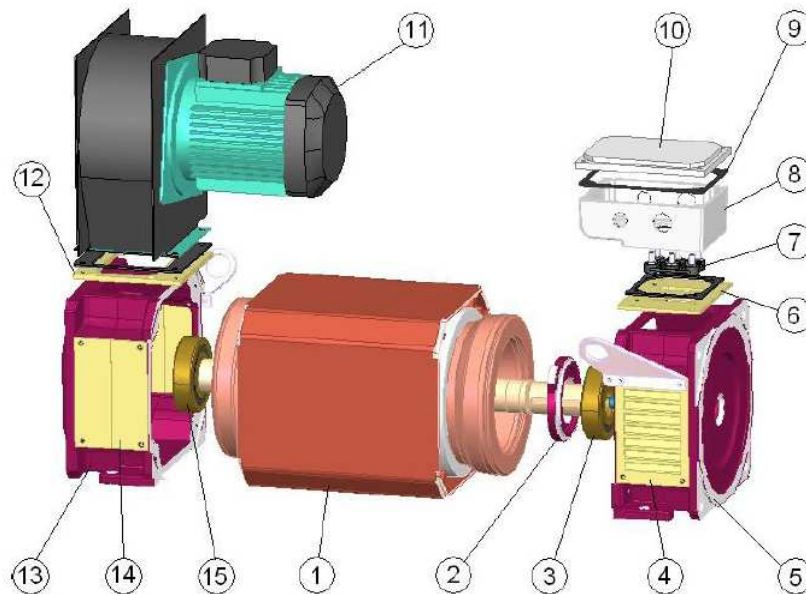
Ce banc d'essai est composé principalement par les composants suivants:

- La machine synchrone à aimants permanents prototype (Figure 4.2), dont les spécifications sont :
 - la vitesse nominale : 668 tr/min ;
 - le couple mécanique à la vitesse nominale : 100 N.m ;
 - la puissance à la vitesse nominale : 7 kW ;
 - la vitesse en boost : 334 tr/min ;
 - le couple mécanique maximale transitoire en boost : 200 N.m ;
 - la puissance en boost : 7 kW ;
 - la vitesse maximale : 4200 tr/min ;
 - le couple mécanique à la vitesse maximale : 15.9 N.m ;
 - la puissance à la vitesse maximale : 7 kW ;
 - le nombre de paires de pôles : 6 ;
 - la tension d'alimentation nominale : 230 V ;
 - le courant d'alimentation nominale : 24.8 A.



Figure 4.2 Vue en coupe de la machine prototype

- La machine asynchrone à cage d'écureuil, qui joue le rôle d'une machine de charge, est présentée dans la Figure 4.3. Cette machine a été construite par Leroy Somer et la référence est CPLS – 132S 0605 IP23 / B3 - A1 - F - A - R. Un moteur de ventilation permet de réaliser le refroidissement forcé de la machine asynchrone de charge. Cette ventilation est radiale et le ventilateur est entraîné par le réseau 230/400 V à 50 Hz. Le ventilateur assure un bon refroidissement quelle que soit la vitesse de la machine à condition que l'air de refroidissement soit compris entre 5°C et 40°C et que l'humidité soit inférieure à 80% HR.



Rep	Désignation	Rep	Désignation
1	Stator dans son carter	9	Joint de boîte à bornes
2	Bride de roulement (suivant montage)	10	Couvercle de boîte à bornes
3	Roulement	11	Ventilation forcée
4	Grille de ventilation	12	Joint de ventilation
5	Palier avant	13	Palier arrière
6	Plaque support de boîte à bornes	14	Plaque de fermeture
7	Plaque à bornes	15	Roulement arrière
8	Corps de boîte à bornes		

Figure 4.3 Structure de la machine de charge de type asynchrone à cage d'écureuil

Les caractéristiques de couple et de puissance sont illustrées dans la Figure 4.4. Le choix de la machine asynchrone de charge est basé sur les caractéristiques de la machine prototype. Les caractéristiques sont les suivantes :

- la vitesse nominale : 751 tr/min ;
- le couple nominal à la vitesse nominale : 170 N.m ;
- la puissance nominale : 13.4 kW ;
- la vitesse à la fin de défluxage : 1333 tr/min ;
- le couple à la fin de défluxage : 96 N.m ;
- la puissance constante à la fin de défluxage : 13.4 kW ;
- la vitesse maximale transitoire de durée 30 s : 4200 tr/min ;
- le couple minimal à la vitesse maximale transitoire : 25 N.m ;
- la puissance à la vitesse maximale transitoire : 11 kW ;
- le couple maximal transitoire de durée 60 s de 0 tr/min à 751 tr/min toutes les 10 min : 280 N.m ;
- le nombre de paires de pôles : 2 ;
- la tension d'alimentation nominale : 360 V ;
- le courant d'alimentation nominale : 30.6 A.

Ces adaptations permettent de couvrir les caractéristiques de couple permanent et maximal transitoire de la machine prototype de 0 à 4200 tr/min.

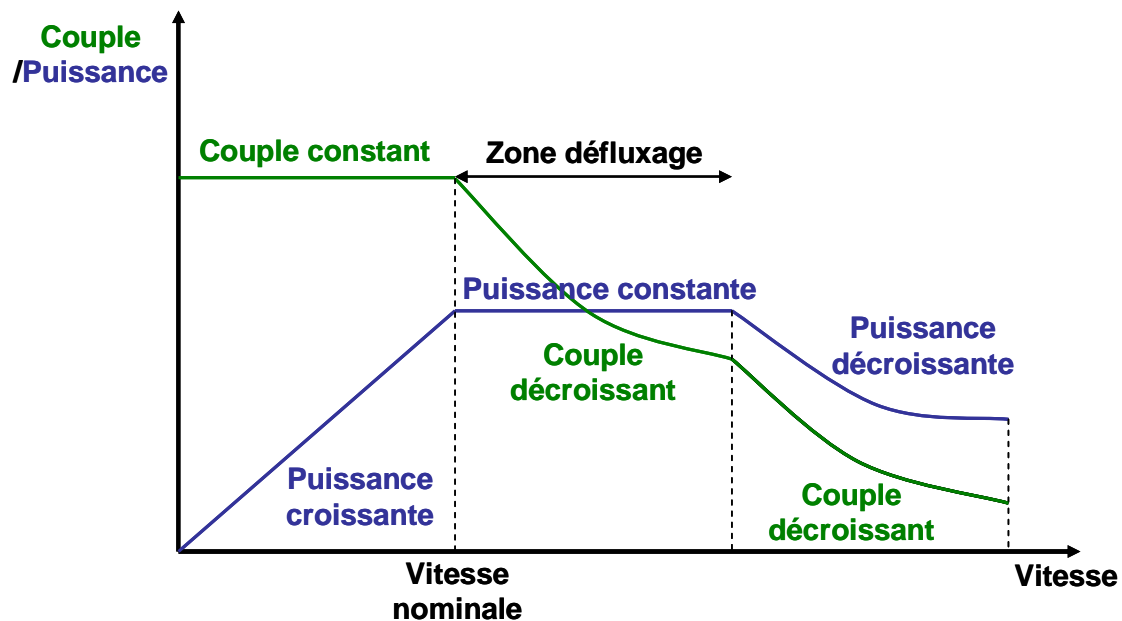


Figure 4.4 Caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone de charge

- L'accouplement en fonte (Figure 4.5) permet de réaliser le couplage mécanique entre la machine prototype et la machine de charge.



Figure 4.5 Accouplement mécanique

- Le couple mécanique est mesuré à l'interface des deux machines à l'aide d'un capteur de couple KTR DATAFLEX 42/500 associé à des accouplements RADEX-N. Les caractéristiques du capteur sont les suivantes :
 - Couple nominal : -500 à +500 N.m
 - Bande passante : 16 kHz (permet la mesure des ondulations de couple)
 - Vitesse maximale : 6000 tr/min
 - Précision : ± 2.5 N.m ($\pm 0.5\%$ du couple nominal)

L'ensemble capteur de couple accouplement est représenté dans la Figure 4.6 :



Figure 4.6 Capteur de couple

L'armoire d'alimentation du banc d'essai (Figure 4.7), est composée principalement de 2 variateurs de fréquence identiques et des composants électriques de protection tels que les disjoncteurs, les fusibles, les relais, les contacteurs, les résistances de freinage, les inductances de ligne, les filtres, etc. Les différents composants de l'armoire électrique sont listés dans le Tableau 4.1. Ils permettent principalement d'assurer la protection de l'ensemble, le filtrage harmonique du réseau d'alimentation, le freinage rhéostatique des machines et la communication avec les variateurs par console et par réseau CAN sous protocole CANOpen.

Les machines électriques sont commandées par des boucles de régulation internes aux variateurs qui récupèrent les informations de position grâce à deux codeurs incrémentaux.

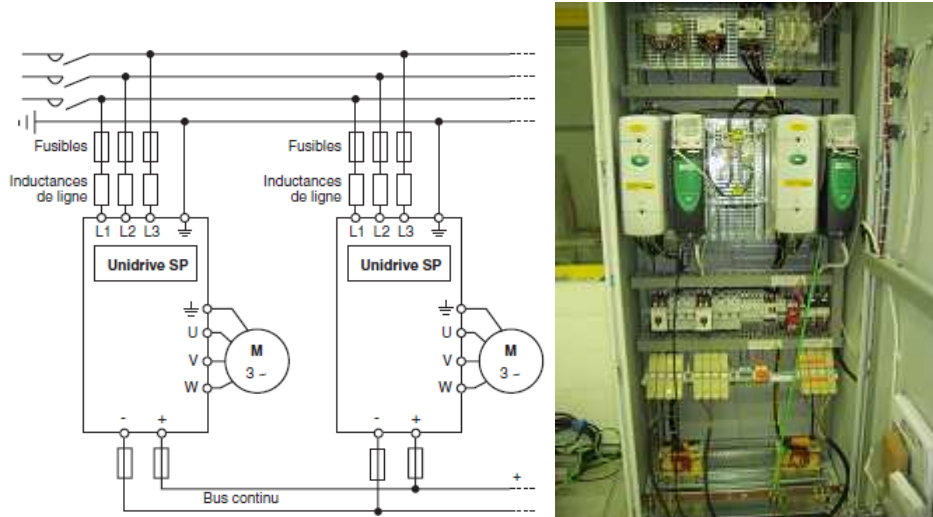


Figure 4.7 Armoire d'alimentation électrique

Tableau 4.1 Composants principaux de protection de l'armoire électrique

Filtre RFI	FS 6008-62-07	2	Filtre RFI 62A 400V
Self Réseau	46ST0,64	2	Self de ligne TRI 46A - 0,64mH
Résistance de freinage	RF-SIR-1100-25	2	Resistance de freinage 25 Ω - 600 W
Transistor de freinage	Inclus	2	Transistor de freinage Inclus
Slot Option 1	SM Can Open	2	#N/A
Retour Codeur	Option	2	Selectionner l'option si necessaire
Arrêt d'urgence Catégorie 3	MD AU3	1	PROTECTION Arrêt d'urgence cat.3
Cellule supplémentaire 800 mm	MD CEL 800	1	ARMOIRE équipée 2000x800x600 + Toit IP21
Socle 100 mm	MD SOC 100-800	1	SOCLE 100 x 800
Console LCD variateur montée en façade	SM KEYPAD PLUS	2	Console LCD / SP déportable
Câble de communication USB	USB/485 CONVERTER	1	Cable PC USB / RS 485
Interrupteur général	FUSERBLOC CD 125A	1	Interrupteur fusibles 125A cmd frontale
Fusibles UR	UR 0A AC	2	lot de 3
Ventilation cellule supplémentaire	VENF 230	2	Ventilateur IP54 230m³/h 115V 41W
Alimentation protégée VF / Contacteur	TC 115-630	1	Transformateur 630VA P:230/400V S:2X115V
Transformateur télécommande	TC 115-1000	1	Transformateur 1000VA P:230/400V S:2X115V
Relais de sécurité	PREVENTA	1	Module de sécurité PREVENTA

La Figure 4.8 présente le schéma de puissance de l'armoire de puissance. On pourra mettre en évidence l'existence d'un bus continu commun à deux onduleurs/redresseurs commandés, permettant de réaliser une boucle de puissance qui minimise la consommation énergétique pendant les essais.

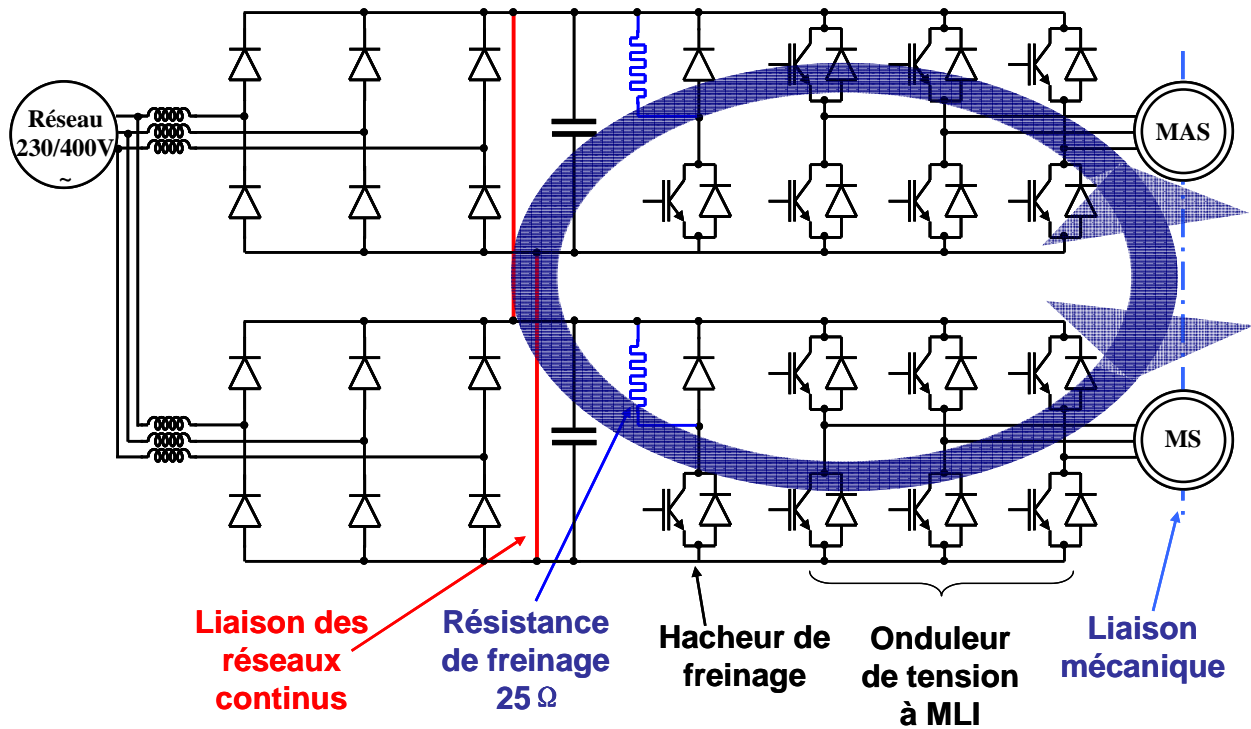


Figure 4.8 Couplage de l'électronique de puissance

- Deux variateurs de fréquence Leroy Somer de type SP27T. Le convertisseur SP27T représenté Figure 4.9 convient à la fois au pilotage de la machine prototype qu'à celui de la machine asynchrone de charge, ce qui permet d'interconnecter les deux variateurs par le bus continu sans précautions particulières. Chaque variateur est constitué de deux parties : un onduleur de tension à deux niveaux et régulé en courant et une commande électronique. La tension d'alimentation des deux variateurs vaut 400 V. Les machines électriques sont pilotées par des variateurs SP27T dont les principales caractéristiques sont énumérées dans le Tableau 4.2.



Figure 4.9 Variateur de fréquence du grade SP27T

Tableau 4.2 Caractéristiques du variateur de fréquence SP27T de Leroy-Somer

Série	UNIDRIVE SP	Intensité de sortie permanente (A)	40,00
Calibre	27 T	Intensité de sortie max pendant 40 sec (A)	70
Version	Afficheur LED	Intensité de sortie max pendant 60 sec (A)	-
Taille variateur	3	Fréquence de découpage (kHz)	3
Type réseau d'alimentation	Triphasé	Débit d'air (m ³ /h)	200
Tension d'alimentation (V)	400	Niveau sonore maximal (dba à 1m)	43-56
Fréquence d'alimentation (Hz)	50	Pertes du variateur (W)	411
Puissance moteur base 4p (kW)	18.5	Température ambiante (°C)	40
Fusible de protection type gG (A)	50	Humidité relative maximale (%)	96
Masse (kg)	15	Altitude maximale (m)	1000
Indice de protection	IP20		

- Deux codeurs incrémentaux de 1024 points/5V sont utilisés pour les mesures de la position relative du rotor par rapport au stator de la machine prototype et de la machine de charge (Figure 4.10). Afin de transmettre les signaux des positions des machines électriques aux variateurs, deux cartes d'interfaces de 15 lignes sont intégrées dans les commandes électroniques des variateurs.



Figure 4.10 Codeur incrémental GI355 1024 points/5V

- 11 thermocouples de type K pour la machine prototype. Une importante instrumentation thermique a été mise en place. La température est mesurée en 11 points à l'aide de micro-thermocouple de type K. Ces thermocouples permettent de contrôler les échauffements de la machine prototype en 11 points dans les bobinages : 7 thermocouples (A, B, C, D, E, H, I) sont répartis dans les 3 encoches (voir Figure 4.11) et les autres 4 thermocouples (F, G, J, K) sont répartis dans les 2 chignons (un en haut et un en bas de chaque côté). Un module de compensation de soudures froides, d'acquisition et de traitement (Graphtec midi LOGGER GL450) permet d'enregistrer l'évolution des températures aux cours de tous les essais.

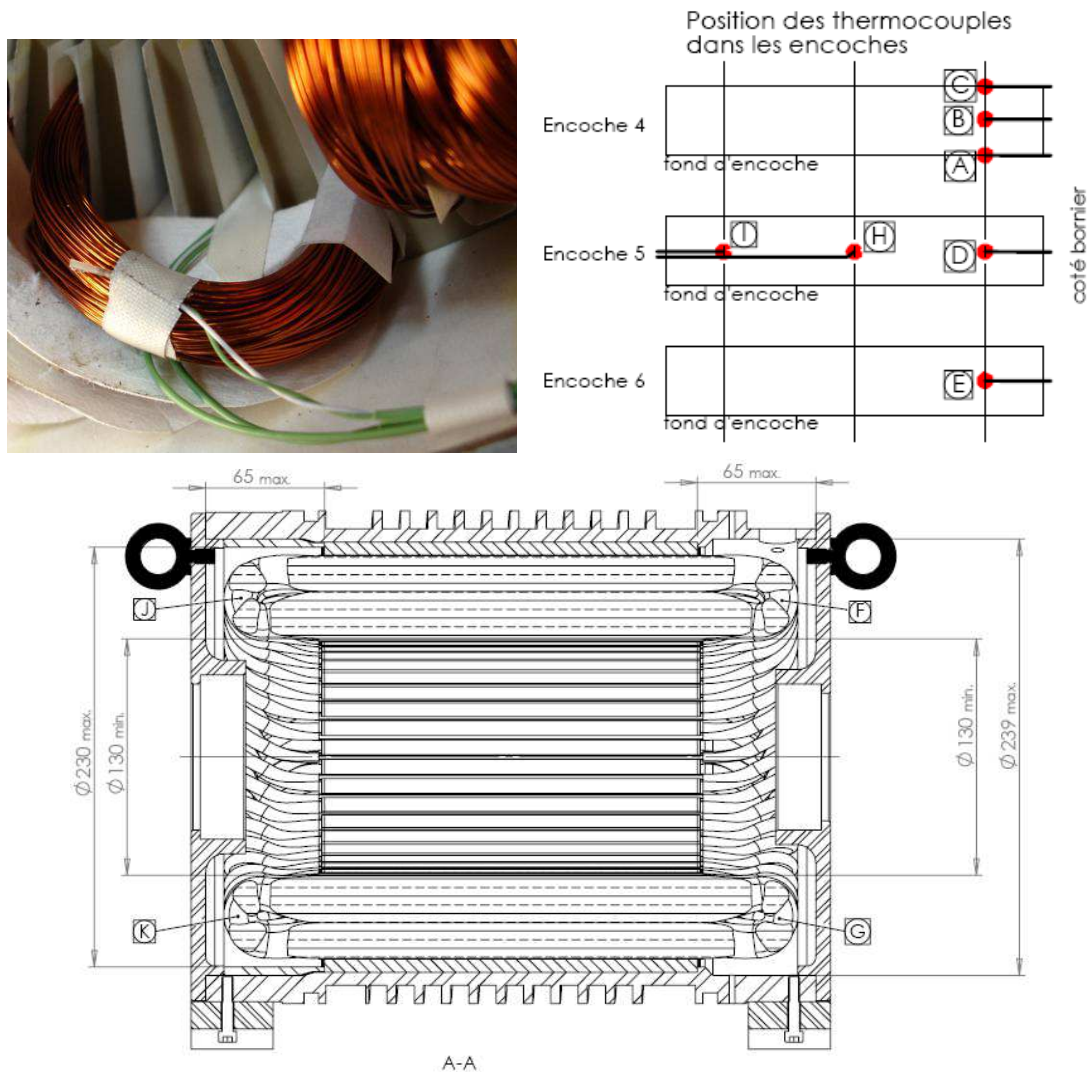


Figure 4.11 Intégration des sondes de thermocouples dans les encoches

- La protection thermique pour la machine de charge : elle est réalisée à partir des informations données par 3 sondes CTP de températures 150°C.
- Une résistance variable peut être ajoutée pour charger la machine prototype lors d'un essai en génératrice.

4.2.2. Construction de la machine prototype

Ce paragraphe a pour l'objectif de présenter les détails des principaux composants de la machine prototype (Figure 4.12), les caractéristiques des principaux matériaux seront également décrites dans cette partie.

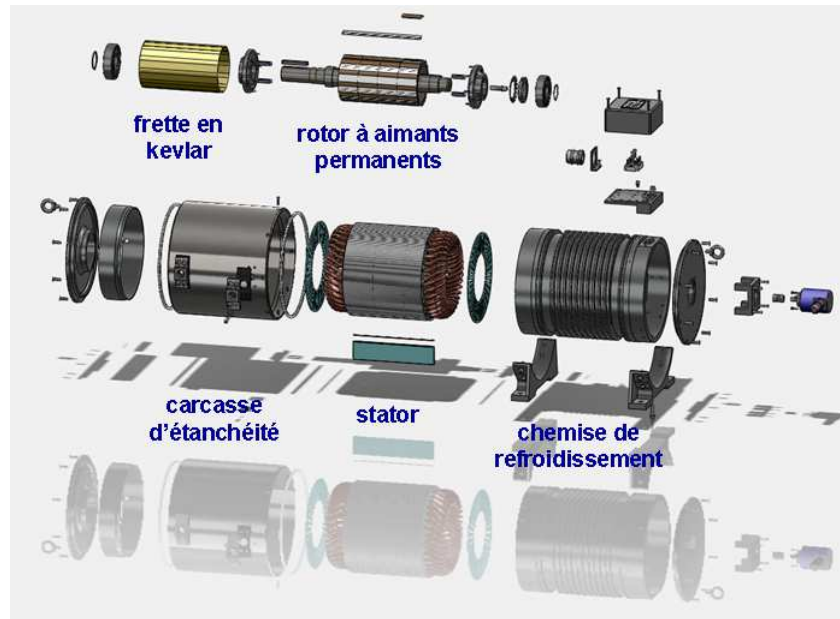


Figure 4.12 Les composants principaux de la machine prototype

- Aimants : Les aimants sont protégés par une couche de Nickel, chaque pôle est composé par 4 petits aimants identiques de forme arc (voir Figure 4.13), le grade des aimants utilisés est N38SH, la classe thermique est 150°C (température maximale admissible). à la température ambiante de 20°C, les inductions rémanentes minimale et maximale sont respectivement 1.22 T et 1.25 T. En réalité, il y a une tolérance de fabrication de plus ou moins de 0.015 T sur l'induction rémanente. Selon les fabricants d'aimants, les caractéristiques d'aimants peuvent varier légèrement. Le coefficient de sensibilité de température vaut quant à lui -0.11%/°C.

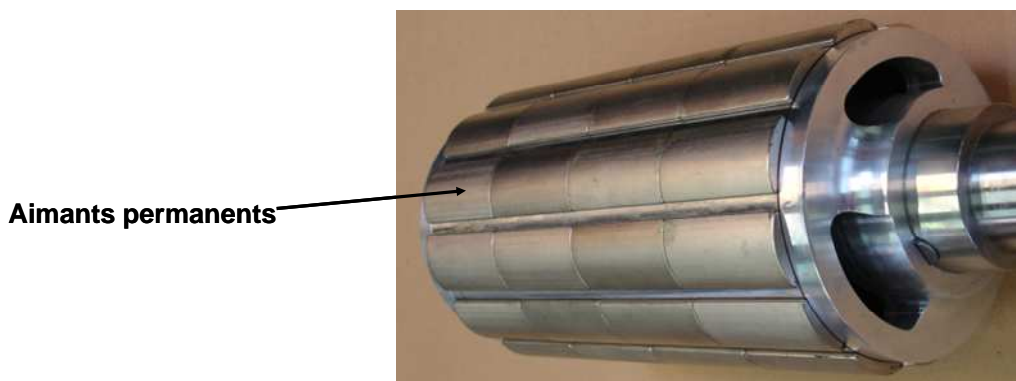


Figure 4.13 Aimants permanents de la machine prototype

- Tôles du stator (cf. Figure 4.14) : Le stator est feuilleté et est constitué de tôles collées de grade M270-35A (épaisseur de 0.35 mm et pertes spécifiques maximales annoncées par les fabricants de 2.7 W/kg pour une induction sinusoïdale de fréquence de 50 Hz et d'amplitude 1.5 T).



Figure 4.14 Tôles M270-35A de la machine prototype

- Culasse magnétique du rotor (cf. Figure 4.15) : La culasse magnétique rotorique est réalisée dans un acier doux de type XC18 de densité 7850 kg/m^3 .

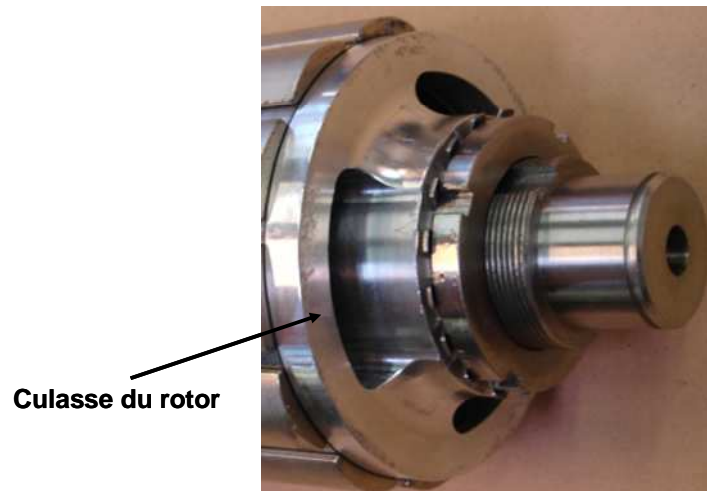


Figure 4.15 Culasse du rotor de la machine prototype

- Bobinages : le type du cuivre utilisé pour le bobinage est un fil émaillé de classe 200°C , de grade 2 (cf. Figure 4.16). Le diamètre du brin élémentaire est de 0.6 mm et la résistance électrique est comprise entre 0.05876 et $0.06222 \text{ } \Omega/\text{m}$. Le coefficient de sensibilité à la température est $-3.93 \cdot 10^{-3}/\text{K}$.



Figure 4.16 Cuivres pour les bobinages de la machine prototype

- Le bobinage est à pas diamétral. Le nombre de paires de pôles vaut 6, le nombre d'encoches par pôle et par phase vaut 1, ce qui correspond à un nombre total d'encoches de 36. Les bobinages ont été effectués en demi-section et chaque bobine contient 23 spires par encoche (une demi-section avec 11 spires et l'autre avec 12 spires). La section d'une spire vaut 3.666 mm^2 , ce qui a été réalisé en utilisant 13 conducteurs de diamètre 0.6 mm en parallèle. La géométrie des encoches et les bobinages du stator sont présentés dans la Figure 4.17.

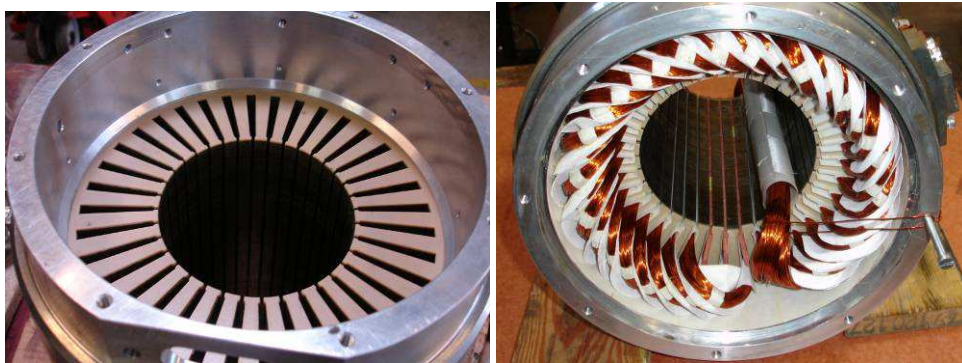


Figure 4.17 Structure des encoches et les bobinages de la machine prototype

- Frettage : Frette Kevlar époxy.

L'utilisation du frettage (Figure 4.18) est nécessaire pour la protection des aimants lorsque la machine fonctionne en haut vitesse. A la vitesse maximale du rotor, soit 4200 tr/min, la vitesse périphérique tangentielle des aimants vaut 24.16 m/s, ce qui ne contraint pas à l'utilisation d'une frette de maintien des aimants. Cependant, le procédé de frettage est tout de même évalué puisqu'il sera nécessaire de protéger les aimants des effets de la force centrifuge dans le cas la machine d'échelle unitaire.

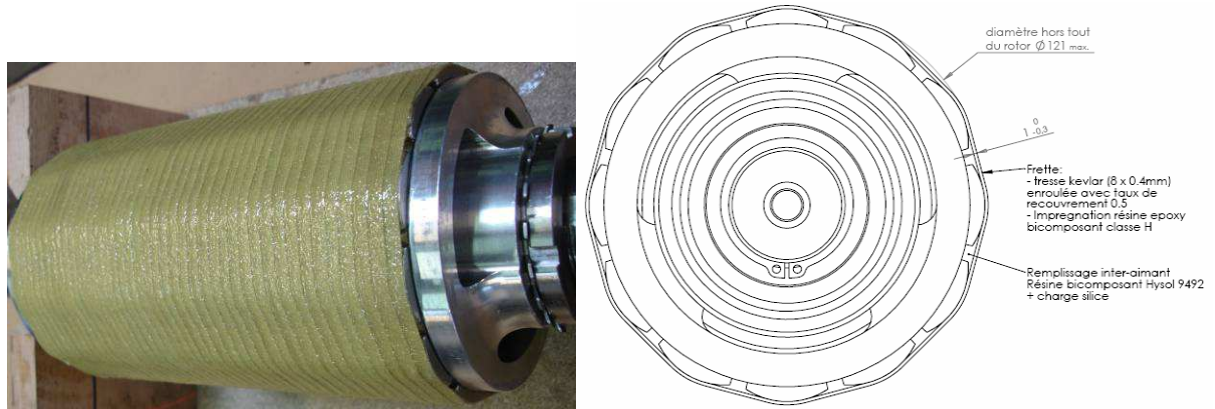


Figure 4.18 Fretage des aimants du rotor

- Refroidissement à eau

Le système de refroidissement a été conçu dans le but de refroidir la machine prototype, en particulier pour les fonctionnements à fort couple. Un circuit de refroidissement hélicoïdal a été réalisé pour canaliser le passage de l'eau dans une chemise qui entoure la culasse statorique (cf. Figure 4.19).

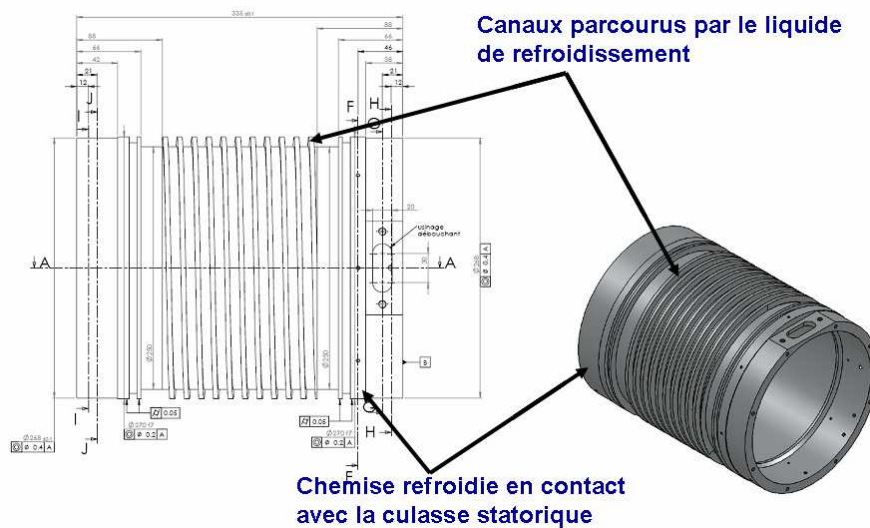


Figure 4.19 Système du refroidissement à eau

4.3. Validation des modèles théoriques du prototype par les essais expérimentaux

Après avoir décrit le banc d'essai, nous allons maintenant valider les performances du prototype pour différents fonctionnements en comparant entre les résultats expérimentaux à ceux fournis par les modèles théoriques (modèle analytique et le modèle numérique par méthode éléments finis). Pour mémoire, le cahier des charges de la machine prototype est présenté dans l'annexe 2. Chaque paramètre, grandeur électrique, mécanique ou magnétique caractérisant la machine est ainsi comparé avec les valeurs théoriques.

4.3.1. Caractéristiques du prototype de 7 kW

Dans cette partie, nous présentons les caractéristiques de la machine prototype de 7 kW. Le principe de détermination des paramètres a été expliqué dans les chapitres 2 et 3. Les paramètres concernant la dimension de la machine prototype ont été énumérés dans l'Annexe III.

Les paramètres électriques théoriques de la machine prototype sont utilisés pour permettre leur comparaison avec les paramètres mesurés. Ils constituent la référence de départ du rapport d'essais.

Nous rappelons les principaux paramètres à prendre en compte :

- Puissance mécanique nominale : 7 kW
- Couple nominal permanent : 100 N.m
- Couple maximal transitoire (< 30s) : 200 N.m
- Vitesse nominale : 668 tr/mn
- Vitesse maximale : 4200 tr/mn
- Nombre de paires de pôles : 6
- Flux efficace fondamental : 0.3174 Wb
- Amplitude de la FEM nominale : 188.5 V
- Résistance d'une phase : 0.42 Ω
- Inductance cyclique : 9.28 mH

- Caractéristique couple/vitesse (couple permanent et couple maximal < 30s) dans la Figure 4.20 :

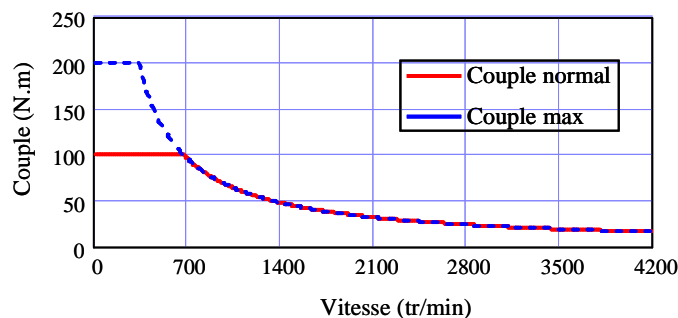


Figure 4.20 Caractéristique couple/vitesse

- Caractéristique courant/vitesse, zone de défluxage la Figure 4.21 :

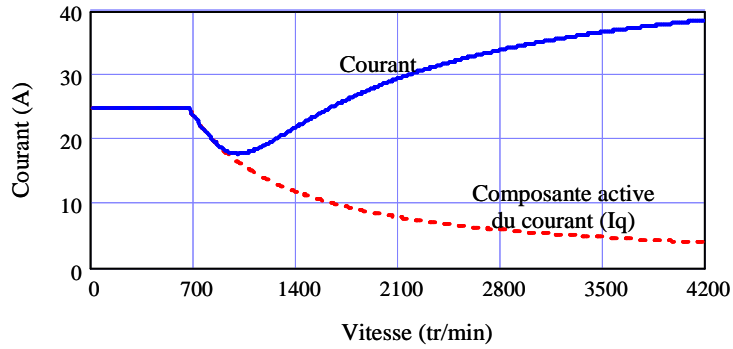


Figure 4.21 Caractéristique courant/vitesse

- Evolution des pertes en fonction de la vitesse en régime permanent dans la Figure 4.22 :

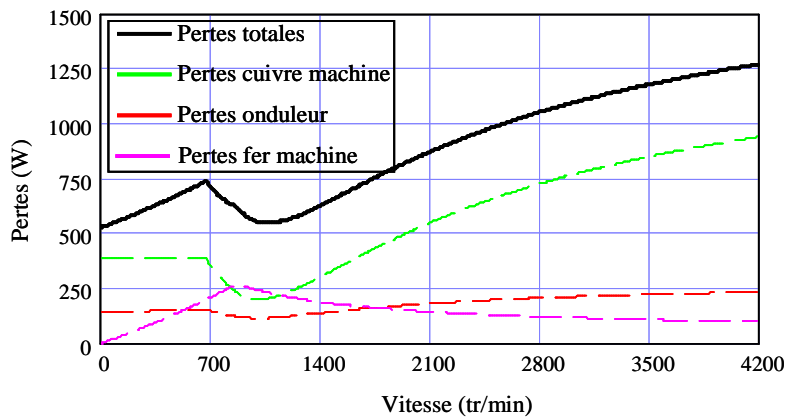


Figure 4.22 Caractéristique pertes/vitesse

- Evolution du rendement en fonction de la vitesse en régime permanent dans la Figure 4.23 :

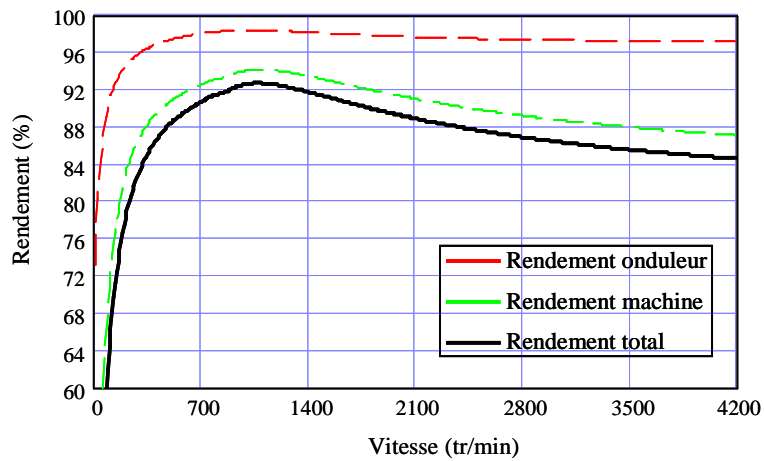


Figure 4.23 Caractéristique rendement /vitesse

4.3.2. Bilan de puissance

L'objectif de cette partie est de calculer les pertes et le rendement de la machine pour les essais expérimentaux.

Nous rappelons le bilan de puissance de la chaîne de traction du véhicule présenté dans la Figure 4.24. Nous nous focalisons ensuite sur le bilan de puissance de la machine électrique et les calculs des pertes et du rendement de la machine électrique.

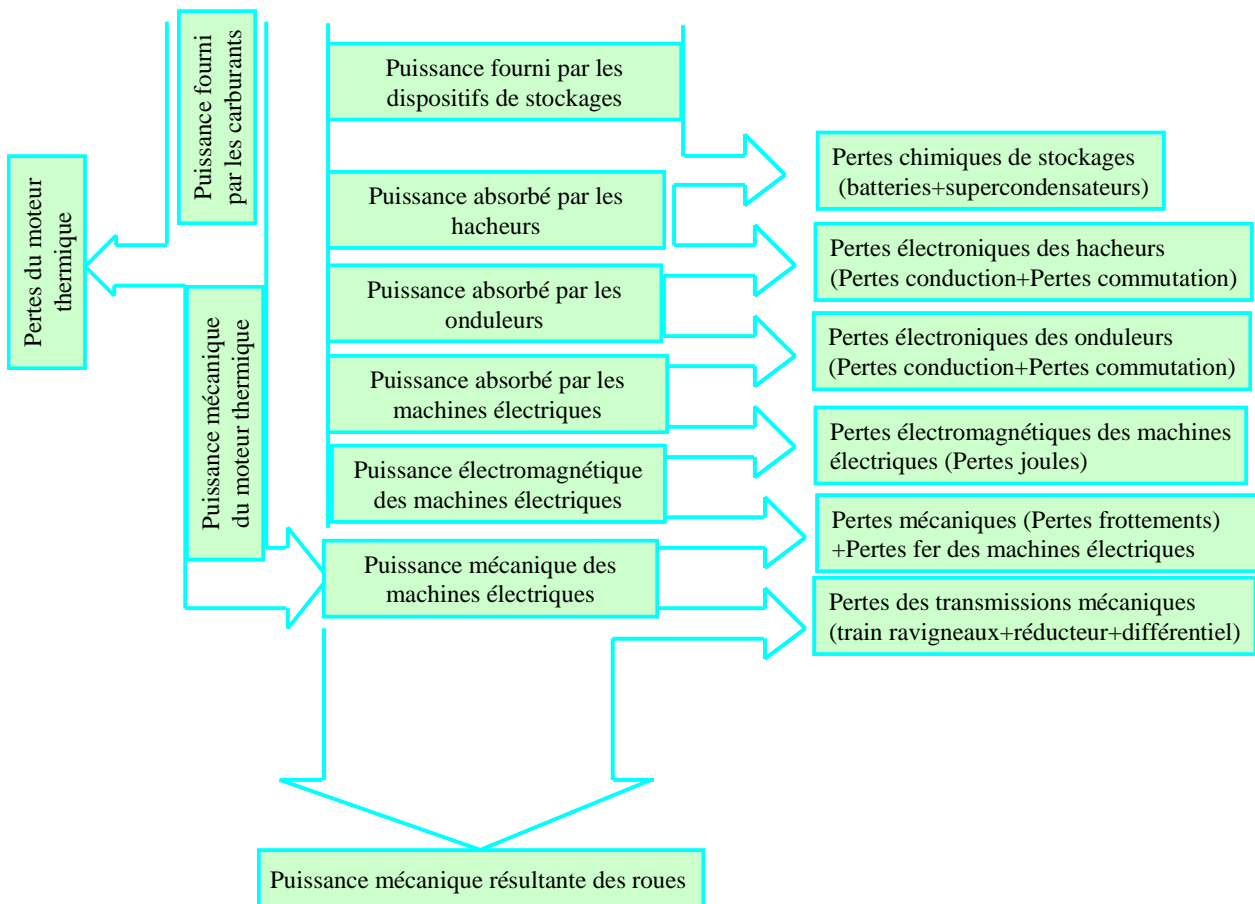


Figure 4.24 Bilan de puissance de la chaîne de traction du véhicule

4.3.2.1. Bilan de puissance pour la machine électrique

Le bilan de puissance pour la machine électrique est formulé ci-dessous.

- Puissance absorbée totale P_{abstot} :

$$P_{abstot} = P_{em} + P_{tot} \quad (4.1)$$

P_{em} : Puissance électromagnétique en W

P_{tot} : Pertes totales du moteur électrique et de son convertisseur en W

- Puissance électromagnétique P_{em} :

$$P_{em} = P_{uti} + P_{fer} + P_{meca} \quad (4.2)$$

P_{uti} : Puissance utile mécanique en W

P_{fer} : Pertes fer en W

P_{meca} : Pertes mécanique en W

4.3.2.2. Calcul des puissances pour la machine électrique

Le calcul des puissances pour la machine électrique est formulé ci-dessous.

- Puissance absorbée fondamentale P_{absf} :

$$P_{absf} = 3 \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\varphi_{V-I}) \quad (4.3)$$

V_{eff} : Tension en valeur efficace en V

I_{eff} : Courant en valeur efficace en A

$\cos\varphi_{V-I}$: Facteur de puissance

- Puissance électromagnétique P_{em} :

$$P_{em} = 3 \cdot E_{eff} \cdot I_{eff} = C_{em} \cdot \Omega \quad (4.4)$$

E_{eff} : Force électromotrice en valeur efficace en V

I_{eff} : Courant en valeur efficace en A

C_{em} : Couple électromagnétique en N.m

Ω : Vitesse de rotation de la machine électrique en rad/s

- Puissance mécanique utile P_{uti} :

$$P_{uti} = C_{meca} \cdot \Omega \quad (4.5)$$

C_{meca} : Couple mécanique utile en N.m

Ω : Vitesse de rotation de la machine électrique en rad/s

4.3.2.3. Calcul des pertes pour la machine électrique

Le calcul des pertes pour la machine électrique est formulé ci-dessous.

- Pertes joules P_j :

$$P_j = 3 \cdot I_{eff}^2 \cdot R_s \quad (4.6)$$

I_{eff} : Courant en valeur efficace en A

R_s : Résistance d'une phase de la machine en ohm

- Pertes collectives P_{coll} :

$$P_{coll} = P_{meca} + P_{fer} = P_{em} - P_{uti} \quad (4.7)$$

- P_{meca} : Pertes mécaniques en W
- P_{fer} : Pertes fer en W
- P_{em} : Puissance électromagnétique en W
- P_{uti} : Puissance utile mécanique en W

- Pertes totales P_{tot} :

$$P_{tot} = P_{abstot} - P_{uti} \quad (4.8)$$

- P_{abstot} : Puissance absorbée totale en W
- P_{uti} : Puissance utile mécanique en W

4.3.2.4. Calcul du rendement pour la machine électrique

Le calcul du rendement pour la machine électrique est formulé ci-dessous.

Rendement de la machine électrique R_{mach} :

$$R_{mach} = \frac{P_{uti}}{P_{abstot}} \quad (4.9)$$

- P_{abstot} : Puissance absorbée totale en W
- P_{uti} : Puissance utile mécanique en W

4.3.3. Autopilotage des variateurs de fréquence

Du point de vue de l'alimentation électrique, la source de tension primaire est le réseau triphasé alternatif de 400 V qui alimente l'armoire électrique de Leroy Somer qui est principalement équipée de deux variateurs de fréquence et des composants de protection.

Les courants de sortie de la source d'alimentation AC 400V sont convertis en DC par les redresseurs intégrés aux deux convertisseurs ; le courant DC de la sortie des redresseurs est quant à lui utilisé pour alimenter les deux onduleurs de tension par l'intermédiaire d'un unique bus continu. En outre, pour la protection de l'armoire, une résistance de freinage a été mise en place pour dissiper l'énergie renvoyée, et ce dans la mesure où le redresseur n'est pas réversible.

La machine prototype et la machine de charge sont alimentées par des courants sinusoïdaux fournis grâce à la commande MLI des deux onduleurs. Dans le modèle analytique et le modèle numérique, l'alimentation de la machine prototype a été considérée comme purement sinusoïdale, alors qu'expérimentalement, les tensions seront découpées et les courants posséderont une ondulation à la fréquence de découpage. Les courants en lignes et les tensions simples de chaque phase peuvent être visualisés sur l'oscilloscope respectivement via les sondes de courant à effet Hall et via les sondes différentielles de tension. Les variateurs pilotent les deux machines en commande vectorielle. Le principe de la commande est présenté dans la Figure 4.25, dans laquelle le switch 'Sélection' permet de sélectionner le type d'autopilotage.

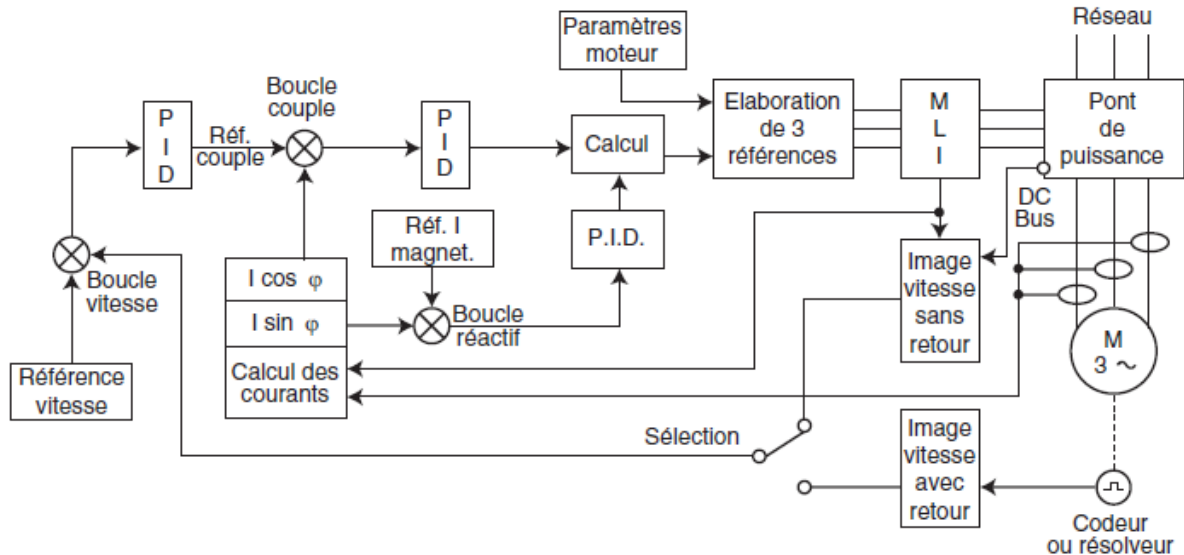


Figure 4.25 Commande du variateur de fréquence (Source : Leroy-Somer)

4.3.4. Essais expérimentaux à l'arrêt

Les principaux paramètres de la machine sont la résistance des bobinages du stator, l'inductance synchrone et la force électromotrice qui est directement liée à l'amplitude du flux magnétique créé par les aimants (voir Figure 4.26). L'inductance synchrone est la somme de l'inductance cyclique et de l'inductance de fuite.

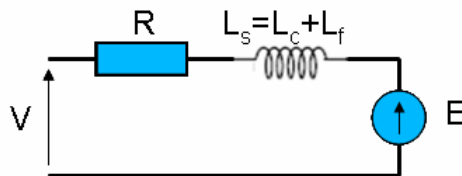


Figure 4.26 Schéma électrique monophasé

Ce paragraphe a pour objectif de décrire les essais expérimentaux à l'arrêt afin de mesurer la résistance des bobinages d'une phase du stator de la machine synchrone du prototype. A ce stade, les mesures expérimentales ont été effectuées à l'aide d'une alimentation statique DC. Les résultats présentés dans le Tableau 4.3 concernent les trois phases du stator de la machine prototype.

A partir des résultats expérimentaux (Tableau 4.3), on retient à la température ambiante la valeur moyenne de la résistance d'une phase : 0.4247Ω . Le Tableau 4.4 compare les mesures de la résistance à l'aide du variateur, d'un multimètre numérique et de l'alimentation statique DC, avec celles des modèles théoriques. Nous constatons que toutes les valeurs concordent, à l'exception de celle donnée par le variateur. Cela est probablement dû à la longueur des câbles entre l'armoire électrique et la machine, ainsi que l'imprécision intrinsèque de la mesure effectuée en temps réel par l'électronique du variateur.

Tableau 4.3 Mesures expérimentales de la résistance des bobinages par une alimentation statique DC

		Courant d'une phase (A)	Tension d'une phase (V)	Résistance d'une phase (Ω)
Phase 1	Mesure 1	1.022	0.428	0.419
	Mesure 2	2.846	1.195	0.42
	Mesure 3	3.09	1.297	0.42
Phase 2	Mesure 1	1.052	0.446	0.424
	Mesure 2	2.028	0.861	0.425
	Mesure 3	3.097	1.315	0.425
Phase 3	Mesure 1	1.048	0.45	0.429
	Mesure 2	2.022	0.869	0.43
	Mesure 3	3.094	1.33	0.43

Tableau 4.4 Comparaison des résistances des bobinages du stator de la machine prototype

Résistance de variateur (ohm)	Résistance mesurée par le multimètre (ohm)	Résistance mesurées par l'alimentation statique DC (ohm)	Résistance numérique/analytique (ohm)
0.55	0.4	0.4247	0.42

4.3.5. Mesure des forces électromotrices du prototype

Les forces électromotrices (f.é.m.) sont mesurées à partir d'essais du prototype en génératrice à vide dont le synoptique est présentée Figure 4.27. Pendant ces essais, la machine prototype est entraînée par la machine asynchrone. La machine synchrone prototype n'est pas alimentée. L'objectif est ici de mesurer la force électromotrice (f.é.m.) à froid et à chaud de la machine prototype. Les essais ont été effectués pour différentes vitesses de rotation. La forme et l'amplitude du fondamental de la f.é.m. sont validées ci-après.

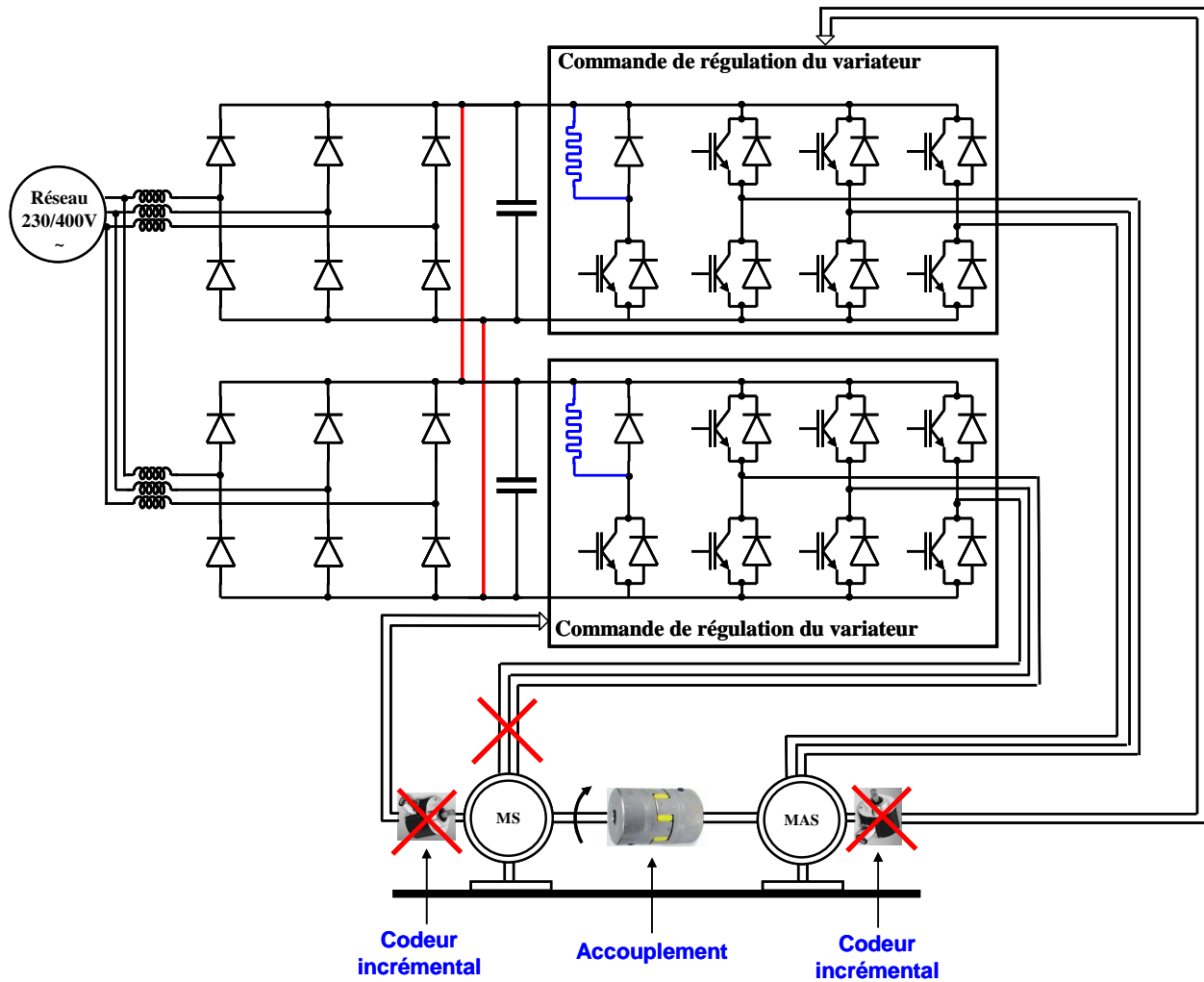


Figure 4.27 Couplage des essais à vide

Les f.é.m. expérimentales des trois phases mesurées à la vitesse nominale de 668 tr/min sont représentées Figure 4.28 : elles possèdent les mêmes amplitudes et sont bien décalées de 120° électriques, ce qui valide la construction de manière équilibrée de la machine.

La Figure 4.29 compare, à la vitesse nominale de 668 tr/min, les f.é.m. expérimentales, à 25°C , numériques (Flux2d) et analytiques. Nous notons que les trois f.é.m. sont d'apparences quasi-sinusoïdales. Les spectres des f.é.m. expérimentales et numériques sont présentés dans la Figure 4.30 et la Figure 4.31, les valeurs des harmoniques sont énumérées dans le Tableau 4.5. Nous constatons que le résidu harmonique est très faible pour les f.é.m mesurées et pour celles données par Flux2d, ce qui correspond bien aux formes apparentes quasi-sinusoïdales de la Figure 4.29.

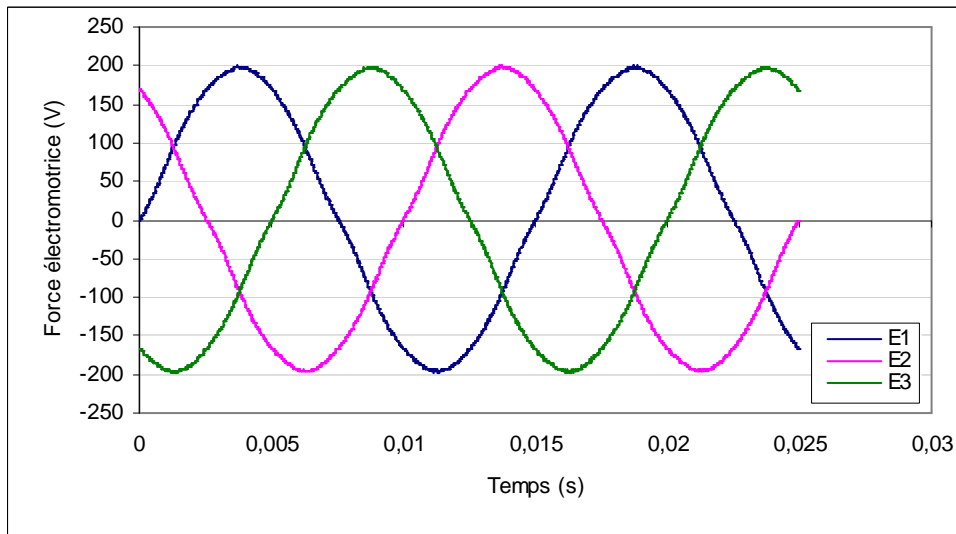


Figure 4.28 Forces électromotrices expérimentales des trois phases à la vitesse nominale de 668 tr/min

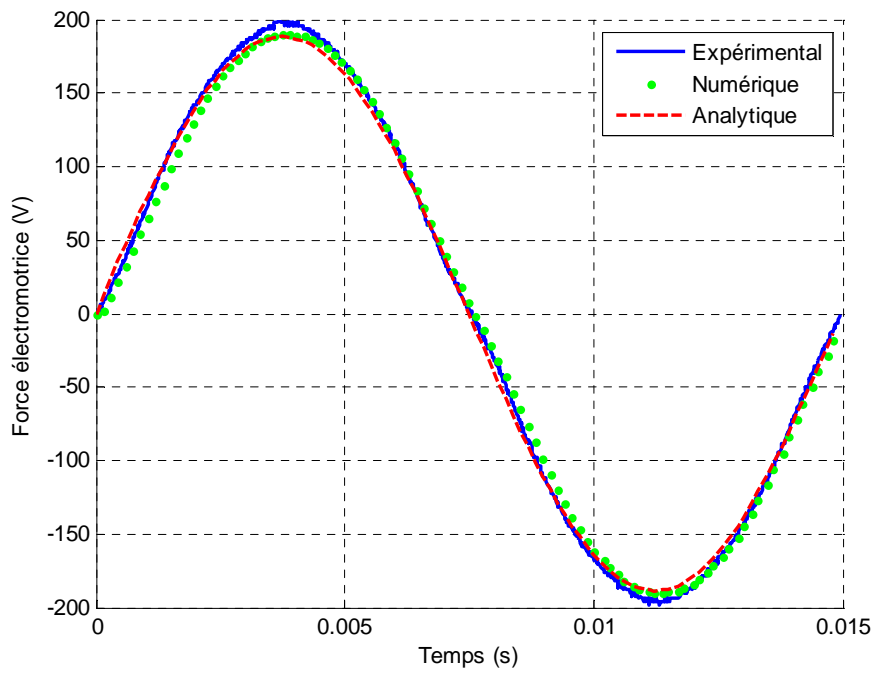


Figure 4.29 Comparaison de la f.é.m. en vitesse nominale 668 tr/min

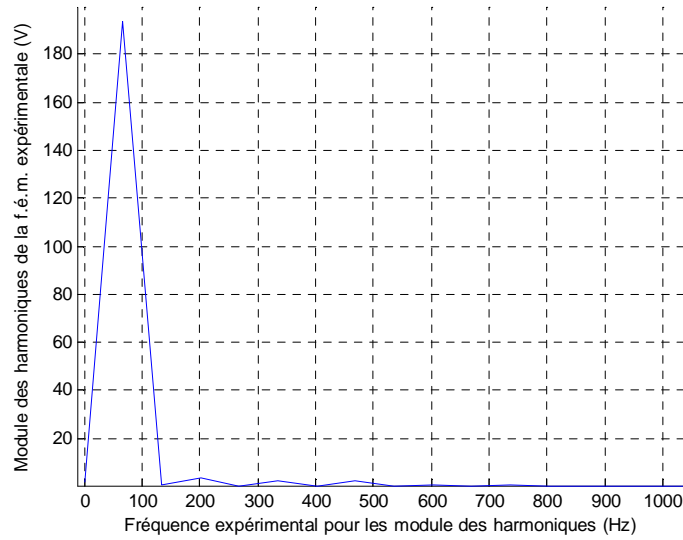


Figure 4.30 FFT de la f.é.m. expérimentale en vitesse nominale 668 tr/min

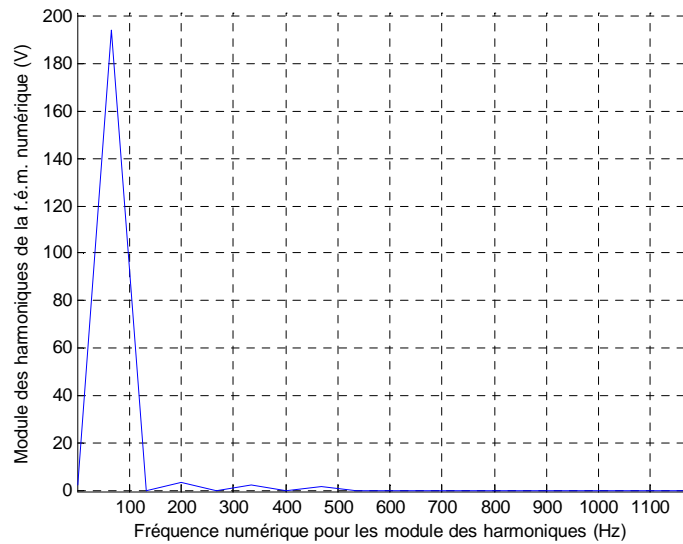


Figure 4.31 FFT de la f.é.m. numérique en vitesse nominale 668 tr/min

Tableau 4.5 Décomposition harmonique des f.é.m à 25 °C

Rang	Expérimental 25°C		Eléments finis 25°C	
	Tension (V)	% de f.é.m	Tension (V)	% de f.é.m
1	193.69	100.00%	187.4	100.00%
3	3.72	1.92%	0.8	0.44%
5	2.37	1.23%	1.9	1%
7	2.16	1.11%	0.6	0.3%
9	0.46	0.24%	0.2	0.1%
11	0.3	0.16%	0.02	0.01%

Les forces électromotrices relevées à 25°C et 90°C à la vitesse nominale sont données dans la Figure 4.32. La courbe donnée par la simulation par éléments finis est tracée en pointillés pour comparaison.

Lorsque la machine fonctionne à 90°C, nous constatons qu'il y a une diminution de l'amplitude de l'ordre de 10 V par rapport à la f.é.m mesurée à 25°C. La décomposition harmonique des forces électromotrices mesurées à 25°C et à 90°C données dans le Tableau 4.6 montre un très faible taux harmonique, bien que légèrement supérieur à celui obtenu lors de la simulation par éléments finis. L'amplitude du fondamental obtenue par le modèle analytique est de 188.5 V, ce qui reste intermédiaire aux deux valeurs mesurées. Il faut toutefois noter que la température de 90°C n'est qu'une évaluation approximative. En effet, il s'agit de la température des aimants permanents du rotor qui ne peut pas être mesurée facilement et dont la valeur peut être différentes des températures mesurées au stator.

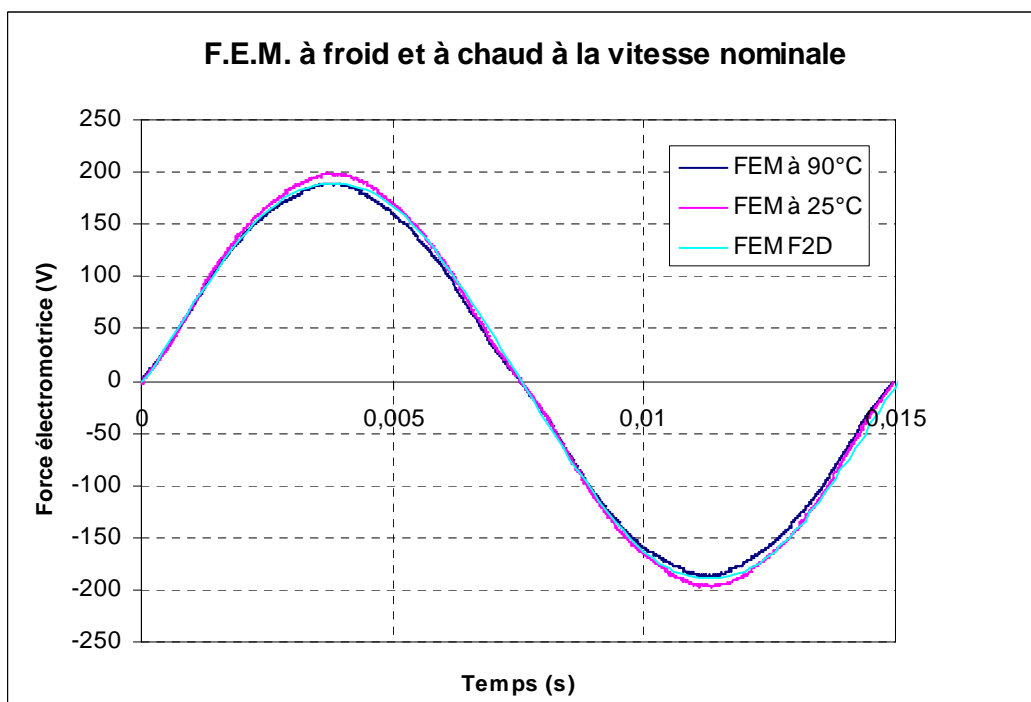


Figure 4.32 Comparaison de la f.é.m à froid et à chaud en vitesse nominale

Tableau 4.6 Décomposition harmonique des f.é.m à 25 °C et à 90 °C

Rang	Expérimental 25°C		Expérimental 90°C		Eléments finis 25°C	
	Tension (V)	% de f.é.m	Tension (V)	% de f.é.m	Tension (V)	% de f.é.m
1	193.69	100.00%	183.8	100.00%	187.4	100.00%
3	3.72	1.92%	3.43	1.87%	0.8	0.44%
5	2.37	1.23%	2.2	1.20%	1.9	1%
7	2.16	1.11%	1.87	1.02%	0.6	0.3%
9	0.46	0.24%	0.46	0.25%	0.2	0.1%
11	0.3	0.16%	0.3	0.16%	0.02	0.01%

Le Tableau 4.7 présente le fondamental de la f.é.m. mesuré à 25 °C et celui calculé par Flux2D pour différentes vitesses. Les résultats obtenus montrent une cohérence satisfaisante. On vérifie également que les effets des courants induits dans les aimants ne modifient pas la linéarité des caractéristiques de la f.é.m. en fonction de la vitesse de rotation de la machine prototype.

Tableau 4.7 Comparaison des fondamentaux de la f.é.m. à 25 °C du prototype

Fréquence (Hz)	Vitesse (tr/min)	Fondamental de f.é.m. expérimentale (V)	Fondamental de f.é.m. numérique (V)	Fondamental de f.é.m. analytique (V)
16.73	167.3	48,58	46,96	47,2
33.46	334.6	97,78	93,92	94,4
50	500	145,13	140,35	141,1
66.8	668	193,69	187,4	188,5
133.7	1337	388,7	375,31	377,3
199.7	1997	578,08	560,57	563,5

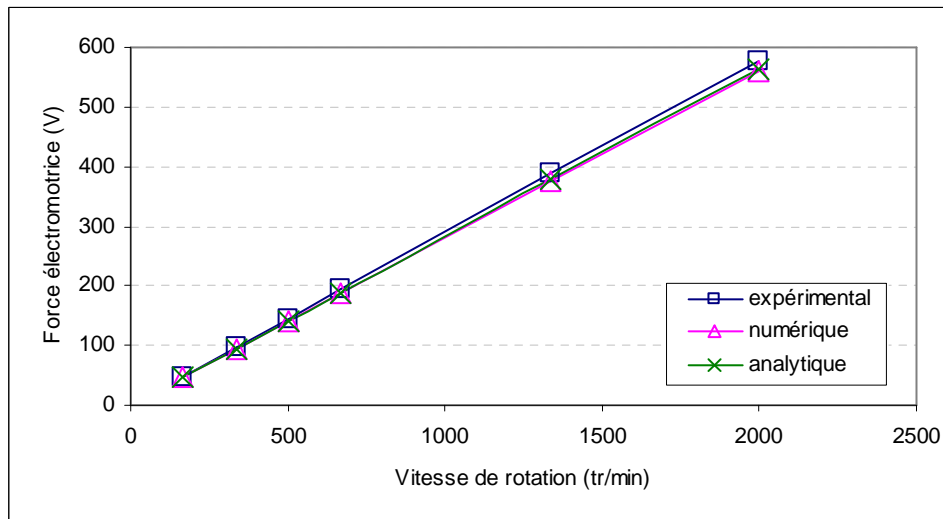


Figure 4.33 Comparaison du fondamental de f.é.m. à 25 °C mesurée avec la valeur calculée par éléments finis 2D et analytique

4.3.6. Essais en court-circuit du prototype

La configuration des essais en court-circuit est présentée Figure 4.34. Les trois phases de la machine prototype sont mises en court-circuit. L'objectif est ici de valider la valeur de l'inductance cyclique.

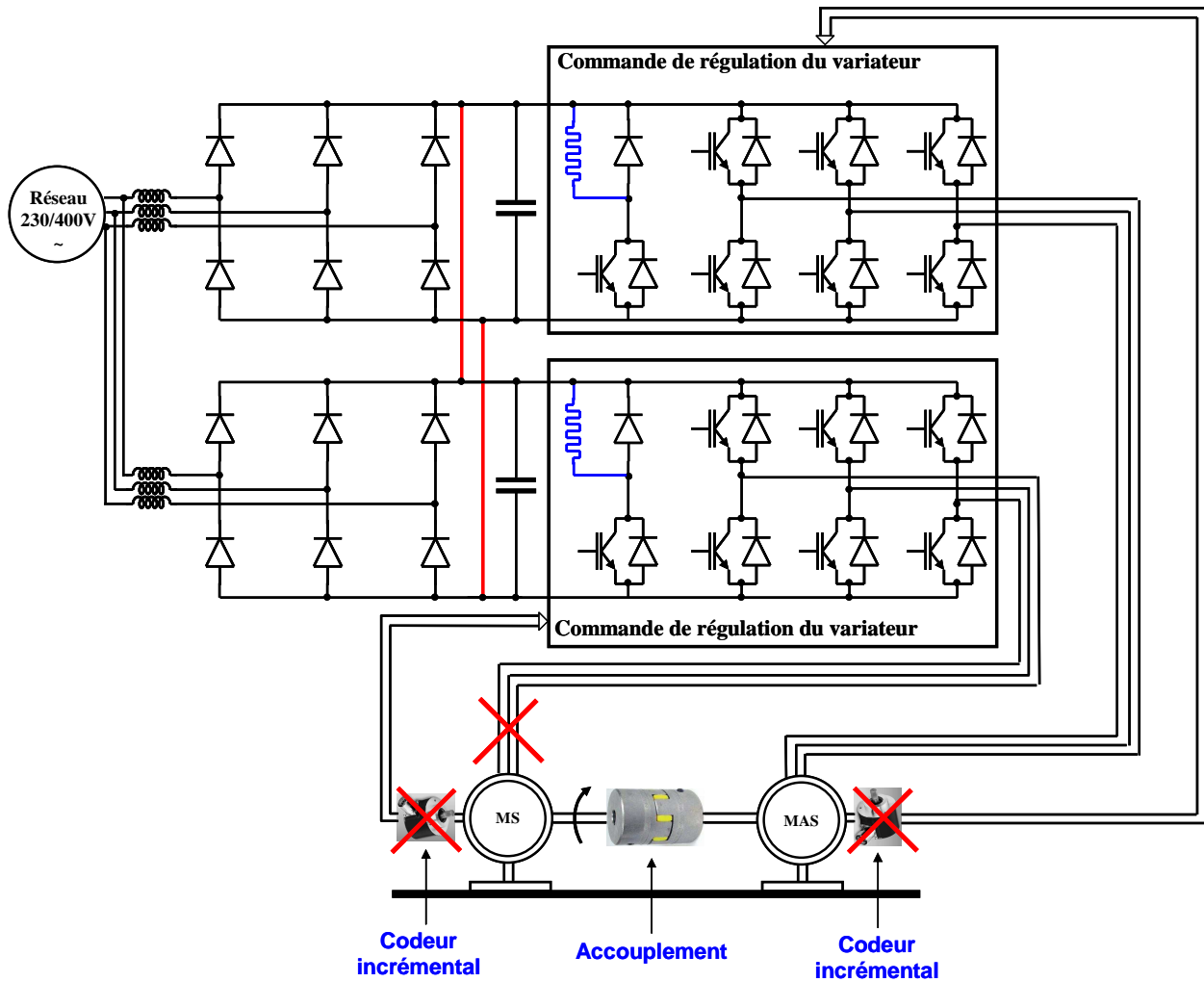


Figure 4.34 Couplage des essais en court-circuit

La Figure 4.35 obtenue à partir du modèle analytique donne l'amplitude du courant en court-circuit en fonction de la vitesse. Elle permet de prévoir la zone de vitesse dans laquelle le courant restera raisonnable lors de l'essai.

Nous limitons la vitesse à 50 tr/min afin d'éviter d'endommager la machine prototype par de trop forts courants. Le courant de court-circuit atteindra sa valeur nominale pour une vitesse d'environ 50 tr/min.

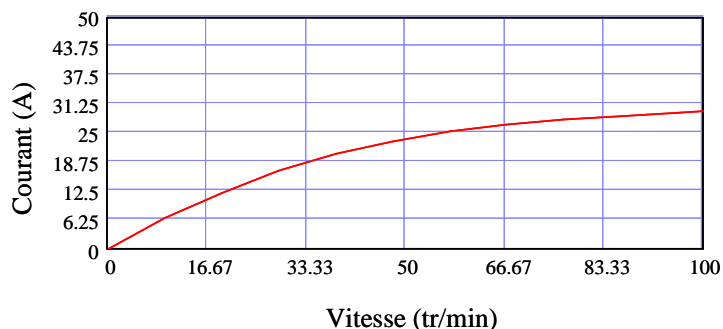


Figure 4.35 Amplitude du courant en court-circuit

Comparaison des inductances cycliques en court-circuit

Le Tableau 4.8 présente le fondamental du courant de court-circuit en différentes vitesses, ainsi que le fondamental de la f.é.m et l'inductance cyclique mesurée aux mêmes vitesses. Le Tableau 4.9 permet de comparer les inductances cycliques mesurées avec celles obtenues par les modèles éléments finis et analytique. Nous constatons que les écarts entre les résultats expérimentaux, éléments finis et analytiques sont acceptables. Nous observons également qu'il y a une cohérence entre l'évolution des inductances expérimentales et celle donnée par le modèle éléments finis, traduisant la même influence de la saturation. Le modèle analytique ne prenant pas en compte la saturation au niveau du calcul des inductances, le phénomène n'y est logiquement pas observé.

Tableau 4.8 Paramètres expérimentaux pour le calcul d'inductance expérimentale

Vitesse (tr/min)	Fondamental du courant (A)	Fondamental de la f.é.m (V)	Inductance cyclique mesurée (mH)
20	12,78	5,80	13,77
30	17,57	8,69	13,88
40	21,4	11,51	13,47
50	24,17	14,4	13,7

Tableau 4.9 Comparaison des inductances cycliques en court-circuit

Vitesse (tr/min)	Inductance cyclique expérimentale (mH)	Inductance cyclique éléments finis (mH)	Inductance cyclique analytique (mH)
20	13,77	11,43	9,28
30	13,88	11,16	9,28
40	13,47	11,41	9,28
50	13,54	11,17	9,28

4.3.7. Essais en charge du prototype

La configuration des essais en charge est présentée Figure 4.36. Les deux machines électriques sont alimentées par leur variateur de fréquence respectif. Suivant les ordres de pilotage des variateurs de fréquence, la machine prototype peut fonctionner en moteur ou en génératrice. Les essais en charge ont été effectués pour différents points de fonctionnement. Le variateur de la machine prototype est configuré en mode servo (contrôle vectoriel de machines à aimants permanents) tandis que le variateur de la machine asynchrone de charge est configuré en mode contrôle vectoriel avec retour de vitesse. Ces configurations permettent d'obtenir une bonne précision sur les vitesses et couples désirés. La machine de charge est asservie en vitesse, tandis que la machine prototype est asservie en couple (plus précisément en courant I_q).

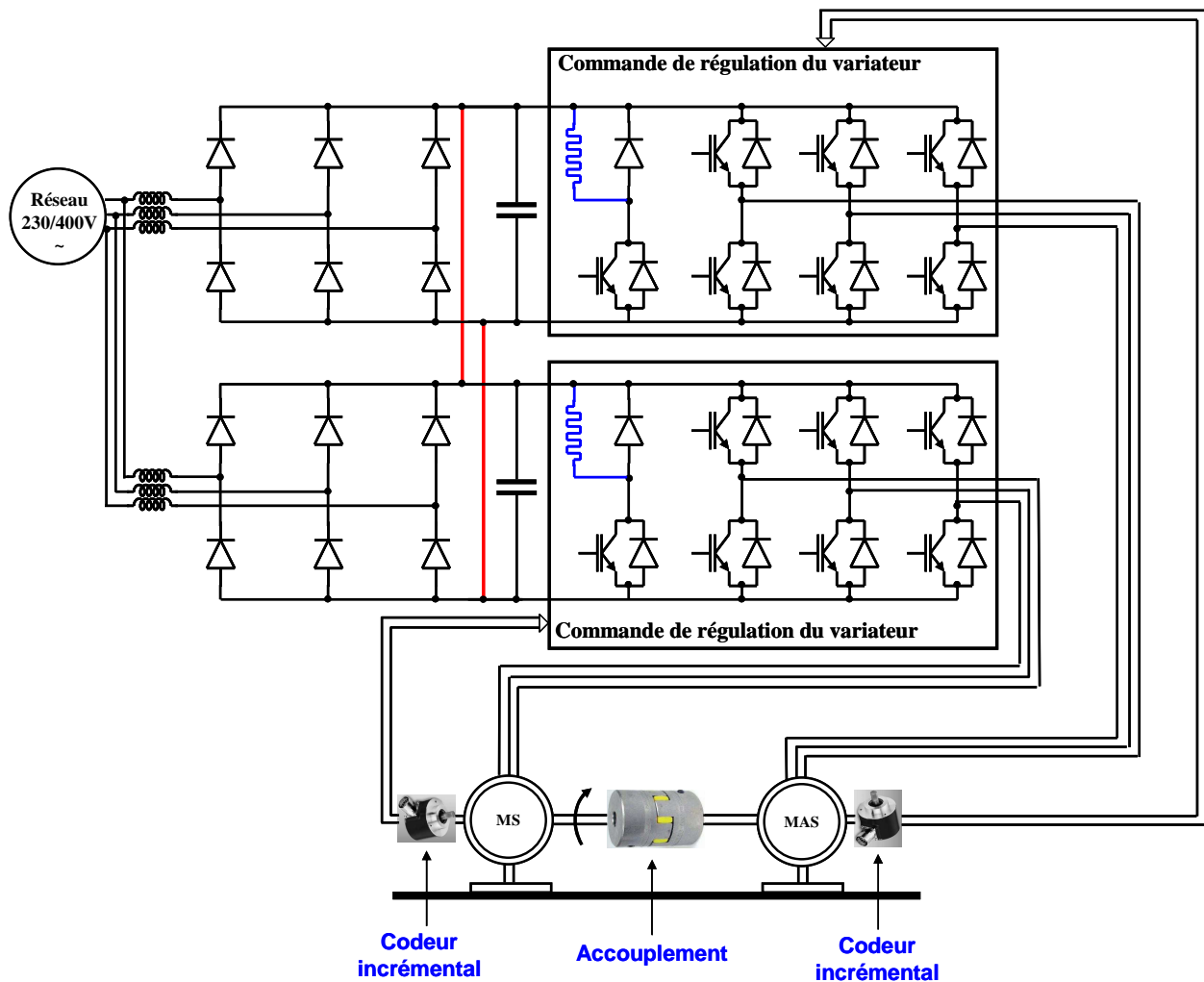


Figure 4.36 Couplage des essais en charge

4.3.8. Validation de la réversibilité du prototype

Ces essais ont pour objectif de valider l'aptitude de la machine électrique à fournir le couple théorique en fonctionnement moteur et génératrice à la vitesse nominale, pour un courant évoluant de 0 à sa valeur nominale théorique dans les quatre quadrants de fonctionnement.

La Figure 4.37 donne l'évolution du couple utile mesuré par le capteur de couple pour différentes valeurs du courant actif I_q à la vitesse nominale. Le modèle théorique prévoit un couple électromagnétique de 100 N.m pour 100% du courant nominal. Les courbes de couple utile mesuré sont donc très proche des courbes de couple électromagnétique attendu, ce qui caractérise un comportement non saturé de la machine à sa vitesse nominale et de très faibles pertes mécaniques.

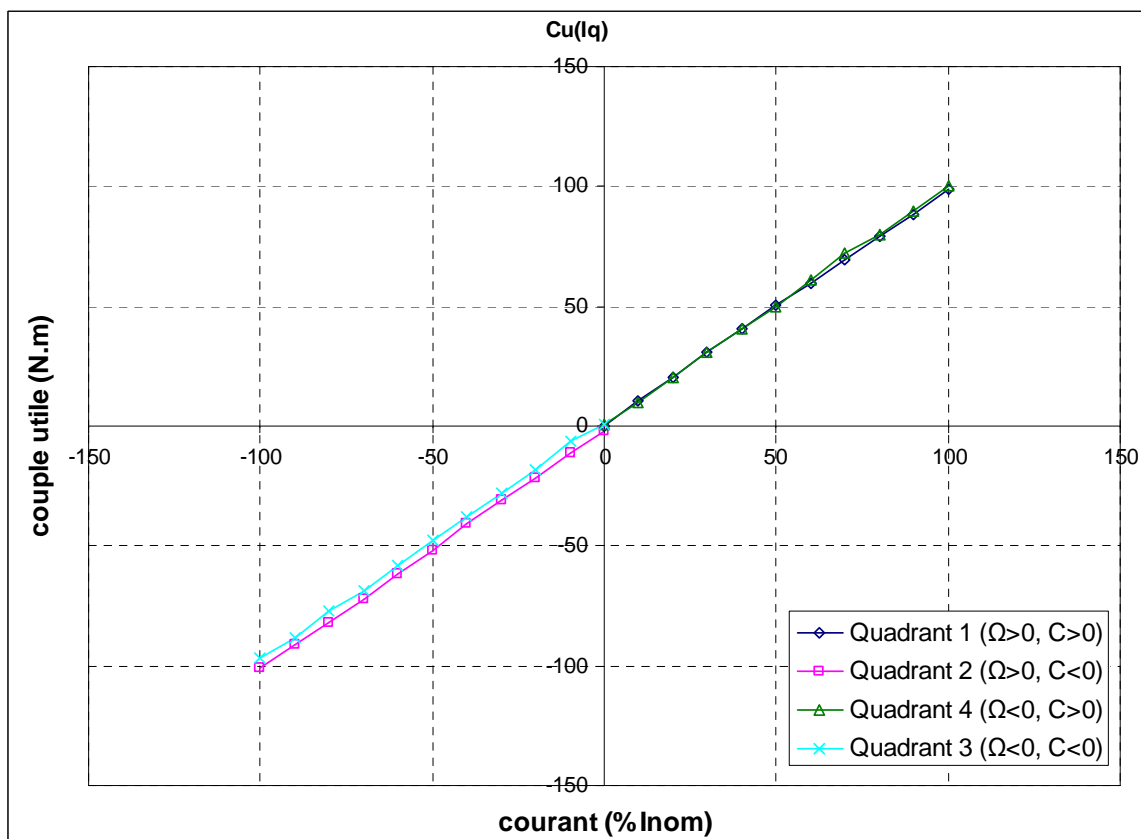


Figure 4.37 Couple mécanique utile en fonction du courant actif I_q à la vitesse nominale

4.3.9. Essais en mode « boost »

Cet essai a pour objectif de mesurer l'effet de saturation magnétique de la machine prototype lorsque la demande de couple est supérieure au couple nominal. L'alimentation de la machine par un courant supérieur à son courant nominal peut provoquer un phénomène de saturation magnétique du à l'augmentation avec le courant du flux total résultant (cf. diagramme de Fresnel de la Figure 4.41). Il en résulte alors un manque à gagner sur le couple électromagnétique et une perte de performance.

Les simulations par éléments finis ont permis d'obtenir une valeur de couple électromagnétique pour un courant double du courant nominal et à la demi-vitesse nominale, de 189 N.m au lieu de 200 N.m, soit une perte de couple de 5.5%.

La Figure 4.38 donne la mesure du couple utile à la moitié de la vitesse nominale (pour ne pas excéder la puissance de 7 kW) jusqu'à $2I_{nom}$. Nous observons l'effet de saturation magnétique de la machine, pour des fonctionnements avec un couple supérieur au couple nominal. On constate que l'effet de la saturation est négligeable en-dessous du point de fonctionnement nominal. Le couple utile mesuré à $2I_{nom}$ est alors de 186 N.m (au lieu de 200 N.m) soit une perte de couple de 7%, ce qui est très proche de la valeur attendue (5.5%), D'autant plus qu'il faudrait ajouter à la mesure de couple utile le couple de frottement.

Si on tient compte également du fait que lors de cet essai, la température atteint une valeur plus élevée qu'en régime de fonctionnement permanent, la baisse de force électromotrice correspondante contribue à faire baisser le couple électromagnétique, phénomène qui n'est pas pris en compte lors des simulations par éléments finis. Si on considère la chute constatée de 5% de f.é.m. à 90°C par rapport à 25°C , il faudrait relever la chute de couple de 5% à cette température, ce qui ramènerait ici la chute effective de couple due à la saturation seule à 2% (7% mesuré moins les 5% dus à la sensibilité thermique de la f.é.m.). L'effet est certainement moins prononcé. Cependant, la température des aimants à $2I_{nom}$ est susceptible de varier rapidement, ce qui laisse supposé qu'elle soit tout de même supérieure à 25°C . On peut donc conclure que les performances réelles de la machine sont sensiblement équivalentes à celles attendues, les mesures étant assez sensibles aux variations de température.

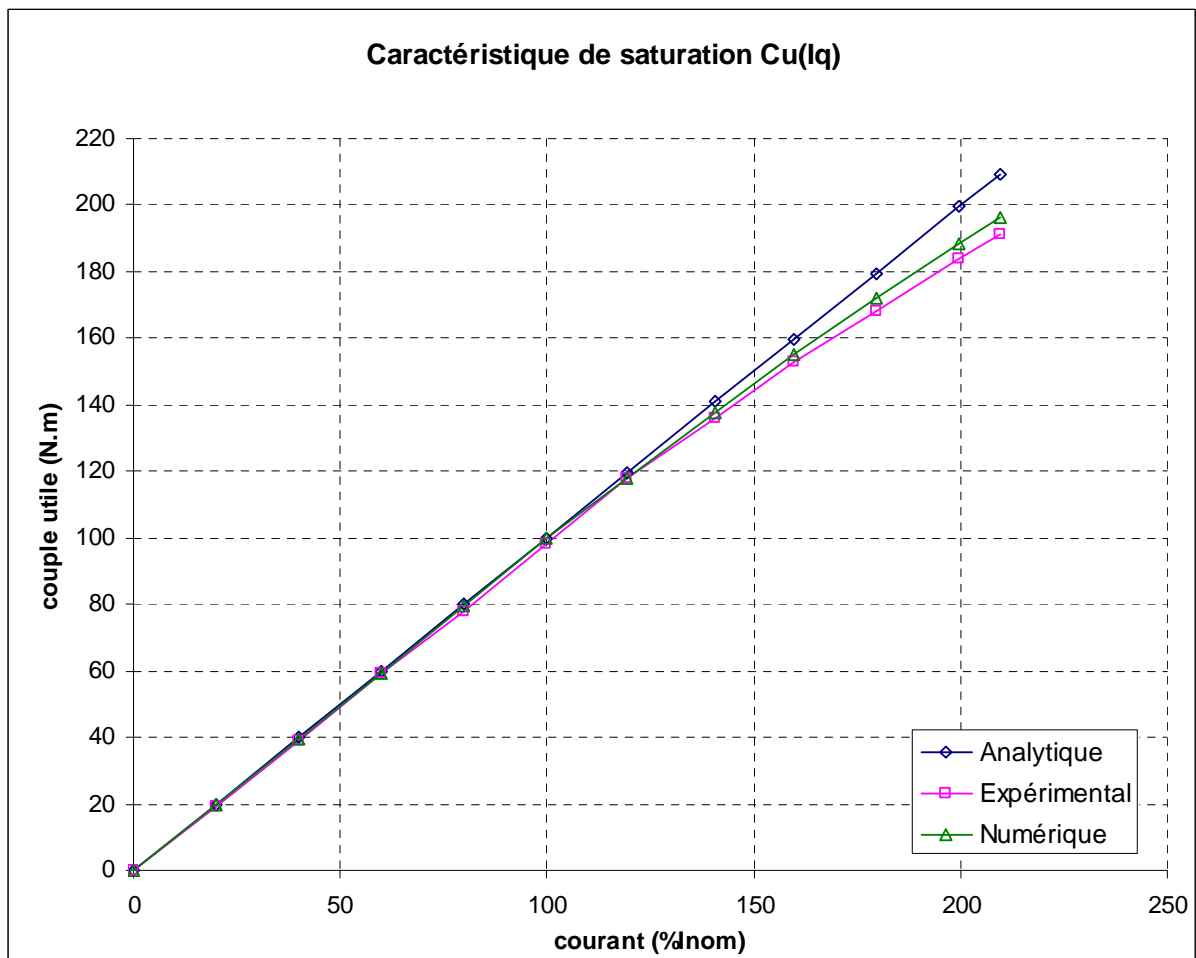


Figure 4.38 Couple mécanique utile en fonction du courant actif I_q en « boost »

4.3.10. Validation du contrôle en défluxage

Cet essai consiste à valider le principe de pilotage de la machine avec défluxage par injection d'un courant démagnétisant dans la zone de vitesse élevée. Le mode de défluxage automatique du variateur est désactivé afin de contrôler manuellement, de manière fine, le courant magnétisant en lui donnant les valeurs calculées par le modèle théorique analytique. L'utilisation du mode automatique n'est pas appropriée ici car le variateur aurait tendance à adapter le courant démagnétisant à la tension du bus continu qui peut légèrement fluctuer, ce qui rendrait difficile voir impossible la reproduction de conditions de mesure stables.

Ainsi, on impose le courant déterminé par le modèle théorique (amplitude et déphasage avec la f.é.m., c'est-à-dire I_d et I_q) et on mesure le couple mécanique utile correspondant pour différentes vitesses, afin de vérifier s'il est conforme à la théorie.

Les paramètres d'entrée du modèle sont adaptés aux conditions réelles de mesure et aux valeurs mesurées :

- Tension de bus : $V_{bus} = 600V$
- Flux fondamental efficace : $\Phi_{eff} = 0.319 \text{ Wb}$
- Résistance d'un enroulement du stator : $R_s = 0.42 \Omega$
- Inductance cyclique : $L_c = 13.7 \text{ mH}$

Avec les valeurs ci-dessus, nous avons repris l'analyse théorique du courant dans la machine. La Figure 4.39, présente les amplitudes de courant actif (I_{qmax}) de courant démagnétisant (I_{deflux}) et de courant total (I_{total}).

Le déphasage du courant de phase par rapport à la force électromotrice est présenté Figure 4.40. Le fonctionnement de la machine est étudié pour la plage de vitesse allant de 0 tr/min à 2500 tr/min. Le diagramme vectoriel (de Fresnel) est donné Figure 4.41 à partir des relations entre le courant total I , la force électromotrice E et la tension d'alimentation V .

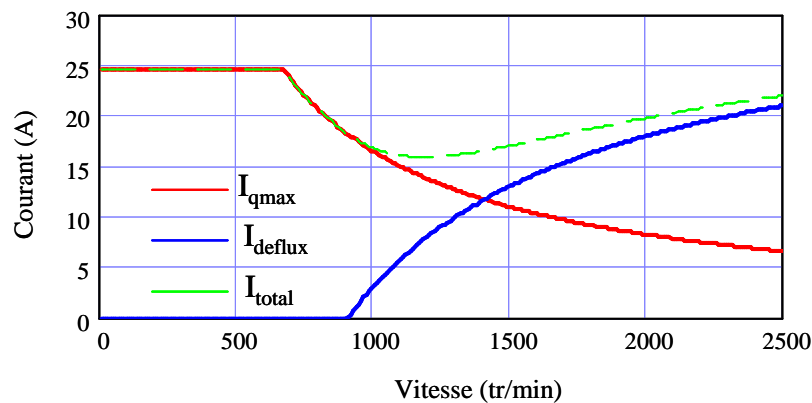


Figure 4.39 Evolution des courants I_d et I_q identifiant la zone de défluxage

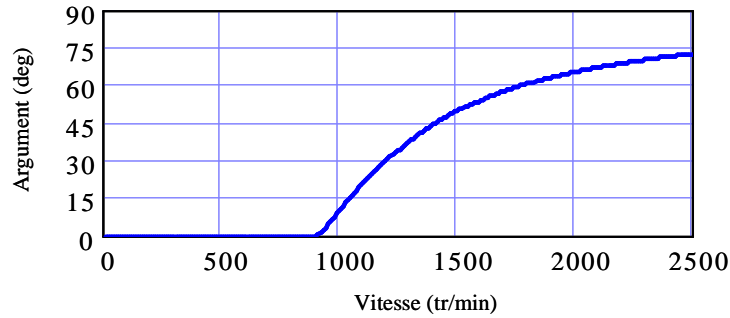


Figure 4.40 Déphasage entre le courant de phase et la fém

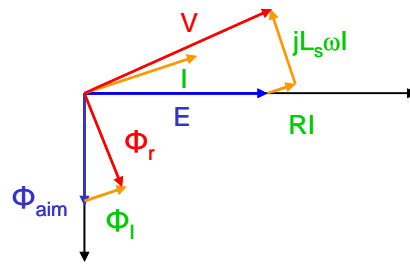


Figure 4.41 Diagramme de Fresnel

Les couples électromagnétiques théoriques (analytique/numérique) et les couples utiles mesurés sont représentés en fonction de la vitesse dans la Figure 4.42. La vitesse a été limitée à 2000 tr/mn lors de cet essai afin d'éviter d'accéder à la zone de vitesse où la force électromotrice est trop élevée, ceci afin de minimiser les risques de dégradation de l'onduleur en cas de perte de contrôle. Nous constatons une bonne prédiction du couple par le modèle analytique et numérique, tout en précisant toutefois que le modèle analytique et numérique a repris les valeurs des paramètres électriques mesurés, et non ceux calculés théoriquement.

On peut donc en conclure que l'injection de courant démagnétisant contribue à réduire le flux magnétique résultant de manière tout à fait conforme à la théorie. D'autre part, la faible différence entre le couple utile mesuré et le couple électromagnétique supposé, traduit là encore le faible taux de pertes mécaniques.

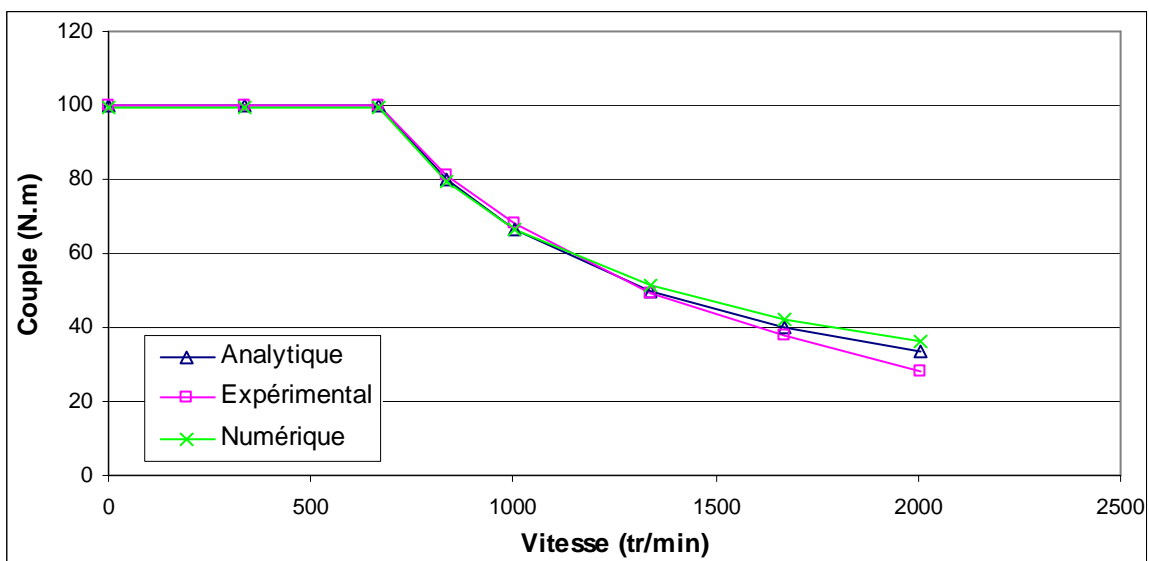


Figure 4.42 Comparaison des couples mesuré et calculé lors d'un fonctionnement en défluxage.

4.3.11. Efficacité énergétique

L'objectif de ces essais à chaud est de valider l'efficacité énergétique de la machine prototype. Cette dernière est déterminée en mesurant les pertes et le rendement au point nominal, à chaud (entre 80°C et 90°C). La température des aimants est évaluée à 90°C lors des essais, cette dernière ne pouvant pas être mesurée.

Le principe consiste à placer la machine à son point fonctionnement nominal et à mesurer la puissance totale absorbée (en tenant compte des harmoniques) à partir des courants et des tensions d'alimentation. La puissance électromagnétique est déterminée à partir de la mesure de la force électromotrice (à vide) en supposant que la température des aimants n'a pas eu le temps d'évoluer entre les deux mesures. De même les pertes joules sont calculées à partir du courant mesuré et de la résistance de phase mesurée (à l'arrêt) pour une température supposée identique. Les pertes mécaniques et les pertes fer sont évaluées à partir de la mesure du couple utile par le capteur de couple.

Les Figure 4.43 - Figure 4.45 présentent respectivement les différentes grandeurs électriques mesurées à chaud et à la vitesse nominale : les courants de phases, la tension simple et les f.é.m.

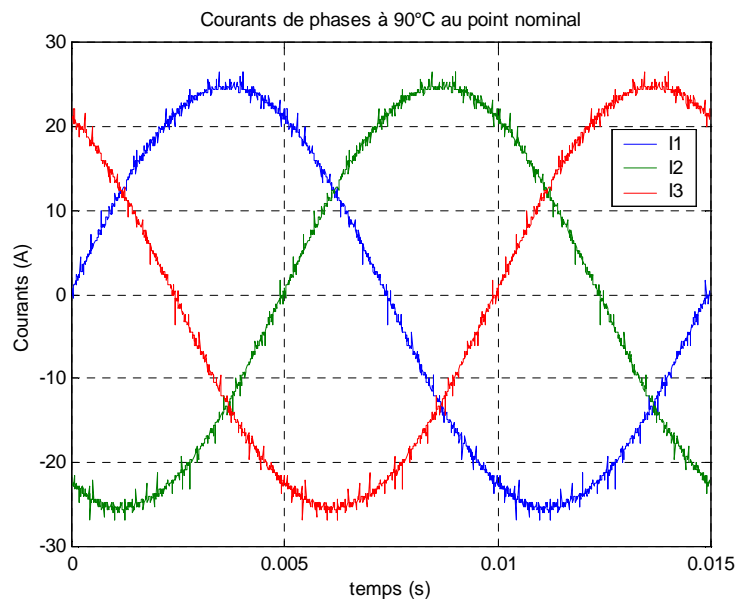


Figure 4.43 Courants de phases à 90°C à la vitesse nominale

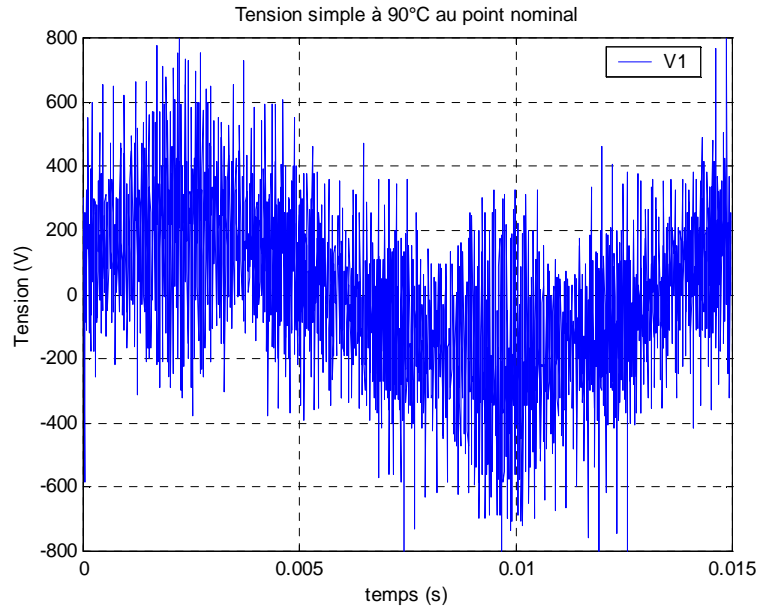


Figure 4.44 Tension simple à 90°C à vitesse nominale.

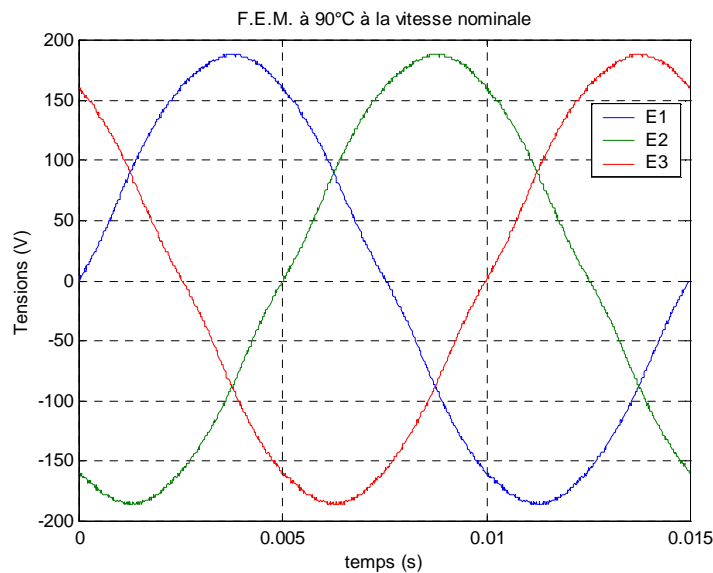


Figure 4.45 f.é.m de 3 phases à 90°C à vitesse nominale

Le Tableau 4.10 liste les résultats numériques obtenus en admettant une résistance de 0.42Ω pour les données théoriques, et de 0.45Ω (valeur mesurée) pour les essais.

On peut conclure que le rendement mesuré est très proche du rendement théorique attendu. Il faut toutefois relativiser la précision des mesures de rendement qui peuvent être sensibles aux variations de la f.é.m. et de la résistance qui dépendent de la température des aimants et du bobinage respectivement, ainsi qu'à la précision du capteur de couple ($\pm 2.5 \text{ N.m}$).

On notera également que les pertes mesurées sont très majoritairement des pertes par effet joule dans les bobinages, les pertes dans le fer restant très faibles contrairement aux résultats issus du modèle de calcul des pertes fer qui paraît donc donner des valeurs un peu surestimées des pertes fer. Cependant, l'influence du type d'aimants (en tuile ou en arc) pourrait constituer une explication dans l'écart des pertes fer. Même si, là encore, il faut relativiser les écarts mesurés qui sont entachés des

erreurs liées à la méconnaissance de la température exacte des aimants et à la précision du capteur de couple.

Tableau 4.10 Bilan de l'efficacité énergétique de la machine prototype

	Expérimental	Analytique	Numérique
Courant fondamental efficace (A)	17.77	17.42	17.42
Tension simple fondamentale efficace (V)	165.3	173.2	173.2
Déphase II, VI (°)	35.8	35.35	35.35
F.É.M. fondamentale efficace (V)	127.6	134	132.5
Puissance absorbée fondamentale (W)	7149	7383	7383
Puissance absorbée totale (W)	7237	7582	7515
Puissance électromagnétique (W)	6807	7000	6925
Pertes totales (W)	430	580	590
Pertes joules (W)	426	382	382.4
Pertes fer et mécaniques (W)	4	198	207.6
Rendement (%)	94	92.3	92.1

4.3.12. Essais thermiques

Dans ce paragraphe, nous avons souhaité caractériser le comportement thermique de la machine prototype de 7 kW. Les essais thermiques ont pour objectif d'évaluer la constante de temps thermique de la machine, et de vérifier l'uniformité de la température dans les différentes zones du stator. Lors de sa conception, le prototype a été doté de capteurs de température thermocouples (type K), placés en différents endroits stratégiques.

Nous rappelons la localisation des sondes de thermocouples (voir Figure 4.46) dans la quelle, les thermocouples A, B, C, D, E, H, I sont intégrés dans les encoches, et les thermocouples F, G, J et K sont intégrés dans les chignons.

En particulier, les thermocouples permettent de mesurer les températures en différents points longitudinaux d'une encoche (au sein du bobinage), en différents points radiaux d'une encoche, dans plusieurs encoches, et dans les têtes de bobine (ou chignons). Les mesures doivent permettre la détection des éventuels points chauds, et la mise en place de modèles thermiques plus précis par identification des courbes de montée en température.

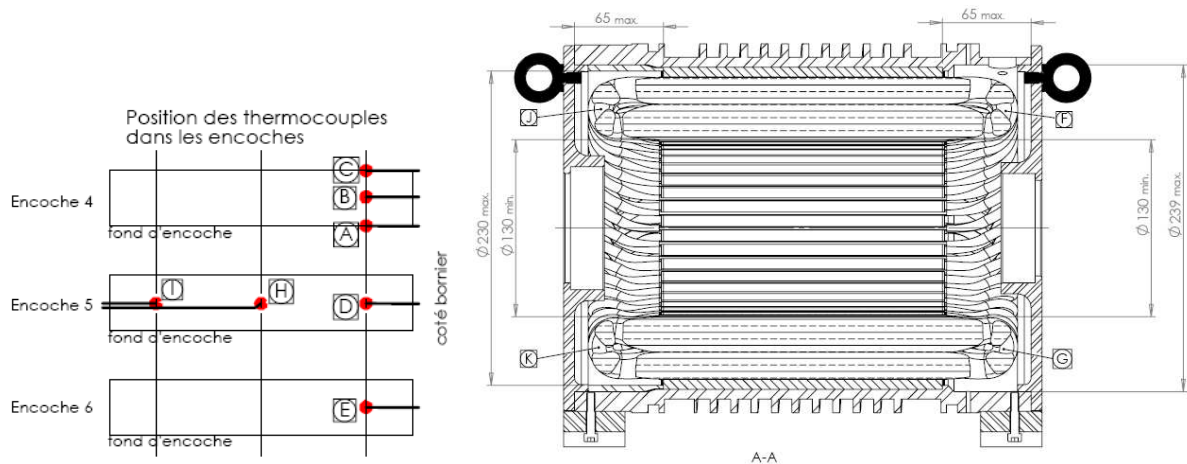


Figure 4.46 Localisation des thermocouples

La Figure 4.47 illustre l'évolution de la température aux différents points de mesure sur une durée d'une heure et 40 minutes, lors du fonctionnement au point nominal de la machine en régime permanent, sans refroidissement hydraulique.

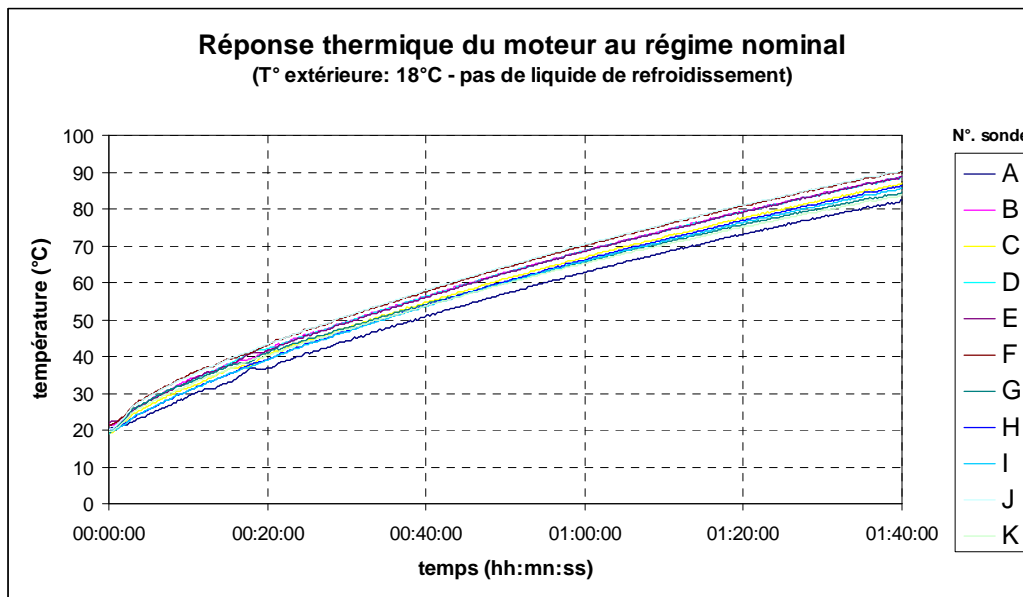


Figure 4.47 Evaluation des températures mesurées via les thermocouples dans les différentes parties de la machine

On peut noter que la température atteint sa zone nominale (de l'ordre de 75°C : température prévue du circuit de refroidissement) au bout d'une heure et 20 minute. La température des différentes sondes en fin de mesure ainsi que l'ordre (de la plus chaude à la plus froide) sont données dans le Tableau 4.11.

Tableau 4.11 Températures maximales (en °C) mesurées par chaque thermocouple

Ordre	7	8	1	10	11	5	6	3	4	2	9
Température (°C)	86.3	85.6	90.4	83.8	82.3	88.6	86.9	88.7	88.7	90.2	84.6
Sonde	H	I	J	K	A	B	C	D	E	F	G

Globalement, les températures les plus élevées sont obtenues pour les têtes de bobines en partie supérieure de la machine, tandis que les têtes de bobines situées en partie inférieure de la machine sont les plus froides. Ceci peut éventuellement s'expliquer par l'effet de refroidissement par convection externe qui n'est pas nul, la machine n'étant pas en milieu adiabatique. Les autres zones présentent des températures intermédiaires à ces deux extrêmes.

Cet essai montre les possibilités d'instrumentation thermique dont la machine est dotée. D'autres essais pourront ultérieurement être mis en œuvre et exploités pour affiner des modèles thermiques théoriques ou pour étudier le comportement et les performances de la machine en fonction de la température de fonctionnement ou dans des conditions particulières.

Conclusion

Les études abordées dans ce chapitre sont consacrées à la mise en œuvre des essais expérimentaux et à la validation des modèles théoriques (le modèle numérique par éléments finis 2D et le modèle analytique). Les essais et mesures exposés dans ce chapitre ont permis de valider avec une assez bonne fiabilité les modèles théoriques de conception. Les valeurs expérimentales sont également conformes à celles attendues.

Les essais expérimentaux ont été effectués pour différents points de fonctionnement à froid et à chaud, sans défluxage et avec défluxage, à vide, en charge avec une résistance variable, en court-circuit, en charge en fonctionnements moteur et générateur. Les mesures ont par ailleurs permis de mettre en évidence la sensibilité à la température de certains paramètres tels que la résistance des bobinages du stator et la force électromotrice créée par les aimants permanents comme on pouvait s'y attendre.

De cette façon les modèles théoriques développés au chapitre 2 ont été validés dans la mesure où tous les essais ont montré une bonne concordance entre les mesures et les modélisations. Ces résultats permettent de valider l'approche d'optimisation à partir de la modélisation analytique des composants et accreditent entièrement l'approche d'optimisation globale qui découle du projet Archyald, consistant à concevoir conjointement tous les composants d'un même système à partir de leur modélisation analytique.

Le prototype conçu et testé est issu d'un cahier des charges avec en particulier le choix de minimiser une fonction multicritère composée des pertes et de la masse. Les résultats expérimentaux étant conformes aux valeurs théoriques, la modulation des pondérations entre la minimisation des pertes ou de la masse doit permettre d'adapter rapidement la machine électrique (ou tout autre composant) au type d'application et à son cahier des charges.

Toutefois, les essais ont aussi mis en évidence la difficulté de mesurer les paramètres et les rendements avec une bonne précision étant donnée la sensibilité non négligeable de ces grandeurs à des grandeurs d'influence telles que la température principalement. En effet, il est indispensable de connaître avec précision les conditions de température pour évaluer l'inductance, les résistances et les valeurs de f.é.m supposées lors des essais en charge.

Conclusion générale

Dans cette thèse, tout au long des travaux de recherche menés, nous nous sommes intéressés à une méthodologie de conception d'une motorisation électrique intégrant la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique de type poids lourds. Etant donné que le véhicule tout thermique est très polluant et que le véhicule tout électrique est couteux et possède une faible autonomie, le véhicule hybride électrique apparaît comme une solution intermédiaire qui peut être efficace. La méthodologie de conception présentée dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte.

Dans le premier chapitre, une étape préliminaire de la conception est décrite. Après avoir évalué les solutions existantes de véhicules hybrides électriques, nous avons choisi l'architecture série-parallèle. Dans cette architecture, un train épicycloïdal à deux étages, de type Ravigneaux, joue un rôle de distribution des différentes énergies mécaniques, de façons à les adapter aux différentes fonctionnalités. Cette architecture de chaîne de traction est capable d'entraîner aisément un véhicule de type poids lourds.

En ce qui concerne le choix de la machine électrique, après avoir évalué les solutions existantes, nous avons montré que la machine synchrone à aimants permanents pouvait trouver une place intéressante par rapport aux autres machines électriques, en raison de ses divers avantages dans les applications de traction terrestre : puissance et couple massique élevés (plusieurs dizaine de N.m et plusieurs kW par kg) en même temps qu'un bon rendement (supérieur à 80% sur une large plage de fonctionnement pour des machines de quelques dizaine de kW).

Dans le deuxième chapitre, l'objectif est de réaliser la deuxième étape de la conception : le dimensionnement de la machine électrique. Pour y arriver, Nous avons développé un modèle analytique multiphysique de l'ensemble machine et convertisseur. Ce modèle relie les paramètres de sortie, que sont les performances électrique, magnétique et mécanique de l'entraînement, aux paramètres d'entrée, que sont les paramètres « de construction » de la machine et du convertisseur.

L'avantage du modèle analytique est de permettre le calcul rapide des comportements physiques, et donc la vérification rapide du respect du cahier des charges. Néanmoins, il implique la modélisation de tous les phénomènes physiques, et l'une des principales difficultés est de prendre en compte le plus fidèlement possible les caractéristiques des matériaux électromagnétiques. À ce niveau nous avons proposé une approche simple pour résoudre ce problème : cette approche repose sur le théorème d'Ampère appliqué sur une ligne de champ particulière et sur des lois de conservation du flux. La mise en œuvre a montré des premiers résultats encourageant, mais le travail doit encore être approfondi pour avoir une meilleure prédiction analytique de la saturation magnétique de la machine synchrone à aimants montés en surface.

Puis, la méthodologie d'optimisation du sous-système composé d'une machine électrique et de son convertisseur d'alimentation a été présentée. Le principal inconvénient de cette stratégie est de considérer comme connues et figées les interfaces avec les autres composants de la chaîne de traction.

Une modélisation par éléments finis a aussi été réalisée pour valider les performances électromagnétiques de la machine électrique dimensionnée. Une force électromotrice de forme trapézoïdale ainsi qu'un couple de réductance relativement important ont pu être mis en évidence dans le cas d'une structure d'aimants d'épaisseur constante. L'utilisation d'aimants dont l'épaisseur varie en forme arc a permis d'obtenir une force électromotrice de forme quasi-sinusoïdale et d'éliminer le couple de réductance.

Dans le troisième chapitre, une stratégie d'optimisation globale basée sur l'optimisation simultanée de plusieurs sous-systèmes est décrite. La méthode a été appliquée au train Ravigneaux, aux deux machines électriques et aux deux convertisseurs associés. Le modèle mécanique de dimensionnement du train Ravigneaux a été brièvement présenté ainsi que les équations d'interface entre les deux machines électriques, le moteur thermique et la transmission mécanique jusqu'aux roues. La méthodologie d'optimisation globale présentée permet d'intégrer dans la formulation des critères à minimiser le profil de mission du véhicule qui définit la stratégie de pilotage et les flux énergétiques.

Cette stratégie permet de définir les composants permettant d'aboutir au comportement optimal de l'ensemble. La comparaison des résultats des optimisations globale et locale a illustré, sur un exemple, l'intérêt d'appliquer la stratégie.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté les essais expérimentaux du prototype de machine électrique. Les caractéristiques de la machine, les principaux composants constituant le banc mécanique d'essai, l'électronique d'alimentation, ainsi que les instruments expérimentaux ont été décrits dans un premier temps.

Les essais ont été effectués dans les différents modes de fonctionnement et aux différents points de fonctionnement. La comparaison des résultats expérimentaux avec les données théoriques ont permis de valider les modèles analytiques et la méthode de conception par optimisation.

Ce travail suscite quelques perspectives. D'abord le modèle analytique peut être affiné en prenant en compte de manière plus précise certains phénomènes physiques comme les phénomènes électromagnétiques et thermiques. D'autres structures de machines électriques avec des dispositions différentes des aimants et d'autres types de bobinages pourraient être aussi être évaluées et intégrés dans l'approche de dimensionnement systémique par optimisation.

La suite logique de ce travail consiste à intégrer les modèles des autres composants de la chaîne de traction du véhicule au processus d'optimisation globale, par exemple les systèmes de stockage et leurs convertisseurs électroniques de puissance.

Sur la plan pratique, le système de refroidissement devrait aussi être mis en place afin d'évaluer son efficacité et d'étudier le comportement thermique de la machine dans différentes conditions de fonctionnement. L'intégration du refroidissement et d'un comportement thermique fiable aux modèles d'optimisation serait également très enrichissante, notamment dans le sens où cela pourrait permettre de prendre en compte le vieillissement des composants avec la température.

Finalement, ce travail nous a permis de contribuer à la conception d'une chaîne de traction de véhicule hybride électrique avec une approche applicative dans un contexte industriel.

Annexe I Modèle analytique 1 - Méthode de « construction inverse »

Dans cette partie, nous allons détailler deux modèles analytiques de dimensionnement de la machine synchrone à aimants montés en surface en utilisant deux approches différentes de construction du modèle analytique : construction inverse et construction directe. Dans un premier temps, nous allons présenter le modèle reposant sur l'approche « construction inverse ». Ce modèle consiste à exprimer les dimensions géométriques de la machine directement à partir des performances du cahier des charges.

I.1. Définition des paramètres géométriques

Comme expliqué ci-dessus, l'objectif de cette partie est de déduire les paramètres géométriques à partir des performances du cahier des charges. La Figure A.1 présente une vue en coupe de la machine synchrone à aimants permanents surfaciques avec l'épaisseur d'aimants constante.

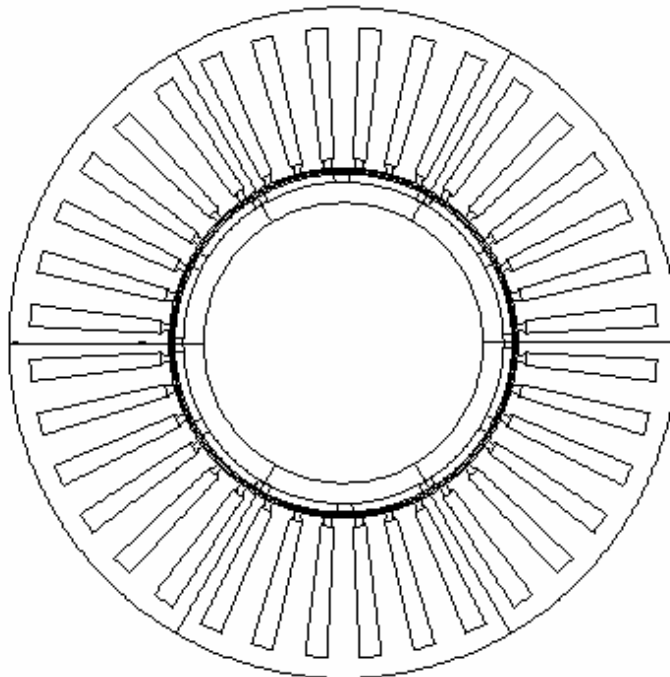


Figure A.1 Vue de coupe d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface avec l'épaisseur d'aimants constante

Dans le cadre l'approche de modèle inverse (de dimensionnement), les dimensions géométriques seront déduites des performances du cahier des charges, dans lequel le paramètre le plus important au départ est le couple mécanique aux roues du véhicule de la machine qui permet de déterminer le rayon d'alésage r_s . Dans un premier temps, l'hypothèse consistant à négliger les pertes mécaniques nous permet de considérer que le couple mécanique est égal au couple électromagnétique de la machine électrique.

I.1.1. Calcul du rayon d'alésage de la machine

Le couple électromagnétique de la machine triphasée est bien lié avec la puissance électromagnétique de la machine qui est calculée de telle sorte que :

$$P_{em} = 3 \cdot E_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos \Psi_{E_i} \quad (A.1)$$

où E_{eff} représente la valeur efficace de la force électromagnétique (f.é.m.) lors du fonctionnement à vide ; I_{eff} représente la valeur efficace du courant d'une phase du bobinage statorique lors du fonctionnement en charge ; et Ψ_{E_i} représente le déphasage entre la f.é.m E et le courant I . Afin d'obtenir un couple maximal de dimensionnement de la machine, le facteur de puissance $\cos(\Psi_{E_i})$ égale 1.

I.1.1.1. Calcul de la f.é.m. E_{eff} en valeur efficace

La f.é.m. E_{eff} s'exprime par :

$$E_{eff} = \omega \cdot N_{ce} \cdot \Phi_{1seff} \quad (A.2)$$

où ω représente la pulsation ; N_{ce} représente le nombre de conducteurs dans une encoche, ici il est égal au nombre de spires dans une encoche ; Φ_{1seff} représente le flux magnétique en valeur efficace pour une seule spire dans une encoche d'une phase lors du fonctionnement à vide.

La pulsation ω vaut :

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (A.3)$$

où p représente le nombre de paires de pôles et Ω la vitesse mécanique de rotation de la machine.

La Figure A.2 présente un trajet de flux magnétique traversant l'entrefer pour un pôle.

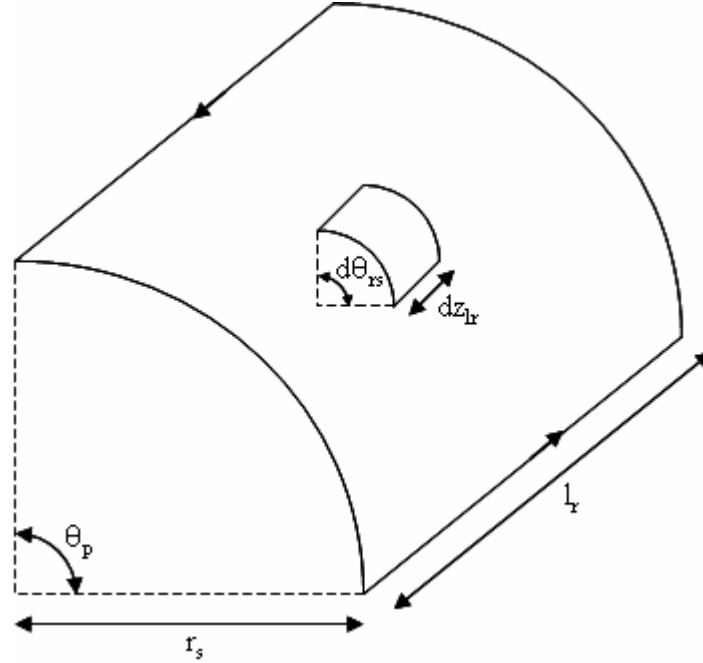


Figure A.2 Section de passage du flux dans l'entrefer (un pôle)

La valeur maximale du flux magnétique $\Phi_{1s\max}$ est ainsi calculée comme suit :

$$\Phi_{1s\max} = p \cdot K_b \cdot N_{\text{epp}} \cdot \int_{z=0}^{l_r} \int_{\theta=0}^{\theta_p} B_{fg}(\theta_{rs}) \cdot r_s \cdot d\theta_{rs} \cdot dz_{lr} \quad (\text{A.4})$$

où K_b représente le coefficient de bobinage, N_{epp} le nombre d'encoches par pôle et par phase qui vaut 1 dans notre cas, r_s le rayon d'alésage, $d\theta_{rs}$ la variation d'angle de l'arc dans un pôle de la machine et dz_{lr} représente la variation de la longueur.

Le coefficient de bobinage K_b vaut dans notre cas :

$$K_b = \frac{\sin(\pi/6)}{N_{\text{epp}} \sin(\pi/6N_{\text{epp}})} \quad (\text{A.5})$$

Il égale à 1 pour $N_{\text{epp}} = 1$.

Ainsi $B_{fg}(\theta_{rs})$, le fondamental de l'induction d'entrefer, vaut :

$$B_{fg}(\theta_{rs}) = B_{fg\max} \cdot \sin(p \cdot \theta_{rs}) \quad (\text{A.6})$$

où $B_{fg\max}$ est l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer.

Suivant les équations précédentes nous pouvons en déduire :

$$\Phi_{1s\max} = p \cdot K_b \cdot N_{\text{epp}} \cdot \frac{2}{p} \cdot r_s \cdot l_r \cdot B_{fg\max} \quad (\text{A.7})$$

Donc la valeur efficace du flux magnétique Φ_{1seff} vaut :

$$\Phi_{1seff} = 2 \cdot K_b \cdot N_{\text{epp}} \cdot r_s \cdot l_r \cdot B_{fgeff} \quad (\text{A.8})$$

Dans cette équation, le calcul de l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer $B_{fg\max}$ créée par les aimants permanents lors du fonctionnement à vide sera un point important lié avec les

paramètres magnétiques. Dans ce contexte, la forme de l'induction magnétique dans l'entrefer est théoriquement en créneau, du fait de la forme des aimants en tuile d'épaisseur constante (voir Figure A.1).

Comme le flux magnétique reçu par l'entrefer est créé par les aimants, nous pouvons dire que le flux magnétique maximal dans l'entrefer est égal au flux magnétique maximal des aimants :

$$\Phi_{g\max} = \Phi_{ai\max} \quad (\text{A.9})$$

La surface d'un aimant S_{aim} traversée par les lignes de champ se déduit de la largeur périphérique d'un aimant multipliée par la longueur active de la machine. De même, la surface de l'entrefer S_g traversée par les lignes de champ se déduit par la largeur périphérique d'un pôle dans l'entrefer multipliée par la longueur active de la machine. De plus, comme la largeur périphérique d'un aimant est égale à la largeur périphérique d'un pôle dans l'entrefer, nous obtenons l'expression suivante :

$$S_{aim} = S_g \quad (\text{A.10})$$

Or, comme le flux magnétique s'exprime par l'induction multipliée par la surface traversée par les lignes de champs, nous pouvons aussi écrire la relation suivante :

$$B_{g\max} S_g = B_{ai\max} S_{aim} \quad (\text{A.11})$$

En utilisant les équations précédentes, nous pouvons obtenir la relation entre l'induction d'entrefer maximale $B_{g\max}$ et l'induction maximale créée par les aimants $B_{ai\max}$:

$$B_{ai\max} = B_{g\max} \quad (\text{A.12})$$

En appliquant le théorème d'Ampère, l'intégration de vecteur du champ magnétique multiplié par le vecteur de variation de la longueur du trajet fermé des lignes de champ est nulle :

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \oint_C \sum H \cdot dl = 2(H_{g\max} g_c + H_{ai\max} e_m) = 0 \quad (\text{A.13})$$

où $H_{g\max}$ et $H_{ai\max}$ représentent respectivement le champ magnétique dans l'entrefer et le champ magnétique dans les aimants. Nous pouvons alors définir $H_{g\max}$ par la relation :

$$H_{g\max} = \frac{B_{g\max}}{\mu_0} \quad (\text{A.14})$$

Ici nous considérons approximativement la perméabilité d'entrefer égale à la perméabilité de l'air et égale à la perméabilité du vide.

Nous choisissons une valeur d'induction rémanente des aimants de 1.2 T, cette valeur étant à définir à chaud pour le type d'aimant choisi. Selon la caractéristique de démagnétisation de l'aimant, nous pouvons exprimer l'induction maximale créée par les aimants :

$$B_{ai\max} = B_r + \mu_0 \mu_r H_{ai\max} \quad (\text{A.15})$$

où μ_0 est la perméabilité du vide, μ_r est la perméabilité magnétique relative. Nous pouvons alors déduire $H_{ai\max}$ par la relation :

$$H_{ai\max} = \frac{B_{ai\max} - B_r}{\mu_0\mu_r} = \frac{B_{g\max} - B_r}{\mu_0\mu_r} \quad (\text{A.16})$$

Finalement, nous pouvons déterminer l'induction d'entrefer créée par les aimants :

$$B_{g\max} = B_r \frac{e_{mg}/\mu_r}{K_{cg} + e_{mg}/\mu_r} \quad (\text{A.17})$$

Le paramètre e_{mg} est un rapport lié à l'épaisseur de l'aimant et à l'entrefer corrigé, représenté par la relation :

$$e_{mg} = e_m/g_c \quad (\text{A.18})$$

où l'entrefer corrigé est obtenu en tenant compte des effets de denture statorique, par l'intermédiaire du coefficient de Carter. Empiriquement, $3 < e_{mg} < 5$. Nous imposons que la valeur de e_{mg} est 3.5 pour éviter la saturation magnétique de la machine. En posant que :

$$g = K_{cg} + e_m/\mu_r \quad (\text{A.19})$$

alors l'expression s'exprime de la façon suivante :

$$B_{g\max} = B_r \frac{e_m/\mu_r}{g} \quad (\text{A.20})$$

La décomposition en série de Fourier nous permet d'exprimer l'amplitude du fondamental de l'induction dans l'entrefer à partir de la valeur de l'induction maximale dans l'entrefer tel que :

$$B_{fg\max} = 4 \times \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-2\alpha_{aim}}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_{g\max} \sin \theta_{aim} \cdot d\theta_{aim} \quad (\text{A.21})$$

donc l'amplitude du fondamental de l'induction dans l'entrefer lors du fonctionnement à vide est déduit tel que :

$$B_{fg\max} = \frac{4}{\pi} \sin(\alpha_{aim}) B_{g\max} \quad (\text{A.22})$$

La valeur efficace de l'induction dans l'entrefer s'exprime donc par :

$$B_{geff} = \frac{B_{fg\max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.23})$$

Lorsque les aimants sont des tuiles d'épaisseur constant, en théorique, la forme idéale de l'induction magnétique dans l'entrefer est en créneau ; mais en réalité la forme est plutôt proche de trapèzes.

I.1.1.2. Calcul du courant d'une phase en valeur efficace I_{eff}

Le courant I_{eff} est formulé de telle sorte que :

$$I_{\text{eff}} = \frac{J_{\text{seff}} \cdot S_{\text{ce}}}{N_{\text{ce}}} \quad (\text{A.24})$$

où J_{seff} représente la densité de courant surfacique dans une encoche ; S_{ce} représente le surface des conducteurs totaux en cuivre dans une encoche d'une phase :

$$S_{\text{ce}} = S_{\text{enc}} \cdot K_r \quad (\text{A.25})$$

où K_r représente le taux de remplissage d'une encoche (voir Figure A.3).

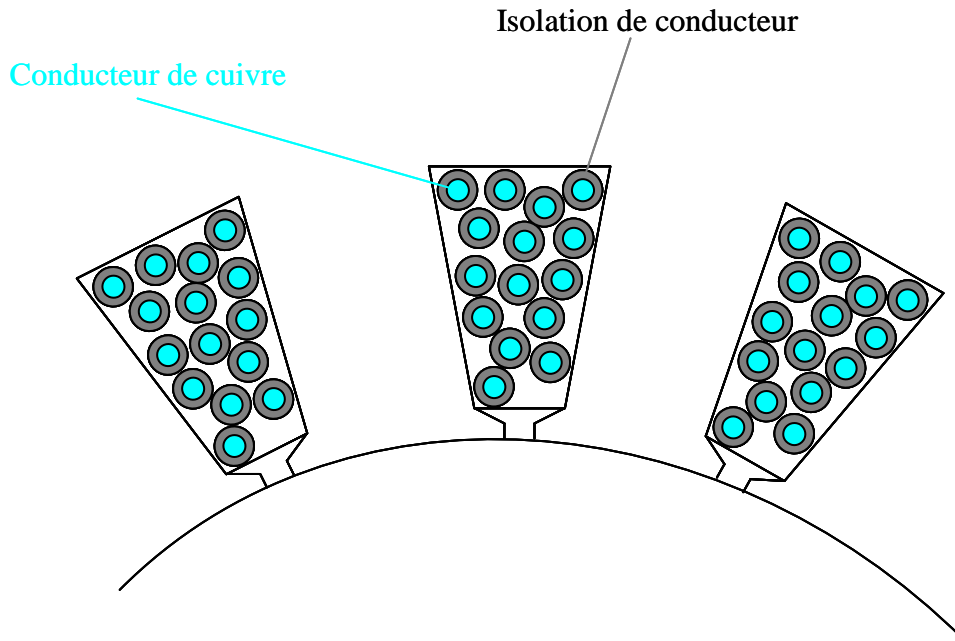


Figure A.3 Schéma présentatif du remplissage d'encoche

Empiriquement ce dernier est choisi à 30% ; S_{enc} représente le surface d'une encoche telle que :

$$S_{\text{enc}} = \frac{1}{2} \cdot (b_1 + b_3) \cdot h_1 \quad (\text{A.26})$$

La densité de courant dans les conducteurs de cuivre en valeur efficace est exprimée comme :

$$J_{\text{cueff}} = J_{\text{seff}} \cdot S_{\text{ce}} \quad (\text{A.27})$$

La densité de courant linéique en valeur efficace est exprimée comme :

$$J_{\text{leff}} = \frac{J_{\text{cueff}}}{w_e} \cdot K_b \quad (\text{A.28})$$

avec w_e représente le largeur du pas d'encoche :

$$w_e = w_s + w_t \quad (\text{A.29})$$

où w_s et w_t représentent respectivement le largeur de l'ouverture d'une encoche et celui d'une dent au niveau de l'entrefer.

I.1.1.3. Expression générale du couple électromagnétique

A partir des équations précédentes nous pouvons en déduire la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = 6 \cdot p \cdot \Omega \cdot B_{fg\max} \cdot l_r \cdot r_s \cdot K_b \cdot N_{epp} \cdot J_{seff} \cdot S_{enc} \cdot K_r \quad (A.30)$$

Puis le couple électromagnétique s'exprime à partir de la puissance électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (A.31)$$

Finalement nous obtenons le couple électromagnétique à partir des deux équations précédentes :

$$C_{em} = 6 \cdot p \cdot B_{geff} \cdot l_r \cdot r_s \cdot K_b \cdot N_{epp} \cdot J_{seff} \cdot S_{enc} \cdot K_r \quad (A.32)$$

I.1.1.4. Calcul de l'expression générale du rayon d'alésage

Nous pouvons déduire le rayon d'alésage de la machine à partir de l'équation (2.40) :

$$r_s = \frac{C_{em}}{6 \cdot p \cdot B_{geff} \cdot l_r \cdot K_b \cdot N_{epp} \cdot J_{seff} \cdot S_{enc} \cdot K_r} \quad (A.33)$$

L'objectif étant d'exprimer le rayon d'alésage en fonction des paramètres d'entrés du modèle analytique, nous pouvons simplifier les équations en considérant les hypothèses suivantes.

- Expression du rayon d'alésage de la machine avec calcul approximatif de la surface d'encoche
Dans l'hypothèse que le surface d'une encoche est calculée approximativement par :

$$S_{enc} = w_s \cdot d_s \quad (A.34)$$

où w_s représente l'ouverture d'encoche au niveau de l'entrefer et d_s la profondeur d'encoche. L'expression du rayon d'alésage de la machine se déduit du couple électromagnétique par l'équation précédente :

$$r_s = \frac{C_{em}}{6 \cdot p \cdot B_{fg\max} \cdot l_r \cdot K_b \cdot N_{epp} \cdot J_{seff} \cdot d_s \cdot w_s \cdot K_r} \quad (A.35)$$

- Expression du rayon d'alésage de la machine avec $w_s = w_t$

Le pas d'encoche est calculé par :

$$w_e = w_s + w_t \quad (A.36)$$

Or, il peut aussi s'exprimer par :

$$w_e = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_s}{3 \cdot N_{epp} \cdot 2 \cdot p} \quad (A.37)$$

Nous supposons que la largeur d'une encoche et la largeur d'une dent sont égales :

$$w_s = w_t \quad (A.38)$$

Nous pouvons ainsi en déduire à partir des équations précédentes la largeur d'une encoche :

$$w_s = \frac{\pi}{6 \cdot p} \cdot r_s \quad (\text{A.39})$$

- Expression du rayon d'alésage en utilisant la densité de courant surfacique

Le rayon d'alésage peut s'exprimer par la densité de courant surfacique de la façon suivante :

$$r_s = \sqrt{\frac{C_{em}}{\pi \cdot B_{fg\max} \cdot l_r \cdot K_b \cdot N_{ep} \cdot J_{seff} \cdot d_s \cdot K_r}} \quad (\text{A.40})$$

- Expression du rayon d'alésage en utilisant la densité de courant linéique

Le rayon d'alésage peut s'exprimer également à partir de la densité de courant linéique de la façon suivante :

$$r_s = \sqrt{\frac{C_{em}}{2 \cdot \pi \cdot B_{geff} \cdot l_r \cdot K_b \cdot N_{ep} \cdot J_{leff}}} \quad (\text{A.41})$$

- Expression du rayon d'alésage de la machine en fonction de R_{dr} et R_{rl}

Nous introduisons dans nos expressions deux rapports liés avec les dimensions géométriques R_{dr} et R_{rl} .

Le rapport de la profondeur d'encoche statorique sur le rayon d'alésage de la machine est défini par :

$$R_{dr} = \frac{d_s}{r_s} \quad (\text{A.42})$$

où d_s représente la profondeur d'encoche et r_s le rayon d'alésage du stator. Empiriquement, nous considérons R_{dr} est dans l'intervalle [0,0.5].

Le rapport de rayon d'alésage de la machine sur la longueur active de la machine est défini par :

$$R_{rl} = \frac{r_s}{l_r} \quad (\text{A.43})$$

où l_r représente la longueur active de la machine. Empiriquement, nous considérons que R_{rl} est dans l'intervalle [0,10].

Comme nous avons mentionné dans le paragraphe précédent, les deux rapports importants R_{dr} et R_{rl} sont des paramètres d'entrées qui nous permettent de simplifier les équations précédentes.

Si on introduit les deux rapports R_{dr} et R_{rl} , l'objectif est que tous les paramètres géométriques soient des paramètres de sortie dans cette construction du modèle analytique. Donc nous pouvons exprimer le rayon d'alésage r_s en fonction des deux rapports adimensionnels de telle sorte que :

$$r_s = \left(\frac{C_{em}}{\pi \cdot B_{fg\max} \cdot K_b \cdot N_{ep} \cdot J \cdot K_r} \cdot \frac{R_{rl}}{R_{dr}} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (\text{A.44})$$

I.1.2. Calculs des autres paramètres géométriques

- Calcul de l'épaisseur d'entrefer

La valeur de l'entrefer g est donnée par une relation empirique liée au rayon d'alésage et à la longueur de la machine :

$$g = 1 \cdot \text{mm} + 0.003 \sqrt{r_s \cdot l_r} \quad (\text{A.45})$$

- Calcul de l'épaisseur d'un aimant :

$$e_m = e_{mg} \cdot K_c \cdot g \quad (\text{A.46})$$

- Calcul de l'épaisseur de la culasse statorique

Afin de calculer l'épaisseur de la culasse statorique, la loi de conservation du flux sera appliquée. La valeur maximale du flux dans la culasse $\Phi_{cs\max}$ est déduite du flux dans l'entrefer $\Phi_{g\max}$ créé par les aimants :

$$\Phi_{cs\max} = \frac{1}{2} \Phi_{g\max} \quad (\text{A.47})$$

Le flux maximal produit par un aimant s'obtient par intégration de l'induction $B_g(\theta_{aim})$ sous un pôle :

$$\Phi_{g\max} = \int_0^{2\theta_{aim}} B_{g\max} \cdot dS = \int_0^{2\theta_{aim}} 2B_{g\max} \cdot l_r \cdot r_s \cdot \theta_{aim} = 2 \cdot B_{g\max} \cdot l_r \cdot r_s \cdot \theta_{aim} \quad (\text{A.48})$$

Nous pouvons en déduire de la même manière l'expression du flux maximal dans la culasse en considérant que les lignes de champs magnétiques sont canalisées dans la culasse d'épaisseur de e_{cs} :

$$\Phi_{cs\max} = B_{cs\max} \cdot e_{cs} \cdot l_r \quad (\text{A.49})$$

Empiriquement, la valeur maximale de l'induction dans la culasse est choisie à 1.6 T. Nous pouvons alors exprimer la profondeur de la culasse par la relation suivante :

$$e_{cs} = \frac{\Phi_{cs\max}}{B_{cs\max} \cdot l_r} = \frac{B_{g\max}}{B_{cs\max}} \cdot r_s \cdot \theta_{aim} \quad (\text{A.50})$$

Comme

$$\theta_{aim} = \frac{\alpha_{aim}}{p} \quad (\text{A.51})$$

nous en déduisons l'épaisseur de la culasse statorique en tenant compte les deux rapports R_{rl} et R_{dr} :

$$e_{cs} = \frac{r_s}{p} \cdot \frac{B_{g\max}}{B_{cs\max}} \alpha_{aim} \quad (\text{A.52})$$

Nous pouvons déduire les autres paramètres géométriques suivants.

- Calcul de la profondeur de la culasse rotorique :

$$e_{cr} = e_{cs} \quad (A.53)$$

- Calcul du rayon extérieur de la culasse rotorique :

$$R_{rot} = r_s - g - e_m \quad (A.54)$$

- Calcul du rayon intérieur de la culasse rotorique :

$$R_{int} = R_{rot} - e_{cr} \quad (A.55)$$

- Calcul du Rayon extérieur d'un aimant :

$$R_{aim} = r_s - g \quad (A.56)$$

- Calcul du rayon intérieur de la culasse statorique :

$$R_{cs} = r_s + d_s \quad (A.57)$$

- Calcul du rayon extérieur de la culasse statorique :

$$R_{ext} = R_{cs} + e_{cs} \quad (A.58)$$

- Calcul du pas polaire :

$$w_p = \frac{\pi}{p} \cdot r_s \quad (A.59)$$

- Calcul de la largeur d'une encoche :

$$w_s = \frac{\pi}{N_{enc}} R_{cs} \quad (A.60)$$

- Calcul de la largeur d'une dent en supposant que la largeur d'une dent est égale à celle d'une encoche :

$$w_t = w_s \quad (A.61)$$

- Calcul du pas d'encoche :

$$w_e = w_s + w_t \quad (A.62)$$

- Calcul de la largeur d'un aimant :

$$w_m = \frac{2\alpha_{aim}}{p} \cdot r_s \quad (A.63)$$

- Calcul de l'épanouissement angulaire au pied de dent :

$$\theta_{pd} = \frac{2 \cdot \pi}{N_{enc}} - \frac{b_2}{r_s} \quad (\text{A.64})$$

Les dimensions géométriques de la machine sont à ce stade entièrement définies.

I.1.3. Calcul de l'encombrement et de la masse de la machine

I.1.3.1. Calcul de l'encombrement et de la masse des aimants

La masse des aimants s'exprime comme suit :

$$M_{aim} = m v_{aim} \cdot \pi \cdot l_r \cdot K_p \cdot (R_{aim}^2 - R_{rot}^2) \quad (\text{A.65})$$

où le paramètre K_p représente le facteur de remplissage des pôles qui s'exprime de la façon suivante :

$$K_p = \frac{2 \cdot \theta_{aim} \cdot p}{\pi} = \frac{5}{6} \quad (\text{A.66})$$

Cette valeur correspond à une valeur de demi-ouverture angulaire électrique des aimants pour tous les pôles $\alpha_{aim} = 75^\circ$. En effet, ce dernier est lié au volume et au coût des aimants. Une augmentation de α_{aim} de $\pi/3$ à $\pi/2$ n'entraîne qu'une augmentation de 15% de la valeur efficace de l'induction d'entrefer B_{1a} . Cette valeur permet d'assurer un bon rapport entre le volume des aimants et la valeur efficace de l'induction d'entrefer. De plus, $\alpha_{aim} = 75$ permet d'assurer un bon compromis concernant la minimisation simultanée des harmoniques 5 et 7 du couple de détente de la machine.

I.1.3.2. Calcul de la masse de la culasse rotorique

$$M_{cr} = m v_{rot} \cdot \pi \cdot l_r \cdot (R_{rot}^2 - R_{int}^2) \quad (\text{A.67})$$

I.1.3.3. Calcul de la masse de la culasse statorique

$$M_{cs} = m v_{stat} \cdot \pi \cdot l_r \cdot (R_{ext}^2 - R_{cs}^2) \quad (\text{A.68})$$

I.1.3.4. Calcul de la masse des dents du stator

- Calcul du volume des pieds de dents statoriques :

$$V_{pd} = N_{enc} \cdot l_r \cdot \left[\frac{1}{2} h_2 \cdot \left(\frac{\pi}{N_{enc}} \cdot (2 \cdot r_s + h_2 + 2 \cdot h_3) - b_3 - b_4 \right) + \frac{1}{2} h_3 \cdot \left(\frac{\pi}{N_{enc}} \cdot (2 \cdot r_s + h_2) - b_4 - b_2 \right) \right] \quad (\text{A.69})$$

- Calcul du volume des dents statoriques hors pieds de dents :

$$V_{\text{hpd}} = \pi \cdot l_r \cdot (r_s \cdot (d_s - (h_2 + h_3)) + \frac{d_s^2 - (h_2 + h_3)^2}{2}) \quad (\text{A.70})$$

- Calcul de la masse des dents statoriques :

$$M_d = m_{v_{\text{stat}}} (V_{\text{pd}} + V_{\text{hpd}}) \quad (\text{A.71})$$

I.1.3.5. Calcul de la masse du stator

$$M_{\text{stat}} = M_{\text{cs}} + M_d \quad (\text{A.72})$$

I.1.3.6. Calcul de l'encombrement et de la masse du cuivre des bobinages

- Calcul du volume de cuivre dans les encoches

$$V_{\text{cu}} = N_{\text{enc}} \cdot l_r \cdot S_{\text{enc}} \cdot K_r \quad (\text{A.73})$$

Nous allons ensuite calculer les paramètres relatifs aux têtes de bobines du stator.

- Calcul de la longueur des têtes de bobines d'un côté d'une bobine :

$$l_{\text{tb}} = \frac{\pi^2 \cdot (r_s + \frac{d_s}{2})}{2 \cdot p} \quad (\text{A.74})$$

- Calcul du volume du cuivre de toutes les têtes de bobines :

$$V_{\text{cutb}} = N_{\text{enc}} \cdot l_{\text{tb}} \cdot S_{\text{enc}} \cdot K_r \quad (\text{A.75})$$

- Calcul approximatif de l'encombrement des têtes de bobines :

$$V_{\text{tb}} = \frac{V_{\text{cutb}}}{K_r} \quad (\text{A.76})$$

- Calcul de la masse du cuivre :

$$M_{\text{cu}} = m_{v_{\text{cu}}} \cdot (V_{\text{cuenc}} + V_{\text{cutb}}) \quad (\text{A.77})$$

- Calcul de l'épaisseur des têtes de bobines pour un côté de la machine :

$$e_{\text{tb}} = \frac{V_{\text{tb}}}{2 \cdot \pi \cdot (R_{\text{cs}}^2 - r_s^2)} \quad (\text{A.78})$$

I.1.3.7. Calcul de l'encombrement global et de la masse globale de la machine

- Calcul de la longueur totale de la machine :

Cette longueur totale inclue la longueur active de la machine et celle des têtes de bobines :

$$L_{\text{tot}} = l_r + 2 \cdot e_{\text{tb}} \quad (\text{A.79})$$

- Calcul de l'encombrement total de la machine :

L'encombrement total de la machine inclue les parties actives de la machine et les têtes de bobines :

$$V_{\text{tot}} = \pi \cdot R_{\text{ext}}^2 \cdot L_{\text{tot}} \quad (\text{A.80})$$

- Calcul de la masse totale de la machine électrique :

$$M_{\text{moteur}} = M_{\text{aim}} + M_{\text{cr}} + M_{\text{stat}} + M_{\text{cu}} \quad (\text{A.81})$$

L'encombrement et la masse de la machine sont à ce stade entièrement définis.

I.2. Caractérisation du circuit électrique de la machine

Dans cette partie, nous décrivons la démarche de détermination des paramètres du circuit électrique à partir des paramètres géométriques que nous avons déterminés précédemment. Dans un premier temps, nous déterminons les paramètres électriques d'une phase pour une seule spire par encoche, puis nous en déduisons le nombre des spires. Dans un deuxième temps, nous déterminons les paramètres électriques d'une phase en prenant en compte le nombre des spires totales par encoche.

Le nombre de spires dépend de la valeur efficace de la tension d'alimentation de dimensionnement qui est défini tel que :

$$V_{\text{dim}} = \frac{V_{\text{bus}}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.82})$$

La tension d'alimentation de la machine est fixée relativement à la tension qui peut être délivrée par l'onduleur et donc à la tension du bus continu. La valeur efficace de la densité du courant d'alimentation est fixée à 7.1 A/mm^2 afin de limiter l'échauffement dans les conducteurs.

I.2.1. Calcul des paramètres électriques d'une phase pour une spire par encoche

- Calcul de l'inductance magnétisante d'une phase pour une spire par encoche :

$$L_{\text{m1}} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot l_r \cdot r_s}{\pi \cdot (K_c \cdot g + \frac{e_m}{\mu_r})} \cdot K_b^2 \cdot N_{\text{ep}}^2 \quad (\text{A.83})$$

- Calcul de l'inductance de fuite d'une phase pour une spire par encoche :

$$\lambda_{\text{enc}} = \frac{2 \cdot h_1}{3 \cdot (b_1 + b_3)} + \frac{2 \cdot h_2}{b_2 + b_3} + \frac{h_3}{b_2} \quad (\text{A.84})$$

Nous en déduisons l'inductance de fuite d'une phase pour une spire par encoche :

$$L_{f1} = 2 \cdot \mu_0 \cdot l_r \cdot p \cdot N_{\text{ep}} \cdot \lambda_{\text{enc}} \quad (\text{A.85})$$

- Calcul de l'inductance mutuelle d'une phase pour une spire par encoche :

$$M_{s1} = -\frac{L_{m1}}{2} \quad (\text{A.86})$$

- Calcul de l'inductance cyclique d'une phase pour une spire par encoche :

$$L_{c1} = L_{m1} - M_{s1} + L_{f1} = \frac{3}{2} L_{m1} + L_{f1} \quad (\text{A.87})$$

- Calcul de la résistance statorique d'une phase pour une seule spire par encoche :

La résistance statorique R_{s1} d'une phase pour une seule spire par encoche se déduit de la résistivité du cuivre $\rho_{\text{cu}} = 1/\sigma_{\text{cu}}$ (où σ_{cu} est la conductivité du cuivre), la longueur du conducteur de cuivre l_{s1} pour une phase et la section utile S_{s1} des conducteurs de l'encoche :

$$R_{s1} = \rho_{\text{cu}} \cdot \frac{l_{s1}}{S_{s1}} \quad (\text{A.88})$$

La longueur de conducteur de cuivre l_{s1} pour une phase pour une seule spire par encoche s'exprime par le nombre de paires de pôles c'est-à-dire le nombre de bobines par phase et la longueur de conducteur de cuivre d'une bobine :

$$l_{s1} = p \cdot 2 \cdot (l_r + l_{tb}) \quad (\text{A.89})$$

La section utile S_{s1} des conducteurs de l'encoche d'une bobine vaut :

$$S_{s1} = S_{\text{enc}} \cdot K_r \quad (\text{A.90})$$

Finalement, l'expression de la résistance d'une phase prenant pour une seule spire par encoche est donnée par :

$$R_{s1} = 2p \cdot \frac{l_r + l_{tb}}{\sigma_{\text{cu}} \cdot S_{\text{enc}} \cdot K_r} \quad (\text{A.91})$$

- Calcul de la valeur efficace du flux à vide d'une phase pour une spire par encoche :

$$\Phi_{s1\text{eff}} = 2 \cdot K_b \cdot N_{\text{ep}} \cdot B_{\text{geff}} \cdot r_s \cdot l_r \quad (\text{A.92})$$

- Calcul de la valeur efficace des ampères tours dans une encoche pour une phase :

$$AT = J_{\text{seff}} \cdot S_{\text{enc}} \cdot K_r \quad (\text{A.93})$$

- Calcul du nombre de conducteurs d'une phase :

La Figure A.4 présente le diagramme de Fresnel sans tenir compte du défluxage, ce qui permet de calculer le nombre de conducteurs :

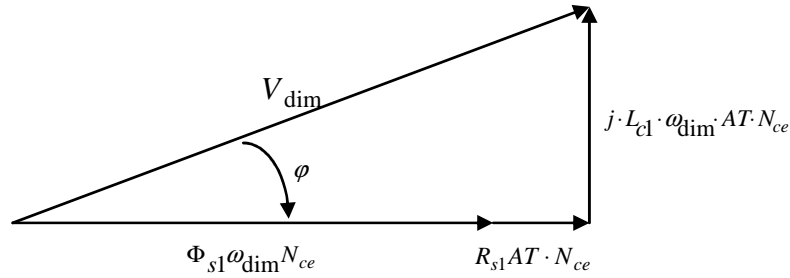


Figure A.4 Diagramme de Fresnel du circuit électrique de la machine sans défluxage

Dans le circuit électrique, le déphasage entre la tension et le courant est calculé par l'intermédiaire de la relation suivante :

$$\phi = \arccos\left(\frac{\Phi_{s1\text{eff}} \cdot \omega \cdot N_{ce} + R_{s1} \cdot AT \cdot N_{ce}}{V_{\text{dim}}}\right) \quad (\text{A.94})$$

D'après ce diagramme de Fresnel, le nombre de conducteurs par encoche est déduit de la relation suivante :

$$N_{ce} = \frac{V_{\text{dim}}}{\sqrt{(\Phi_{s1\text{eff}} \cdot \omega + R_{s1} \cdot AT)^2 + (L_{cl} \cdot \omega \cdot AT)^2}} \quad (\text{A.95})$$

Donc le nombre de spires par phase est donné par :

$$N_{sp} = N_{\text{epp}} \cdot N_{ce} \quad (\text{A.96})$$

I.2.2. Calcul des paramètres électriques d'une phase pour toutes les spires

- Calcul de la valeur efficace du courant d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$I_{\text{eff}} = \frac{AT}{N_{sp}} \quad (\text{A.97})$$

- Calcul de l'inductance magnétisante d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$L_m = N_{ce}^2 \cdot L_{m1} \quad (\text{A.98})$$

- Calcul de l'inductance de fuite d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$L_f = N_{ce}^2 \cdot L_{f1} \quad (\text{A.99})$$

- Calcul de l'inductance propre d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$L_p = L_m + L_f \quad (\text{A.100})$$

- Calcul de l'inductance mutuelle d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$M_s = N_{ce}^2 \cdot M_{s1} \quad (A.101)$$

- Calcul de l'inductance cyclique d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$L_c = N_{ce}^2 \cdot L_{c1} \quad (A.102)$$

- Calcul de la résistance statorique d'une phase pour toutes les spires par encoche :

$$R_s = m v_{cu} \cdot \frac{l_s}{S_s} \quad (A.103)$$

La longueur du conducteur de cuivre l_{s1} d'une phase en fonction du nombre de spires N_{ce} par encoche s'exprime par :

$$l_s = N_{ce} \cdot l_{s1} \quad (A.104)$$

La section utile S_s des conducteurs de l'encoche vaut :

$$S_s = \frac{S_{s1}}{N_{ce}} \quad (A.105)$$

Finalement, l'expression de la résistance d'une phase est donnée par :

$$R_s = N_{ce}^2 \cdot \rho \cdot \frac{l_{s1}}{S_{s1}} = N_{ce}^2 \cdot R_{s1} \quad (A.106)$$

- La valeur efficace du flux à vide d'une phase pour toutes les spires par encoche s'exprime comme suit :

$$\Phi_{seff} = N_{ce} \cdot \Phi_{s1eff} \quad (A.107)$$

- La valeur efficace de la force électromotrice (f.é.m.) à vide d'une phase pour toutes les spires par encoche vaut alors :

$$E_{eff} = \omega \cdot \Phi_{seff} \quad (A.108)$$

Le diagramme de Fresnel permet enfin de calculer le nombre de conducteurs par encoche pour une vitesse et une tension d'alimentation données.

Le modèle ainsi obtenu, permet de définir une machine de manière plus aisée à partir du cahier des charges, dans lequel les contraintes mécaniques, électriques, magnétiques sont prises en compte. Dans ce modèle, tous les paramètres géométriques sont des paramètres de sorties, sauf les deux rapports R_{dr} et R_{rl} qui sont choisis plus ou moins empiriquement. L'objectif de ces deux rapports est de réduire au minimum les paramètres géométriques d'entrée. Le choix de ces deux paramètres peut également être fait en utilisant un algorithme d'optimisation permettant l'optimisation de la masse ou de l'encombrement de la machine.

L'inconvénient de cette approche est que de nombreux paramètres sont choisis empiriquement (densité de courant par exemple). Aussi cette approche ne s'adapte pas à l'optimisation de paramètres

tels que le rendement de la machine. Dans une deuxième approche, nous avons développé un modèle direct (modèle d'analyse) qui permet une optimisation plus précise de la machine et qui peut aussi être associé à des modèles d'analyse de l'électronique de puissance ou de la transmission mécanique.

Annexe II Modèle analytique 2 - Méthode de « construction directe »

L'objectif de cette partie est de présenter le modèle direct ou modèle d'analyse. Il s'agit dans ce cas de déduire les performances (spécifiées dans le cahier des charges) à partir des paramètres géométriques.

La démarche de calcul des paramètres géométriques et électriques est la même que celle qui a déjà été appliquée dans le modèle de construction inverse, mais les deux rapports R_{dr} et R_{rl} n'ont pas été utilisés dans ce cas. Par rapport au modèle analytique 1 de machine, l'épaisseur d'aimants n'est plus constante (voir Figure A.5) : les aimants sont en forme arc afin d'éliminer les harmoniques de f.é.m. Ce qui nous permet d'obtenir une f.é.m. quasi-sinusoïdale et aussi d'éliminer le couple de réluctance. Le type de bobinage utilisé est à pas diamétral et les aimants ont une aimantation parallèle.

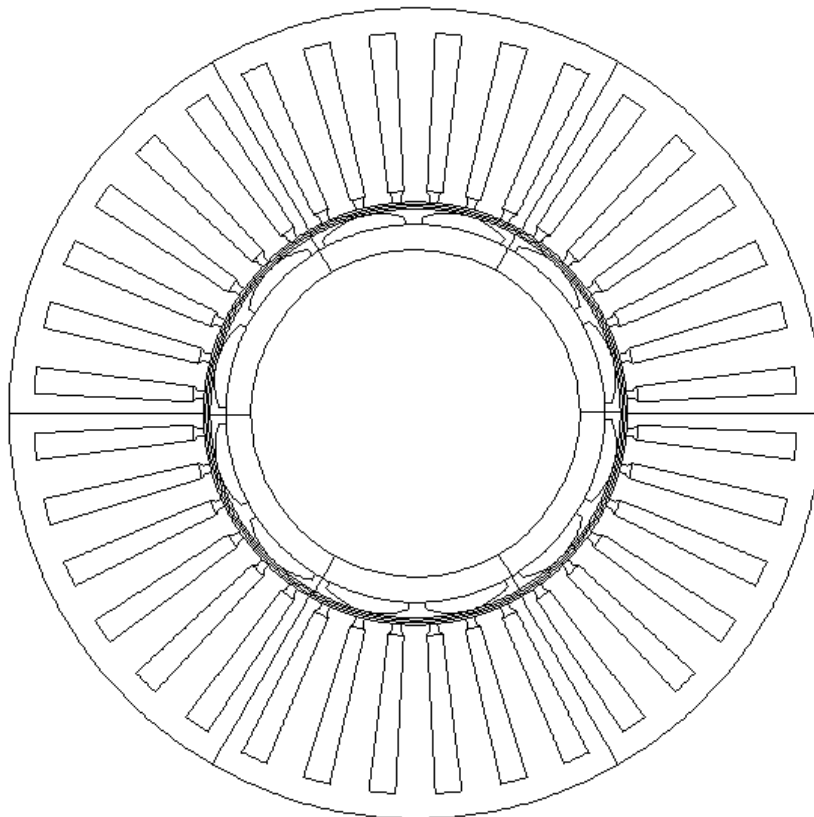


Figure A.5 Le profil de la coupe de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface

Les calculs des paramètres géométriques sont présentés du Tableau A.1 au Tableau A.4. Les détails des paramètres géométriques sont présentés de la Figure A.6 à la Figure A.8.

Tableau A.1 Calculs des paramètres géométriques du rotor

Rotor	Rayon extérieur de la culasse du rotor	$R_{rot} = r_s - g - e_m$
	Rayon intérieur de la culasse rotorique	$R_{int} = R_{rot} - e_{cr}$

Tableau A.2 Calculs des paramètres géométriques des aimants

Aimants	Rayon extérieur d'aimant	$R_{aim} = r_s - g$
	Ouverture angulaire électrique des demi-aimants	$\alpha_{aim} = \frac{\pi}{2} \cdot K_p$
	Largeur d'un aimant	$w_m = \frac{2\alpha_{aim}}{p} \cdot r_s$
	Angle pas polaire	$\theta_p = \frac{\pi}{p}$

Tableau A.3 Calculs des paramètres géométriques du stator

Stator	Rayon intérieur de la culasse du stator	$R_{cs} = r_s + d_s$
	Rayon extérieur de la culasse du stator	$R_{ext} = R_{cs} + e_{cs}$
	Pas polaire	$w_p = \frac{\pi}{p} \cdot r_s$
	Largeur d'une encoche ($k_w \neq 1$)	$w_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_s}{N_{enc} \cdot (1 + k_w)}$
	Largeur d'une dent	$w_t = k_w \cdot w_s$
	Angle de largeur d'une encoche	$\theta_p = \frac{w_s}{r_s}$
	Angle de largeur d'une dent	$\theta_t = \frac{w_t}{r_s}$
	pas d'encoche	$w_e = w_s + w_t$
	Largeur en haut de l'encoche	$b_1 = \theta_s \cdot R_{cs}$
	Hauteur de la partie penchée du bec de dent	$h_2 = 0.025 \cdot d_s$
	Hauteur de la partie droite du bec de dent	$h_3 = 0.04 \cdot d_s$

Hauteur d'encoche active (hors isthme)	$h_1 = d_s - h_2 - h_3$
Ouverture de l'encoche en haut de la partie active de la dent	$b_3 = \theta_s \cdot (r_s + h_2 + h_3)$
Angle d'ouverture de demi-encoche à vide	$\theta_{s1} = \frac{b_2}{r_s}$
Epanouissement angulaire au pied d'une dent	$\theta_{pd} = \frac{2\pi}{N_{enc}} - \theta_{s1}$
Largeur d'encoche en bas de l'isthme	$b_4 = \frac{b_2 \cdot (r_s + h_3)}{r_s}$
Rayon jusqu'à b4 d'encoche	$R_{b4} = \sqrt{\left(\frac{b_4}{2}\right)^2 \cdot (r_s + h_3)^2}$
Rayon jusqu'à b3 d'encoche	$R_{b3} = \sqrt{\left(\frac{b_3}{2}\right)^2 \cdot (r_s + h_3 + h_2)^2}$
Rayon jusqu'à b1 d'encoche	$R_{b1} = \sqrt{\left(\frac{b_1}{2}\right)^2 \cdot R_{cs}^2}$
Coefficient de bobinage	$K_b = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{N_{epp} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6 \cdot N_{epp}}\right)}$
Section d'une encoche	$S_{enc} = \frac{1}{2} \cdot (b_1 + b_3) \cdot h_1$
Section d'un conducteur (une spire) d'une encoche	$S_{ce} = \frac{S_{enc} \cdot K_r}{N_{ce}}$

Tableau A.4 Calculs de la masse et de l'encombrement de la machine

Masse et Encombrement	Masse des aimants	$M_{aim} = mv_{aim} \cdot \pi \cdot l_r \cdot K_p \cdot (R_{aim}^2 - R_{rot}^2)$
	Masse de la culasse du rotor	$M_{cr} = mv_{rot} \cdot \pi \cdot l_r \cdot (R_{rot}^2 - R_{int}^2)$
	Volume de la culasse du stator	$V_{cs} = 2 \cdot \pi \cdot l_r \cdot e_{cs} \cdot (r_s + d_s + \frac{e_{cs}}{2})$
	Masse de la culasse du stator	$M_{cs} = mv_{stat} \cdot V_{cs}$
	Volume des pieds de dents du stator	$V_{pd} = N_{enc} \cdot l_r \cdot [h_2 \cdot \frac{\pi}{N_{enc}} \cdot (2 \cdot r_s + h_2 + 2 \cdot h_3) - \frac{b_3 + b_4}{2} + h_3 \cdot \frac{\pi}{N_{enc}} \cdot (2 \cdot r_s + h_2) - b_4 - b_2]$
	Volume des dents du stator hors pied	$V_{hpd} = l_r \cdot [\pi \cdot [2 \cdot r_s \cdot (d_s - h_2 - h_3) + d_s^2 - (h_2 + h_3)^2] - S_{enc} \cdot N_{enc}]$
	Masse des dents du stator	$M_d = mv_{stat} (V_{pd} + V_{hpd})$

Masse du stator	$M_{\text{stat}} = M_{\text{cs}} + M_{\text{d}}$
Volume de cuivres des encoches	$V_{\text{cuenc}} = l_r \cdot S_{\text{enc}} \cdot N_{\text{enc}} \cdot K_r$
Longueur de têtes de bobine pour un côté pour une bobine	$l_{\text{tb}} = \frac{\pi}{p} \cdot \left(r_s + \frac{d_s}{2} \right)$
Volume de cuivres dans les têtes de bobines totales	$V_{\text{cutb}} = N_{\text{enc}} \cdot l_{\text{tb}} \cdot S_{\text{enc}} \cdot K_r$
Encombrement des têtes de bobines	$V_{\text{tb}} = \frac{V_{\text{cutb}}}{K_r}$
Masse de cuivres	$M_{\text{cu}} = m v_{\text{cu}} (V_{\text{cuenc}} + V_{\text{cutb}})$
Masse totale de la machine	$M_{\text{moteur}} = M_{\text{aim}} + M_{\text{cr}} + M_{\text{stat}} + M_{\text{cu}}$
Epaisseur des têtes de bobines pour un côté de la machine	$e_{\text{tb}} = \frac{V_{\text{tb}}}{2 \cdot \pi \cdot (R_{\text{cs}}^2 - r_s^2)}$
Longueur totale de l'ensemble de la longueur active de la machine et des têtes de bobines	$L_{\text{tot}} = l_r + 2 \cdot e_{\text{tb}}$
Encombrement total inclus de la machine et des têtes de bobines	$V_{\text{moteur}} = \pi \cdot R_{\text{ext}}^2 \cdot L_{\text{tot}}$

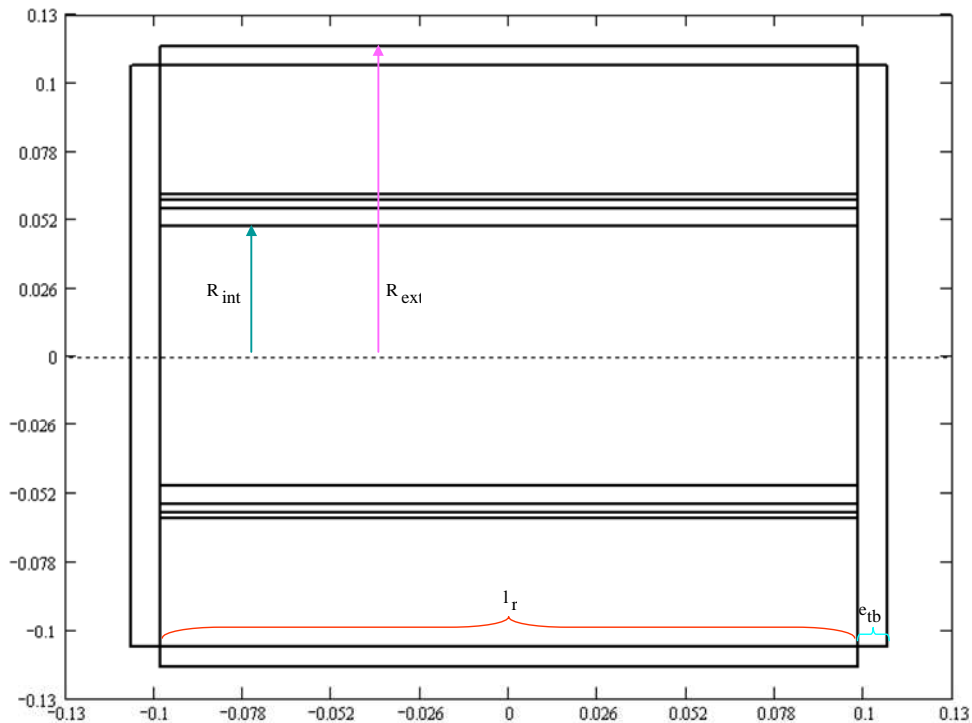


Figure A.6 Le profil latéral de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface

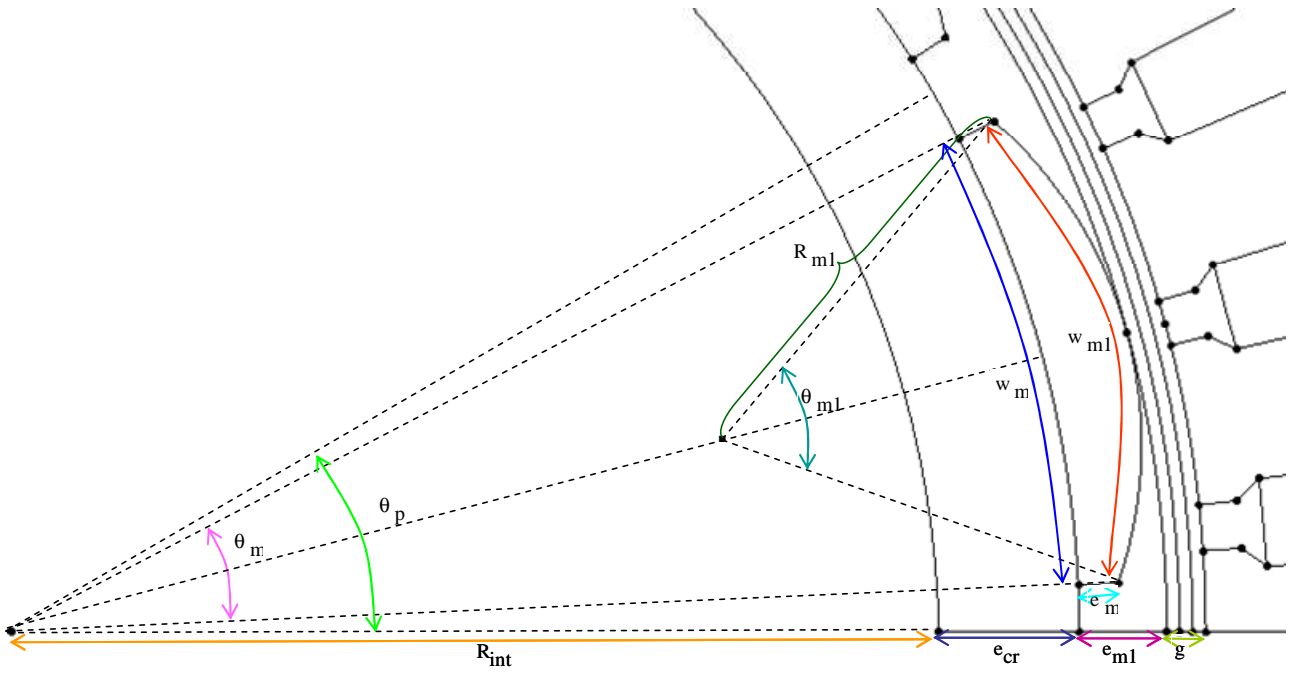


Figure A.7 Les paramètres géométriques du rotor de la machine

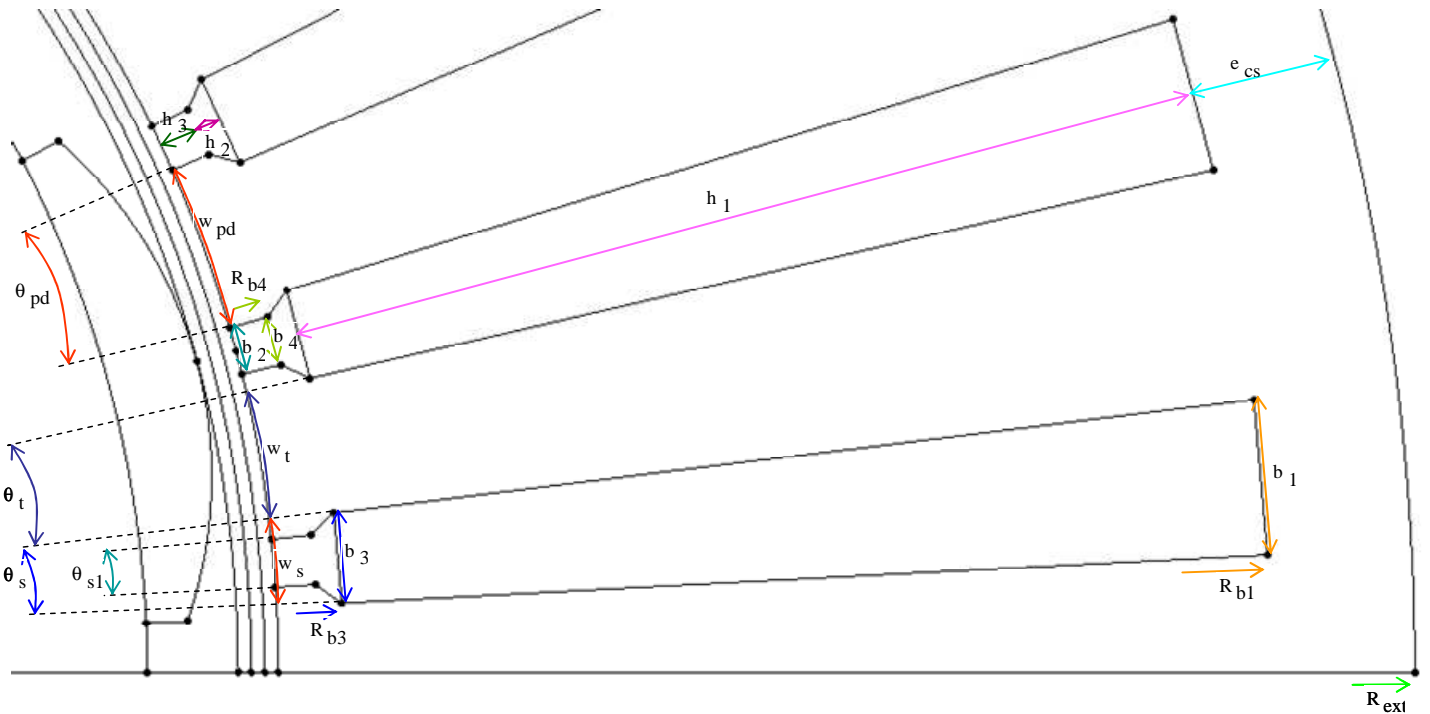


Figure A.8 Les paramètres géométriques du stator de la machine

Annexe III Cahier des charges et dimensions de la machine prototype de 7 kW

La puissance de la machine prototype vaut 7 kW. Elle est déduite de la machine électrique réelle de 70 kW par un rapport d'homothétie de 1/10. Le cahier des charges de la machine prototype a été ainsi élaboré à partir de celui de la machine pleine échelle de façon à ce que la machine prototype soit la plus représentative possible de la machine réelle qui ne sera pas construite à ce stade du projet. Du Tableau A.5 au Tableau A.11, nous présentons respectivement les paramètres géométriques et les performances en différent point de fonctionnement de la machine prototype.

Tableau A.5 Paramètres géométriques du rotor

Paramètre de dimension	Symbole	Valeur
Entrefer	g	2 mm
Epaisseur minimale d'aimants	e_m	2.04 mm
Epaisseur maximale d'aimants	e_{m1}	4.5 mm
Angle mécanique de l'ouverture d'aimants à côté du rotor	θ_m	24.99 deg
Epaisseur de la culasse rotorique	e_{cr}	7.23 mm
Rayon intérieur	R_{int}	47.71 mm
Angle mécanique du pas polaire	θ_p	30 deg

Tableau A.6 Paramètres géométriques du stator

Paramètre de dimension	Symbole	Valeur
Epaisseur de la culasse statorique	e_{cs}	7.22 mm
Largeur en haut de l'encoche	b_1	7.72 mm
Rayon au point en haut de l'encoche	R_{b1}	110.65
Angle mécanique de l'ouverture d'encoche	θ_s	4 deg
Largeur au fond de cale d'encoche	b_3	4.51 mm
Rayon au point au fond de cale d'encoche	R_{b3}	64.67 mm
Largeur au milieu de cale de l'encoche	b_4	2.47 mm
Rayon au point au milieu de cale de l'encoche	R_{b4}	63.41 mm
Angle mécanique de l'ouverture en bas d'encoche	θ_{s1}	2.23 deg
Largeur en bas de l'encoche	b_2	2.39 mm
Largeur de l'ouverture d'encoche	w_s	4.29 mm

Largeur de l'ouverture de dent	w_t	6.43 mm
Angle mécanique de l'ouverture de dent	θ_t	6 deg
Angle mécanique de l'ouverture au pied de dent	θ_{pd}	7.77 deg
Largeur de l'ouverture au pied de dent	w_{pd}	8.33 mm
Hauteur d'encoche active	h_1	45.96 mm
Hauteur en haut de cale d'encoche	h_2	1.23 mm
Hauteur en bas de cale d'encoche	h_3	1.97 mm
Rayon extérieur	R_{ext}	117.81 mm

Tableau A.7 Paramètres géométriques du profil latéral de la machine

Paramètre de dimension	Symbole	Valeur
Longueur active (Profondeur) de la machine	l_r	204.79 mm
Epaisseur de têtes de bobines	e_{tb}	8.58 mm

Tableau A.8 Paramètres des matériaux

Composant	Caractéristique
Culasse du stator	M270-35A
Culasse du rotor	STEEL_1010_XC10
Aimant	Type: NdFeB 38SH Induction rémanente: $B_r = 1.2$ T Perméabilité magnétique relative: $\mu_{ra} = 1.05$

Tableau A.9 Paramètre des performances en régime nominal

Paramètre	Valeur
Puissance mécanique	7 kW
Couple mécanique nominal permanent	100 Nm
Vitesse de rotation nominale	668 tr/min

Tableau A.10 Paramètre des performances en régime boost

Paramètre	Valeur
Puissance mécanique	7 kW
Couple mécanique maximal transitoire (<30s)	200 Nm
Vitesse de rotation	334 tr/min

Tableau A.11 Paramètre des performances en vitesse maximale

Paramètre	Valeur
Puissance mécanique	7 kW
Couple mécanique minimal	16 Nm
Vitesse de rotation	4200 tr/min

Annexe IV Cahier des charges et dimension de la machine échelle 1 de 70 kW

Le cahier des charges de la machine échelle 1 de 70 kW a été élaboré à partir du cahier des charges du véhicule lourd du projet ARCHYBALD. Du Tableau A.12 au Tableau A.18, nous présentons respectivement les paramètres géométriques et ceux relatifs aux performances en trois points de fonctionnement.

Tableau A.12 Paramètres géométriques du rotor

Paramètre dimensionnel	Symbole	Valeur
Entrefer	g	2 mm
Epaisseur minimale d'aimants	e_m	1.8 mm
Epaisseur maximale d'aimants	e_{m1}	4.6 mm
Angle mécanique de l'ouverture d'aimants à côté du rotor	θ_m	24.99 deg
Epaisseur de la culasse rotorique	e_{cr}	13.84 mm
Rayon intérieur	R_{int}	99.89 mm
Angle mécanique du pas polaire	θ_p	30 deg

Tableau A.13 Paramètres géométriques du stator

Paramètre de dimension	Symbole	Valeur
Epaisseur de la culasse statorique	e_{cs}	13.84 mm
Largeur en haut de l'encoche	b_1	11.05 mm
Rayon au point en haut de l'encoche	R_{b1}	156.26 mm
Angle mécanique de l'ouverture d'encoche	θ_s	4.05 deg
Largeur au milieu de l'encoche	b_3	8.57 mm
Rayon au point du milieu de l'encoche	R_{b3}	121.24 mm
Largeur au milieu de cale de l'encoche	b_4	5.06 mm
Rayon au point au milieu de cale de l'encoche	R_{b4}	120.25 mm
Angle mécanique de l'ouverture en bas d'encoche	θ_{s1}	2.41 deg
Largeur en bas de l'encoche	b_2	5 mm
Largeur de l'ouverture d'encoche	w_s	8.4 mm

Largeur de l'ouverture de dent	w_t	12.32 mm
Angle mécanique de l'ouverture de dent	θ_t	5.95 deg
Angle mécanique de l'ouverture au pied de dent	θ_{pd}	7.59 deg
Hauteur d'encoche active	h_1	35 mm
Hauteur en haut de cale d'encoche	h_2	0.94 mm
Hauteur en bas de cale d'encoche	h_3	1.5 mm
Rayon extérieur	R_{ext}	170 mm

Tableau A.14 Paramètres géométriques du profil latéral de la machine

Paramètre de dimension	Symbole	Valeur
Longueur active (Profondeur) de la machine	l_r	485.75 mm
Epaisseur de têtes de bobines	e_{tb}	31.49 mm

Tableau A.15 Paramètres des matériaux

Composant	Caractéristique
Culasse du stator	M270-35A
Culasse du rotor	STEEL_1010_XC10
Aimant	Type: NdFeB 38SH Induction rémanente: $B_r = 1.2$ T Perméabilité magnétique relative: $\mu_{ra} = 1.05$

Tableau A.16 Paramètre des performances en régime nominal

Paramètre	Valeur
Puissance mécanique	70 kW
Couple mécanique nominal permanent	1000 Nm
Vitesse de rotation nominale	668 tr/min

Tableau A.17 Paramètre des performances en régime boost

Paramètre	Valeur
Puissance mécanique	70 kW
Couple mécanique maximal transitoire (<30s)	2000 Nm
Vitesse de rotation	334 tr/min

Tableau A.18 Paramètre des performances en vitesse maximale

Paramètre	Valeur
Puissance mécanique	70 kW
Couple mécanique minimal	159 Nm
Vitesse de rotation	4200 tr/min

Références

[AHMED97] A. Ben Ahmed, E. Aufauvre et B. Multon, *Dimensionnement d'une machine à commutation électronique monophasée haute vitesse à réluctance et aimants alternés*, J. Phys. III France 7, 1997.

[AHMED06] Hamid BEN AHMED, Nicolas BERNARD, Gilles FELD, Bernard MULTON, *Machines synchrones - Modélisation en régime permanent*, Techniques Ingénieur, 10 Novembre 2006.

[ALHASSOUN05] Yasser ALHASSOUN, *Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse*, Thèse de doctorat, INPT, Mai 2005.

[AMARA01] Yacine AMARA, *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation – Application au véhicule hybride*, Thèse de doctorat, Université Paris XI, Décembre 2001.

[ARCHYBALD] Note technique: ARCHYBALD - Lot 1: *Rapport d'étude incluant l'état d'art des chaînes de traction et le cahier des charges finalisé pour la suite du projet*, DDO/EAT/289-09/OP, Nexter system.

[ARQUES01] Philippe ARQUES, livre : *Transmission mécanique de puissance*, 2001.

[AYDIN02] Metin Aydin, Surong Huang, Thomas A. Lipo, *A New Axial Flux Surface Mounted Permanent Magnet Machine Capable of Field Control*, 37th IAS Industry Applications Conference, pp 1250 – 1257, vol.2, 2002.

[BADIN07] F.BADIN, *La voiture hybride*, INRETS LTE VEH, Juin 2007.

[BARRIERE10] O. de la Barrière, S. Hlioui, H. Ben Ahmed, M. Gabsi and M. LoBue, *PM Axial Flux Machine Design for Hybrid Traction*, Oil & Gas Science and Technology – Rev. IFP, Vol. 65, No. 1, pp. 203-218, 2010.

[BELLEGARDE07] Nicolas BELLEGARDE, Philippe DESSANTE, Pierre VIDAL, Jean-Claude VANNIER, *Optimisation of a Drive System and its Epicyclic Gear Set*, XIII International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, Prague, Czech Republic, September 2007.

[BERETTA10] Joseph BERETTA, *Motorisation hybride thermique-électrique*, Techniques Ingénieur, 10 Janvier 2010.

- [BOLDEA92] I.BOLDEA, N.MUNTEAN, S.DEACONU, S.A.NASAR, Z.FU, *Distributed anisotropy rotor synchronous drives (DARSYN) – Motor identification and performance*, International Conference Electrical Machines, p 542-546, 1992.
- [BONAL97] Jean Bonal, *Entraînements électrique à vitesse variable*, le moteur à courant continu, p35, 1997.
- [BORZEC92] Robert LE BORZEC, *Réducteurs de vitesse à engrenages*, Techniques Ingénieur, 10 Novembre 1992.
- [BOUCHAREB09] BOUCHAREB Ilhem, *Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réluctance variable*, mémoire de Magister, Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [BOULON09] L. Boulon, D. Hissel, M-C Péra, O. Pape, A. Bouscayrol, *Energy based modeling of a 6-wheel drive hybrid heavy truck*, Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2009, pp.1316-1321.
- [BRETON09] Jean-Marie LE BRETON, Luc LECHEVALLIER, Philippe TENAUD, Antoine MOREL, *Aimants permanents - Matériaux et propriétés*, Techniques-ingénieur, mai 2009.
- [BRISSET07] Brisset S., *Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques*, Habilitation à Diriger des Recherches, Université des sciences et technologies de Lille, Décembre 2007.
- [BRUN76] R.BRUN, *Problèmes fondamentaux et aspects technologiques des transmissions de puissance (mécanique, hydrodynamique, électrique, hydrostatique)*, Synthèse des Conférences d'Etudes des Transmissions de puissance en 1975, publié dans la revue des Ingénieurs de l'Automobile, N°5-6, Mai-Juin 1976.
- [CAMPBELL74] P. Campbell, *Principles of a permanent-magnet axial-field DC machine*, Proc. IEE, Vol. 121, Dec. 1974, pp.1489-1494.
- [CHAN02] C.C. Chan, *The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles*, Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 2, February 2002.
- [CHALMERS94] B. J. Chalmers, L. Musaba, and D. F. Gosden, *Synchronous machines with permanent-magnet and reluctance rotor sections*, Proc. Int. Conf: Electrical Machines, Paris, France, Sept. 1994, pp. 185-1 89.
- [CHALMERS96] Brian J. Chalmers, Lawrence Musaba and David F. Gosden, *Variable-Frequency Synchronous Motor Drives for Electric Vehicles*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 32, NO. 4, JULY/AUGUST 1996.
- [CHAU02] K.T. Chau, Y.S. Wong, *Overview of power management in hybrid electric vehicles*, Energy Conversion and Management 43 (2002) pp. 1953–1968.
- [CHEDOT04] L.Chedot, *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace fonctionnement : Application à l'alternateur-démarrreur*, Thèse de doctorat, Valeo et UTC, 2004.

- [CHENADEC] Jean-Yves LE CHENADEC, *ALIMENTATION A DECOUPAGE*, Cours.
- [CHIN04] Yung-kang Chin, *A permanent magnet synchronous motor for an electric vehicle design analysis*, Thesis of doctor, Royal Institute of Technology, Sweden, 2004.
- [DALLEMAGNE99] G. Dallemagne. *Fluides hydrauliques-Facteurs d'influence*, Techniques de l'Ingénieur, Janvier 1999.
- [DARIS83] DARIS Georges, *tout par l'électricité*, A. MAME et fils éditeurs, 1883.
- [DELVIS08] Delvis A. González-Lopez, Juan A. Tapia, Rogel Wallace, and Anibal Valenzuela, *Design and Test of an Axial Flux Permanent-Magnet Machine With Field Control Capability*, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 44, NO. 9, SEPTEMBER 2008.
- [DEPERNET95] Depernet D., *Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone*, Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, Décembre 1995.
- [DIVOUX99] Claude Divoux, Cours : *Moteur asynchrone triphasé*, 1999.
- [DUHAYON02] Eric Duhayon, C. Henaux, Y. Alhassoun and B.Nogarede, *Design of a high speed switched reluctance generator for aircraft applications*, ICEM 2002, Brugge-Belgium.
- [DUYSINX] Pierre DUYSINX, *Véhicules hybrides*, cours de l'année académique 2007-2008, Université de Liège.
- [EATON] *The eaton hybrid electric prototype truck*, Environment Defense, USA. Web de source: http://www.edf.org/documents/4061_PrototypeTruck.pdf.
- [ELECTROTECHNIQUE] Web de source : <http://www.electrotechnique-couffignal.site2.ac-strasbourg.fr/.../moteur-brushless1.pdf>.
- [ESNAULT00] Francis Esnault, livre : *Construction mécanique*, 2000.
- [ESPANET99] Christophe ESPANET, *Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée application au moteur-roue*, Thèse de doctorat, Université Franche-Comté, 1999.
- [FANCHON01] J-L. Fanchon, Nathan, *Guide des Sciences et Technologies Industrielles*, 2001.
- [FEMTO] Web du laboratoire : <http://www.femto-st.fr/>.
- [FISH01] Scott Fish and Troy B. Savoie, *Simulation-Based Optimal Sizing of Hybrid Electric Vehicle Components for Specific Combat Missions*, IEEE Transactions on Mangeticss, Vol. 37, No. 1, pp.485-488, January 2001.
- [FLUX2D] FLUX2D, *Manuel d'utilisation de Version 10*, CEDRAT.S.A., Web de la société : <http://www.cedrat.com/>.

- [FONSECA00] Armando FONSECA, *Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides*, Thèse de doctorat, INP de Grenoble, Septembre 2000.
- [FREIGHTLINER] Freightliner, *l'hybride poids lourd*, web de source: http://www.moteurnature.com/actu/uneactu.php?news_id=1348.
- [GASC04] Laurent GASC, *Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile-Approches par la structure et par la commande*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2004.
- [GOSDEN94] D. F. Gosden, B. J. Chalmers, and L. Musaba, *Drive system design for an electric vehicle based on alternative motor types*, Proc. IEE Int. Conf. Power Electronics and Variable-speed Drives, London, Oct. 1994, pp. 710-715.
- [HARRISH81] M.R. Harrish, H.R. Boltonbon, P.A. Ward, J.V. Byrneb, G.B. Smith, J. Merrett, F. Devitt, R.J.A. Paul, K.K. Schwrtz, M.F Magn, A.F Anderson, R. Bourne, P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, N.N. Fulton, *Discussion on variable-speed switched reluctance motors*, proc. IEE, Vol 128, Pt. B, N°5, pp.260-276, 1981.
- [HEIKKILA02] T. Heikkila, *Permanent magnet synchronous motor for industrial inverter applications – analysis and design*, Dissertation, Acta Universitatis Lappeenrantaensis 134, ISBN 951-764-699-2, Lappeenranta, 109 p, 2002.
- [HENDERSHOT94] Hendershot Jr, J.R. Miller, T.J.E, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna physics publishing and Clarendon press, Oxford, ISBN 1-881855-03-1.574 p, 1994.
- [HENRIOT99] G. Henriot. *Engrenages: Conception, fabrication, mis en oeuvre*. Dunod 1999.
- [HLIOUI08] Sami HLIOUI, *Etude d'une machine synchrone à double excitation - Contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal*, Thèse de doctorat, UTBM et UFC, 2008.
- [HODKINSON97] R.L. Hodkinson, *Towards 4 Dollars per kilowatt*, Nelco Systems – Polaron Group (U.K.), EVS 14 Session 3B.
- [IRISBUS08] web de source : <http://www.metro-pole.net/actu/breve295.html>.
- [IRISBUS09] *Irisbus Iveco annonce un Citelis hybride en 2010*, Information presse d'Irisbus, 25 Novembre 2009, Lyon, web de source : <http://www.irisbus.com/en-us/PRESSROOM/PressRelease/PublishingImages/Autobus%20Hybride.pdf?id=12345>.
- [IRISBUS10] *Irisbus et la RATP parient sur l'hybridation hydraulique pour leur bus du futur*, Usine nouvelle, 02 Février 2010, web de source : <http://www.usinenouvelle.com/article/irisbus-et-la-ratp-parient-sur-l-hybridation-hydraulique-pour-leur-bus-du-futur.N125541>.
- [JENSEN92] C. C. Jensen, F. Profumo and T. A. Lipo, *A low loss permanent magnet brushless DC motor utilizing tape wound amorphous iron*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, May/June 1992, pp.646-651.

- [KADRI06] Khadija El Kadri, Alain Berthon, *Simulation of a dual hybrid generator for heavy vehicle application*, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference, pp.2642-2647.
- [KADRI07] Khadija EL KADRI, Alain BERTHON, *Energy Management Operating Modes Concerning a Hybrid Heavy Vehicle*, The International Conference on "Computer as a Tool", EUROCON September 2007, Warsaw, pp.1587-1593.
- [KANT89] KANT Michel, *les actionneurs électriques pas à pas*, traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès 1989.
- [LECHEVALLIER07] Lechevallier L., Le Breton J.M., Tenaud P., Morel A., Brassard S., *Aimants permanents - Applications et perspectives*, Techniques de l'ingénieur, RefD2102, Mai 2007.
- [LINDSTROM96] J.Lindström, J.Hellsing, J.Luomi, *Design of high-efficiency electrical motors for a hybrid electric vehicle*, Vol II, p.64-69, EVS 13, 1996.
- [LIPO00] T. A. Lipo, S Huang and M. Aydin, Performance assessment of axial flux permanent magnet motors for low noise applications, Final Report to ONR, Oct 2000.
- [LIU06] Jinming Liu, Hwei Peng, *Control Optimization for a Power-Split Hybrid Vehicle*, Proceedings of the 2006 American Control Conference, Juin 2006, USA.
- [LUBIN03] Thierry Lubin, *Modélisation et commande de la machine synchrone à reluctance variable-Prise en compte de la saturation magnétique*, Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy 1, 18 Avril 2003.
- [LY03] S.Ly, *Etude des lois de commande d'un alterno-démarrreur intégré*, Thèse de doctorat, UTC 2003.
- [MAPELLI10] Ferdinando Luigi Mapelli, Davide Tarsitano, and Marco Mauri, *Plug-In Hybrid Electric Vehicle: Modeling, Prototype Realization, and Inverter Losses Reduction Analysis*, IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 57, No. 2, pp.598-607, February 2010.
- [MEGEVH] Web de MEGEVH: <http://l2ep.univ-lille1.fr/megevh/>.
- [MESTER07] Victor MESTER, *Conception Optimale Systémique des Composants des Chaînes de Traction Electrique*, Thèse de Doctorat, 22 Mai 2007.
- [MICROBUS] *Un microbus respectueux de l'environnement*, Instantanés Techniques, 2007, N°47.
- [MILLER89] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motors Drives*, Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [MIURA96] T.Miura, Y.Kawabata, E.Yamada, *Development of motor for electric vehicles*, Vol II, p.57-63, EVS 13, 1996.
- [Miller05] John, M.Miller, Mark Ehsani, Yimin Gao, *Understanding Power Flows in HEV eCVT's With Ultracapacitor Boosting*, Vehicle Power and Propulsion 2005 IEEE Conference, pp. 742-746.

- [MILLER06] John, M. Miller, *Hybrid Electric Vehicle Propulsion System Architectures of the e-CVT Type*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, No.3, May 2006.
- [MORIMOTO90] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, and K. Taniguchi, *Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity*, IEEE Trans. Ind. Applicut., vol. 26, pp. 866-871, Sept./Oct. 1990.
- [Mack] *Mack présente un hybride diesel-électrique*, web de source: <http://www.routiers.com/sejtbases/routiers/827/827p009-014.pdf>.
- [MOBILIS] *Mobilis*, Le magazine de Volvo trucks Belgium, No.3 2008.
- [MUDANNAYAKE05] C.P.Mudannayake, M.F.Rahman and B.Karanayil, *Sensorless Induction Machine Based Integrated Starter Alternator with Loss Minimization*, Conference Record of IEEE Industry Applications Conference, p 1058-1065, 2005.
- [MUHLEGGGER90] W. Muhlegger, W. Teppan, and M. Rentmeister, *Working conditions of a permanent excited synchronous motor in flux-weakening mode*, Proc. ICEMYO, Cambridge, MA, USA, Aug. 1990, pp. 1107-1 110.
- [MULTON93] Bernard MULTON, *Principe et élément de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées*, journées électrotechnique club EEA, BELFORT, 1993.
- [MULTON95] Bernard MULTON, Laurent HIRSINGER, *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (première partie)*, Revue 3E.I n°4 décembre 1995 pp.53-64.
- [MULTON96] Bernard MULTON, Laurent HIRSINGER, *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (deuxième partie)*, Revue 3E.I n°5 mars 1996 pp.55-64.
- [MULTON04] Bernard MULTON, *Les machines synchrones autopilotées*, Préparation à l'agrégation de Génie Electrique, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004.
- [MULTON05] Bernard MULTON, *Application des aimants aux machines électriques*, Notes de cours, ENS Cachan – Antenne de Bretagne, 2005.
- [MURAKAMI96] H.Murakami, Nishiyama, Kawano, Honda, Kondo, Higaki, *Optimum design of an interior permanent magnet motor for electric vehicles*, p.135-141, Vol.I, EVS 13, Osaka, October 1996.
- [NEXTER] Web de Nexter Systems: http://www.giat-industries.fr/index.php?option=com_content&view=category&layout=blog&id=36&Itemid=81&lang=fr.
- [NOGAREDE] B. NOGAREDE, *Machines tournantes : Principes et constitution*, Technique de l'ingénieur, D3411-10.
- [PINSONC34] G.Pinson, *C34-Cours Machine Asynchrone*, Physique Appliquée, web : <http://sitelec.org/cours/asynchrone.pdf>.

- [PINSONC33] G.Pinson, *C33-Cours Machine Synchrone*, Physique Appliquée, web : <http://www.syscope.net/elec/C33.pdf>.
- [PORNIN81] M.PORNIN, *Traction électrique automobile routière*, Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie électrique, Juin 1981.
- [PURANEN06] Jussi Puranen, *Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion control*, Thesis of doctor, Lappeenranta University of Technology, Finland, December 5th 2006.
- [RADAOROZANDRY07] LIVA ERIC RADAOROZANDRY, *Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation magnétique*, Mémoire de M.Sc., Université Laval, Canada, 2007.
- [RAMINOSOA06] Tsarafidy RAMINOSOA, *Optimisation des performances des machines synchro-réductances par réseaux de permeances*, Thèse de Doctorat, INPL Dea Protee, 05 Octobre 2006.
- [RATP]: *RATP : le Stop-Start de Valeo à l'essai sur un Microbus à Paris*, web de source: <http://www.caradisiac.com/RATP-le-Stop-Start-de-Valeo-a-l-essai-sur-un-Microbus-a-Paris-1022.htm>.
- [REGNIER03] Regnier J., *Conception de systèmes hétérogènes en Génie Electrique par optimisation évolutionnaire multicritere*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [RENAULT] *Renault Premium Distribution Hybrys Tech : les résultats des tests à Lyon*, web de source : <http://www.caradisiac.com/Renault-Premium-Distribution-Hybrys-Tech-les-resultats-des-tests-a-Lyon-59018.htm>.
- [ROSSAT05] Mathieu Rossat, cours : *Les trains épicycloïdaux*, 2005.
- [SALMINEN] Pia Salminen, *Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications*, Thesis of doctor, Lappeenranta University of Technology, Finland, December, 2004.
- [SAUTTER10] Sautter Anne-Claire, Venaille Vincent, Le Trouher Guy, Bouysset Jean-Louis, Pape Olivier, *ARCHYBALD: An hybrid transmission for heavy vehicles*, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 1-3, 2010, Lille, France.
- [SautterAC10] Sautter Anne-Claire, *Optimisation d'une transmission hybride pour un véhicule lourd*, rapport de stage, UTBM, 2010.
- [SCHIFERL90] R. F. Schiferl and T. A. Lipo, *Power capability of salient-pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 26, pp. 1 15-123, Jan./Feb. 1990.
- [SCIENCES] Web de Sciences de l'ingénieur en S de l'académie Caen : <http://www.discip.ac-caen.fr/sti/stibacs/pdf/moteur-asynchrone.pdf>.
- [SINGH06] Bhim Singh, B.P. Singh, S.Dwivedi, *A state of art on different configurations of permanent magnet brushless machines*, IE(I) Journal-EL, Vol 87, June 2006.

- [SLEMON92] Slemon G., Liu X., *Modeling and design optimization of permanent magnet motors*, *Electrical Machines and Power Systems*, vol. 20, pp.71-92, 1992.
- [SLEMON94] Slemon G., *On the Design of High-Performance Surface-Mounted PM Motors*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No.1, pp.134 -140, January/February.1994.
- [SOONG94] W. L. Soong and T. J. E. Miller, *Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives*, *Proc. Inst. Elect. Eng.-Electr. Power*, vol. 141, no. 6, pp. 331-340, 1994.
- [STEPHENS92] Ch. M. STEPHENS, *Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motors Drives*, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.27, n°6, pp.1098-1102, 1992.
- [SYED06] Fazal U.Syed, Ming L.Kuang, John Czubay and Hao Ying, *Derivation and Experimental Validation of a Power-Split Hybrid Vehicle Model*, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.55, No.6, November 2006.
- [SYROTA08] Jean SYROTA, *Perspectives concernant Le VÉHICULE « grand public » d'ici 2030*, 28 Septembre 2008.
- [TOYOTA] Power - Split - Device (details), web de TOYOTA Prius : http://john1701a.com/prius/documents/Prius_Power-Split-Device_details.pdf.
- [VIOREL04] I.A VIOREL, L.SZABO, L.LÔWENSTEIN, C.STET, *Intergrated starter-generators for automotive applications*, *CNAE 2004*, Vol.45, No.3, p255-260.
- [XU95] L.XU, L.YE, L.ZHEN, A.EL-ANTABLY, *A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation*, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pages 373-378, Mars./Apr. 1995.
- [ZHU08] Li Zhu, S.Z. Jiang, Z.Q. Zhu and C.C. Chan, *Analysis and Modeling of Open-circuit Airgap Field Distributions in Multi-segment and Multilayer Interior Permanent Magnet Machines*, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, September 3-5, 2008, Harbin, China.